

การออกแบบอีควอไลเซอร์สำหรับปรับรูปทาร์เก็ตและรหัสพาริตีที่เช็คความ  
หนาแน่นต่ำสำหรับช่องสัญญาณบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบไม่เป็นเชิงเส้น

TARGET-SHAPING EQUALIZER DESIGN AND LOW-DENSITY PARITY-CHECK  
CODES FOR NONLINEAR MAGNETIC RECORDING CHANNELS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-M-010-032

การออกแบบอีควอไลเซอร์สำหรับปรับรูปทาร์เก็ตและรหัสพาริตีเช็คความ  
หนาแน่นต่ำสำหรับช่องสัญญาณบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบไม่เป็นเชิงเส้น

## TARGET-SHAPING EQUALIZER DESIGN AND LOW-DENSITY PARITY-CHECK CODES FOR NONLINEAR MAGNETIC RECORDING CHANNELS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2558

**KMITL-2015-EN-M-010-032**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TARGET-SHAPING EQUALIZER DESIGN AND LOW-DENSITY PARITY-CHECK  
CODES FOR NONLINEAR MAGNETIC RECORDING CHANNELS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2015  
KMUTL-2015-EN-M-010-032**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2015**  
**FACULTY OF ENGINEERING**  
**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบอีควอลไลเซอร์สำหรับปรับรูปทาร์เก็ตและรหัสพาริตีใช้ความหนาแน่นต่ำ  
สำหรับช่องสัญญาณบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบไม่เป็นเชิงเส้น

Thesis Title Target-Shaping Equalizer Design and Low-Density Parity-Check Codes for  
Nonlinear Magnetic Recording Channels

นักศึกษา นางสาวอดิติญา ศิริรุ่งสกุลวงศ์

รหัสประจำตัว 55611911

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.ณัฐกานต์ พุทธรักษ์

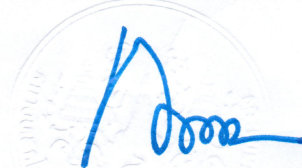
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2015-EN-M-010-032

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พรชัย	ทรัพย์นิธิ	ASylc
ผศ.ดร.สมเกียรติ	ฤกษ์วีรัญญ	
ศ.ดร.ประยุทธ์	อัครเอกดาลิน	
ผศ.ดร.สิรภาพ	ตู้ประกาย	
ดร.ณัฐกานต์	พุทธรักษ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 11 พฤษภาคม พ.ศ. 2558 เวลา 14.00-16.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ณ วันที่ 11 พฤษภาคม พ.ศ. 2558

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบอีควอไลเซอร์สำหรับปรับรูปทาร์เก็ตและรหัสพาริตีที่เช็คความหนาแน่นต่ำสำหรับช่องสัญญาณบันทึกรหัสข้อมูลแม่เหล็กแบบไม่เป็นเชิงเส้น
นักศึกษา	นางสาวอดิทยา ศิริรุ่งสกุลวงศ์
รหัสนักศึกษา	55611911
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร. ญัฐกานต์ พุทธิรักษ์

### บทคัดย่อ

กระบวนการเขียนในฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟนั้นมีโอกาสได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถก่อให้เกิดข้อผิดพลาดในการถอดรหัสข้อมูลได้ จึงได้มีการใช้วิธีดิงค่าไคบิตเพื่อหาผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยจึงใช้แบบจำลองโวลเทราสำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น จากนั้นใช้วิธีการเพิ่มสมรรถนะของระบบ แบ่งออกเป็น 2 วิธีด้วยกัน วิธีการที่ 1 ผู้วิจัยได้นำเสนอการประยุกต์ใช้การออกแบบอีควอไลเซอร์ด้วยวิธีข้อผิดพลาดกำลังเฉลี่ยน้อยสุดในหลายๆเงื่อนไข โดยทำการเลือกเงื่อนไขที่ทำให้ได้ค่า MMSE ต่ำสุด โดยจากผลการทดลองพบว่าเงื่อนไขแบบ  $g_1 = 1$  ให้ค่า MMSE ต่ำสุดทั้งช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณรบกวนสี่เหลี่ยมมุมฉาก ก่อนนำสัญญาณเข้าสู่วงจรตรวจหาบิตและทำการเปรียบเทียบสมรรถนะด้วยกราฟอัตราบิตผิดพลาด ซึ่งจากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า เมื่อระบบได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นมากเท่าใด สมรรถนะของระบบจะแยกลงเท่านั้น และวิธีการที่ 2 ใช้วิธีประยุกต์ใช้การถอดรหัสข้อผิดพลาดของข้อมูลโดยใช้รหัสพาริตีที่เช็คความหนาแน่นต่ำทั้งแบบไบนารีและนอนไบนารี ของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งการถอดรหัสแบบนอนไบนารีแอลดีพีซีให้สมรรถนะในการถอดรหัสที่ดีกว่าประมาณ 1 dB ในระบบที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก

<b>Thesis Title</b>	Target-Shaping Equalizer Design and Low-Density Parity-Check Codes for Nonlinear Magnetic Recording Channels
<b>Student</b>	Miss Atitaya Sirirungsakulwong
<b>Student No.</b>	55611911
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2015
<b>Thesis Advisor</b>	Dr. Nattakan Puttarak

## ABSTRACT

The write process in hard disk drives is distorted by the nonlinearity that effect in decoded bits, so the dibit extraction method is used to find the nonlinear effect. In this research, we will use the Volterra model to simulate the nonlinear channel. In consequence, we propose 2 methods in order to increase the system's performance. In the first method, we will apply the minimum mean square error (MMSE) equalizers to the system, then choose the best constraint that gives the MMSE by considering various constraints. The simulation result show that  $g_1 = 1$  constraint gives the lowest MMSE both in linear and nonlinear systems affected from AWGN and jitter noise before applying the Viterbi detector and comparing their performance by BER graph. Therefore, our result confirms that the more nonlinear effect is, the worse the performance of the system will be. Moreover, the second method uses the low density parity check or LDPC code in terms of binary and nonbinary types in the linear and nonlinear systems. The results show that the nonbinary LDPC outperforms the binary LDPC approximately 1 dB in the system characterized by AWGN.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี ก็เนื่องด้วยการสนับสนุนจากบุคคลต่างๆ ลำดับแรกขอกราบขอบพระคุณ ครอบครัว สำหรับกำลังใจและการสนับสนุนในทุกๆ ด้าน

ขอขอบคุณ ดร.ณัฐกานต์ พุทธรักษ์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ รศ.ดร. พรชัย ทรัพย์นิธิ ที่ช่วยให้คำปรึกษาตลอดช่วงเวลาในการทำวิจัย รวมถึงคณาจารย์ทั้งหลายที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณบริษัท ซีเกท (เทคโนโลยี) ประเทศไทย จำกัด สำหรับการเอื้อเฟื้อข้อมูลที่ได้นำมาจากการใช้งานจริง รวมถึงคำแนะนำ ข้อเสนอแนะต่างๆ

ขอขอบคุณ สำนักงานกองทุนสนับสนุนทุนวิจัย สำหรับ ทุนวิจัยมหาบัณฑิต สกว. สาขา วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี ภายใต้โครงการเชื่อมโยงภาคการผลิตกับงานวิจัย ทุน สกว.- อุตสาหกรรม

ขอขอบคุณพี่ๆ ทุกคนในห้องปฏิบัติการด้านเทคโนโลยีการสื่อสารและการบันทึกข้อมูล ที่ให้คำแนะนำต่างๆ สำหรับข้อเสนอแนะในการปรับปรุงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

อดิ ตติญา ศิริรุ่งสกุลวงศ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	3
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 ประวัติความเป็นมาของการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก.....	5
2.1.1 ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	7
2.1.2 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก.....	8
2.1.3 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	11
2.1.4 กระบวนการเขียนข้อมูล.....	13
2.1.5 กระบวนการอ่านข้อมูล.....	15
2.1.6 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	23
2.2 ช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	24
2.2.1 แบบจำลองโวลเทรา.....	25
2.2.2 การคำนวณหาพัลส์ไดบิตของช่องสัญญาณ.....	29
2.3 รหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ.....	31
2.3.1 กราฟแทนเนอร์.....	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.2 รหัสบล็อกเชิงเส้น.....	33
2.3.3 รหัสแอลดีพีซีไบนารี.....	33
2.3.4 รหัสแอลดีพีซีอินอนไบนารี.....	39
บทที่ 3 การวิเคราะห์สัญญาณอ่านกลับจากช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	43
3.1 วิธีการตั้งค่าไคบิต.....	44
3.1.1 ผลการวิเคราะห์ลำดับบิตสุ่มเทียม.....	45
3.1.2 ผลการวิเคราะห์สัญญาณไคบิตจากสัญญาณอ่านกลับในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	47
บทที่ 4 การออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์.....	52
4.1 การออกแบบอีควอไลเซอร์แบบ MMSE.....	52
4.1.1 เงื่อนไขบังคับแบบโมนิก $g_0 = 1$ .....	55
4.1.2 เงื่อนไขบังคับแบบ $g_1 = 1$ .....	55
4.1.3 เงื่อนไขบังคับแบบกำหนดค่าทาร์เก็ต.....	56
4.2 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววกในช่องสัญญาณที่ เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น.....	56
4.2.1 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววก ในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น.....	56
4.2.2 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววก ในช่องสัญญาณที่เป็นไม่เชิงเส้น.....	60
4.2.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่เป็นเชิงเส้นและได้รับ ในช่องสัญญาณที่เป็นไม่เชิงเส้น.....	64
4.3 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวววกและสัญญาณรบกวนสื่อบันทึก ในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น.....	67
บทที่ 5 การลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยรหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ.....	71
5.1 ผลการจำลองการเข้ารหัสและถอดรหัสแอลดีพีซีไบนารี.....	71

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.2 ผลการจำลองการเข้ารหัสและถอดรหัสแอลดีพีซีนอนไบนารี.....	72
5.3 การประยุกต์ใช้การถอดรหัสแบบนอนไบนารีสำหรับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	74
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	77
เอกสารอ้างอิง.....	79
ภาคผนวก.....	82
ภาคผนวก ก. ตัวอย่างเมทริกซ์พาริตีเช็ค $\mathbf{H}$ GF(16) $(n,k) = (1152,128)$ , $R = 0.8889$ .....	83
ภาคผนวก ข. MATLAB source code .....	85
ภาคผนวก ค. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	94
ประวัติผู้เขียน.....	101

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ลำดับสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรถูกเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับ $h(x) = 1 + x + x^4$ .....	31
3.1 ลำดับบิตสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรถูกเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับ $h(x) = 1 + x^4 + x^7$ .....	45
3.2 ตัวอย่างข้อมูล textfile หลังป้อนเข้าโปรแกรม Matlab.....	48
4.1 ค่าทาร์เก็ตที่อีควอไลเซอร์ 11 แท๊ป และค่า MMSE ณ ND = 2 และ 2.5 สำหรับช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น.....	59
4.2 ค่าทาร์เก็ตที่อีควอไลเซอร์ 11 แท๊ป และค่า MMSE ณ ND = 2 และ 2.5 สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	63
5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	71



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แนวโน้มความหนาแน่นของพื้นที่ในการบันทึกข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	6
2.2 โครงสร้างภายในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	7
2.3 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแนวนอน.....	8
2.4 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแนวตั้ง.....	9
2.5 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบสองมิติ.....	10
2.6 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย.....	10
2.7 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแบบสื่อแพทเทริน.....	11
2.8 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	12
2.9 แบบจำลองจัดเก็บข้อมูลดิจิทัลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์.....	12
2.10 แผนภาพกระบวนการเขียนข้อมูล.....	13
2.11 สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแนวนอน.....	19
2.12 สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแนวตั้ง.....	19
2.13 ผลตอบสนองไต่บิต สำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแนวนอน.....	20
2.14 ผลตอบสนองไต่บิต สำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง.....	21
2.15 สัญญาณอ่านกลับที่มีการบันทึกข้อมูลแบบแนวนอน.....	22
2.16 สัญญาณอ่านกลับที่มีการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง.....	22
2.17 แบบจำลองช่องสัญญาณเสมือนจริง.....	23
2.18 แบบจำลองช่องสัญญาณอุดมคติ.....	24
2.19 ระบบที่มีช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น.....	25
2.20 แบบจำลองโวลเทราสำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	26
2.21 แบบจำลองโวลเทราอันดับสองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	28
2.22 วงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับที่สร้างจากสมการพหุนาม $h(x) = 1 + x + x^4$ .....	30
2.23 ตัวอย่างเมทริกซ์พาร์ตีเช็ก.....	32
2.24 กราฟแทนเนอร์.....	32
2.25 โครงสร้างของรหัสบล็อกเชิงเส้น.....	33
2.26 การเข้าและถอดรหัสแอลดีพีซีในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาววก.....	36

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 ค่าความน่าเชื่อถือระหว่างโหนดตรวจสอบและโหนดสัญลักษณ์.....	37
2.28 การคำนวณระหว่างโหนดตรวจสอบและโหนดสัญลักษณ์.....	37
2.29 กราฟแทนเนอร์ของรหัสนอนไบนารีแอลดีพีซี.....	40
3.1 ขั้นตอนการคำนวณหาค่าได้บิตจากสัญญาณที่ได้จากโรงงานอุตสาหกรรม.....	42
3.2 วงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับที่สร้างจากสมการพหุนาม $h(x) = 1 + x + x^4$ .....	45
3.3 ลำดับบิต 1 คาบ.....	46
3.4 ลำดับบิต 2 คาบ.....	47
3.5 ชุดสัญญาณที่อ่านได้จากเครื่อง Lecroy Oscilloscope.....	49
3.6 ชุดสัญญาณอ่านกลับที่อ่านได้จากเครื่อง Lecroy Oscilloscope.....	49
3.7 สัญญาณสหสัมพันธ์แบบไขว้ของสัญญาณอ่านกลับที่มีการสุ่มตัวอย่างเกิน และลำดับสุ่มเทียม.....	50
3.8 สัญญาณพัลส์ได้บิตของสัญญาณ 1 คาบ.....	50
4.1 แบบจำลองสำหรับการออกแบบทาร์เก็ตด้วยวิธี MMSE .....	52
4.2 ผลการเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณ ที่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 3 .....	57
4.3 ผลการเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณ ที่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 5 .....	57
4.4 ผลการเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณ ที่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 7 .....	58
4.5 ผลการเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณ ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 3 .....	61
4.6 ผลการเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณ ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 5 .....	61
4.7 ผลการเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณ ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 7 .....	62
4.8 ระบบการประมวลผลในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	64

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เป็นเชิงเส้นและระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น $c_2 = 0.05, 0.08, 0.1$ .....	65
4.10 อัตราความผิดพลาดของระบบที่เป็นเชิงเส้น.....	66
4.11 อัตราความผิดพลาดของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	66
4.12 แบบจำลองผลกระทบของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววกและ สัญญาณรบกวนสีบ้นทิกในระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น.....	67
4.13 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เป็นเชิงเส้นที่ได้รับผลกระทบจาก สัญญาณรบกวนสีบ้นทิก.....	68
4.14 อัตราความผิดพลาดของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นที่ได้รับผลกระทบจาก สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบววกกับระบบที่ได้รับผลกระทบทั้งสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน ขาวแบบววกและสัญญาณรบกวนสีบ้นทิกระดับ 3%.....	69
5.1 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการเข้ารหัสบนไบนารีแอลดีพีซี $GF_2(n,k) = (4086,512)$ , $R = 0.8889$ เมื่อเพิ่มจำนวนรอบในการถอดรหัส.....	72
5.2 แบบจำลองสำหรับการถอดรหัสด้วยแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี.....	73
5.3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการเข้ารหัสไบนารีและนอนไบนารีแอลดีพีซี.....	73
5.4 แบบจำลองการถอดรหัสด้วยแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	74
5.5 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการเข้ารหัสบนไบนารีแอลดีพีซี $GF_{16}(n,k) = (1152,128)$ , $R = 0.8889$ และ การเข้ารหัสไบนารี $GF_2(n,k) = (4086,512)$ , $R = 0.8889$ .....	75

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการบันทึกข้อมูลซึ่งมีส่วนประกอบที่สำคัญ [1] คือ ช่องสัญญาณการบันทึกระบบแม่เหล็ก (magnetic recording channel) ซึ่งเป็นการเก็บข้อมูลบิตให้อยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็ก (magnetization) สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือแบบแอนะล็อก (analog) และแบบดิจิทัล (digital) โดยในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาการบันทึกข้อมูลในระบบแม่เหล็กแบบดิจิทัล โดยใช้ประโยชน์จากสมบัติของความเป็นแม่เหล็กที่เมื่ออยู่ในสถานะอิ่มตัว (saturated) แล้วจะทำให้สภาพความเป็นแม่เหล็กในสื่อบันทึกซีไปทางทิศใดทิศหนึ่งหรือในทิศทางตรงกันข้าม ซึ่งลักษณะการบันทึกข้อมูลแบบนี้ เหมาะสำหรับการเก็บข้อมูลดิจิทัลที่มีสถานะคือบิต "1" และบิต "0" หรือ "ข้อมูลไบนารี (binary data)"

ระบบการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล (digital data storage system) ในปัจจุบันสำหรับกระบวนการเขียนข้อมูลจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปคลื่นกระแสไฟฟ้ารูปสี่เหลี่ยม (Rectangular current waveform) หรือ "กระแสไฟฟ้าเขียน (write current)" โดยวงจรมอดูเลเตอร์ (modulator) จากนั้นกระแสไฟฟ้าจะถูกป้อนไปยังขดลวดของหัวเขียน (write head) ทำให้เกิดสนามเขียนแม่เหล็ก (magnetics write field) นอกจากนี้ การเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็ก (magnetization transition) ของสื่อบันทึก สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงทิศทางของสนามแม่เหล็ก ปัจจุบันได้ใช้ระบบการบันทึกแบบแนวตั้ง (perpendicular recording) เนื่องจากสามารถช่วยเพิ่มความจุของข้อมูลในสื่อบันทึก (media) แต่การบันทึกข้อมูลนั้นยังได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นในกระบวนการเขียนข้อมูลซึ่งจะส่งผลให้ข้อมูลที่ได้นั้นมีการตัดสินใจผิดพลาดและเมื่อพื้นที่การเก็บข้อมูลเพิ่มขึ้น ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นก็จะมีผลกระทบมากขึ้นตามไปด้วย โดยผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นนั้น เกิดจากหลายสาเหตุ เช่น การเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear transition shift : NLTS) [2] คือ การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของสนามแม่เหล็กในสื่อบันทึกโดยมีสาเหตุมาจากสนามสถิตเชิงแม่เหล็ก (magneto static field) ของการเปลี่ยนสถานะที่ถูกเขียนเข้าไปในสื่อบันทึก ก่อนหน้านี้ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กของหัวเขียนที่จะทำการเขียนบิตเปลี่ยนสถานะตัวถัดไปลงในสื่อบันทึก โดยทั่วไปการเปลี่ยนสถานะแบบไม่เป็นเชิงเส้นมีผลกระทบมากต่อประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะเมื่อความจุข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สูงๆ เนื่องจากข้อมูลทั้งหมดที่ต้องการเขียนลงในสื่อบันทึกจะถูกบีบให้อยู่ใกล้กันมากขึ้นจึงทำให้โอกาสที่จะเกิดปรากฏการณ์การเปลี่ยนสถานะแบบไม่

เป็นเชิงเส้นสูงขึ้น เป็นต้น เนื่องจากการกำจัดและหลีกเลี่ยงผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นทำได้ยาก จึงได้มีการศึกษาเทคนิคต่างๆ เพื่อนำมาออกแบบช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น อาทิเช่น M. Schetzen [3] ได้ออกแบบช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้แบบจำลองโวลเทรา (Volterra Model) ซึ่งแบบจำลองนี้แสดงความสัมพันธ์ของความเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้สมการอนุกรมโวลเทรา จากนั้นในงานวิจัย [4] ได้นำมาประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ เพื่อพิจารณาหาผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นและหาสาเหตุของการเกิดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น นอกจากนี้ในงานวิจัย [5] ได้ใช้ลำดับโกเลย์ (golay complementary sequence) เพื่อคำนวณหาผลตอบสนองไคบิตและในส่วนของช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กได้ใช้แบบจำลองโวลเทรา เนื่องจากได้รับผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นมาจากเซ็นเซอร์ความต้านทานแม่เหล็ก (magnetoresistive (MR) sensor) จากนั้นได้ทำการศึกษาผลกระทบของผลตอบสนองไคบิตโกเลย์ด้วยของแบบจำลองโวลเทราอันดับสองและอันดับสาม เป็นต้น

ในส่วนของการประมวลผลช่องสัญญาณการอ่าน ในงานวิจัย [6] ได้ออกแบบทาร์เก็ตผลตอบสนองบางส่วนแบบทั่วไป (generalized partial response targets) และออกแบบทาร์เก็ตผลตอบสนองบางส่วน (partial response (PR) targets) ในระบบที่ได้รับและไม่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสีบ้นทิก (jitter noise) โดยทำการเปรียบเทียบหลายๆ เงื่อนไข (constraint) ของทาร์เก็ตที่ได้ทำการออกแบบ และในงานวิจัย [7] ได้ทำการศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนสีบ้นทิกใน 2 ช่องของสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก เมื่อความจุข้อมูลสูงขึ้นโอกาสที่จะเกิดสัญญาณรบกวนสีบ้นทิกมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งสัญญาณรบกวนสีบ้นทิกจะมีโอกาสเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นใน thin film disc และในส่วนของสัญญาณรบกวนแบบบวก (additive noise) สามารถเกิดได้จากสัญญาณรบกวนสีบ้นทิก ซึ่งสัญญาณรบกวนทั้งสองแบบนี้จะส่งผลกระทบต่อการบันทึกข้อมูล

เนื่องจากปัญหาเรื่องความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นเป็นสิ่งที่ส่งผลกระทบต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล (bit error rate : BER) ซึ่งทำให้สมรรถนะของระบบแยกลงดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นระบบการประมวลผลสัญญาณของระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นระบบซึ่งมีส่วนประกอบที่สำคัญ คือ วงจรเข้ารหัส (encoder) และวงจรถอดรหัส (decoder) มีจุดประสงค์เพื่อการลดอัตราการผิดพลาดข้อมูลในการสื่อสาร งานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้รหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ (low-density parity-check code : LDPC) [8] หรือ รหัสแอลดีพีซี ซึ่งเป็นรหัสแก้ไขผิดพลาด (error-correction code : ECC) ที่ได้รับความนิยมในระบบการบันทึกเชิงแม่เหล็กในปัจจุบันเนื่องจากสมรรถนะที่เข้าใกล้ขีดจำกัดของแชนนอน (Shannon limit) ซึ่งได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กแบบต่างๆ ดังแสดงให้เห็นในงานวิจัยก่อนหน้านี้ [9] ผลลัพธ์ที่ได้ก็แสดงให้เห็นว่ารหัสแอลดีพีซีสามารถช่วยลดผลกระทบในเรื่องการเขียนผิดพลาดได้ จึงได้นำมาประยุกต์ใช้กับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น

ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้แบบจำลองโวลเทราอธิบายความไม่เป็นเชิงเส้นในช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูล โดยแบบจำลองนี้แสดงความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตในระบบ นอกจากนี้ยังสามารถหาค่า เคอร์เนล (kernel) ในสมการโวลเทราซึ่งสามารถแสดงความรุนแรงของความบิดเบือนของความไม่เป็นเชิงเส้นในสมการผลรวม (summation equation) และแบบจำลองโวลเทราได้ใช้อินพุตเป็นลำดับสุ่มเทียม (pseudo-random sequence) ซึ่งเหมาะสำหรับระบบที่มีความหนาแน่นในการบันทึกข้อมูลสูงและยังลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้วงจรตรวจหาวิเทอร์บิรุ่มกันกับอีควอไลเซอร์ หรือ วงจรกรองแบบเชิงเส้น (linear filter) ซึ่งมีหน้าที่ปรับรูปร่างของผลตอบสนองรวมให้อยู่ในรูปแบบของผลตอบสนองที่ต้องการ นอกจากนี้ยังได้เพิ่มสมรรถนะของระบบโดยใช้การถอดรหัสข้อผิดพลาดของข้อมูลด้วยรหัสแอลดีพีซี พร้อมทั้งได้เปรียบเทียบวิธีการเพิ่มสมรรถนะของระบบด้วยกราฟอัตราความผิดพลาดบิต

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาวิธีการลดผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นในช่องสัญญาณการเขียน โดยได้ทำการศึกษารูปแบบจำลองช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งได้เลือกใช้แบบจำลองโวลเทรา และได้ลดผลกระทบของระบบโดยการออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ และยังเพิ่มสมรรถนะของระบบโดยใช้การถอดรหัสด้วยรหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำเข้ามาช่วยอีกด้วย

## 1.3 ขอบเขตงานวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้การบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง สำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น และได้ใช้แบบจำลองโวลเทราอันดับสองช่วยในการอธิบายช่องสัญญาณการเขียน และยังเปรียบเทียบเงื่อนไขของทาร์เก็ตว่าช่วยลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นมากน้อยเพียงใด นอกจากนี้ยังเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสไบนารีแอลดีพีซีและรหัสนอนไบนารีแอลดีพีซีของระบบ เพื่อตรวจสอบว่าตัวถอดรหัสแบบใดให้สมรรถนะดีที่สุด

## 1.4 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา, ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา, ขอบเขตของงานวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องประกอบด้วย ระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กในฮาร์ดดิสก์ ไดรฟ์, ช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบไม่เป็นเชิงเส้น และรหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ

บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์สัญญาณอ่านกลับจากช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์แบบ MMSE รวมทั้งวิเคราะห์เงื่อนไขต่างๆ ในการออกแบบในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

บทที่ 5 กล่าวถึงการลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยรหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ รวมทั้งนำมาวิเคราะห์ร่วมกับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นอีกด้วย

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

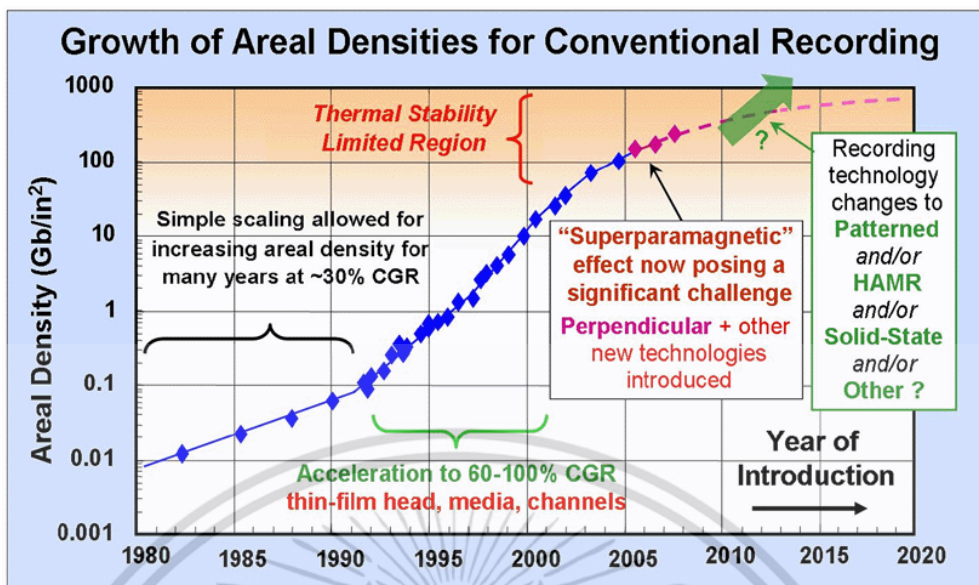
ในปัจจุบันการบันทึกข้อมูลข่าวสารที่มีประสิทธิภาพนั้นต้องมีความถูกต้องและน่าเชื่อถือ ซึ่งอุปกรณ์ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน คือ ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (harddisk drive) ซึ่งสามารถพบเห็นได้ทั่วไปในอุปกรณ์คอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ฮาร์ดดิสก์แบบพกพา (external harddisk) ยังเป็นอุปกรณ์บันทึกข้อมูลสำคัญที่นิยมใช้ในชีวิตประจำวัน เช่น บันทึกรูปภาพส่วนตัว ภาพยนตร์ โปรแกรมคอมพิวเตอร์ เอกสารต่างๆ จึงเห็นได้ว่าฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เป็นอุปกรณ์ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก และเนื่องจากรูปทรงในปัจจุบันมีขนาดเล็ก ราคาไม่สูงและพกพาสะดวก ยิ่งส่งผลให้เกิดความต้องการในจัดเก็บข้อมูลมากขึ้นอีกด้วย

#### 2.1 ระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

คอมพิวเตอร์ [1-2] ในยุคแรกนั้นได้ถูกสร้างขึ้นในช่วงปี 1950s การบันทึกข้อมูลของคอมพิวเตอร์ในช่วงแรกจะใช้การเจาะรูบนกระดาษ (punched cards) ซึ่งมีความยุ่งยากและจัดเก็บยาก ในยุคต่อมาได้มีการนำการบันทึกข้อมูลแบบแถบบันทึกแม่เหล็กซึ่งถูกพัฒนาโดยอุตสาหกรรมการบินที่เสี่ยง แต่มีข้อเสียคือระบบไม่สามารถเข้าถึงแบบสุ่มได้ (random process) ต่อมาจึงได้เปลี่ยนมาใช้แผ่นบันทึกแม่เหล็ก แต่มีข้อเสียคือ จัดเก็บข้อมูลได้น้อยและเข้าถึงข้อมูลช้า จึงได้มีการพัฒนามาถึงระบบการบันทึกข้อมูลแบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ซึ่งมีความสามารถในการเข้าถึงข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว และสามารถจัดเก็บข้อมูลได้มากขึ้นอีกด้วย

ในปี 1878 Oberlin Smith ได้ออกแบบอุปกรณ์สำหรับบันทึกมาเป็นครั้งแรก และในอีก 20 ปี ต่อมา Valdemar Poulsen ได้สร้างอุปกรณ์สำหรับบันทึกขึ้นมาได้สำเร็จจากแบบที่ได้ร่างไว้ และ Kurt Stille ได้พัฒนาและจำหน่ายระบบการบันทึกแบบแม่เหล็กออกสู่ตลาดในปี 1920s ซึ่งในปัจจุบันการดำเนินชีวิตของเราได้ใช้อุปกรณ์ที่ช่วยในการบันทึกข้อมูลมีส่วนเกี่ยวข้องอย่างมาก เช่น โทรศัพท์มือถือ กล้องถ่ายรูป เครื่องเล่นเพลง เป็นต้น และในปี ค.ศ. 1956 บริษัทไอบีเอ็ม (IBM) ได้นำฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ตัวแรกออกสู่ท้องตลาดมีชื่อว่า “IBM 305 RAMAC” บันทึกข้อมูลได้ 5 เมกะไบต์ (megabyte : MB) ซึ่งใช้งานบันทึกแบบแม่เหล็กทั้งสิ้น 50 แผ่น เส้นผ่าศูนย์กลาง 24 นิ้ว ในปัจจุบันจากรูปที่ 2.1 แสดงแนวโน้มการเติบโตของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในแง่ของความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (areal density) ซึ่งทำหน้าที่บอกปริมาณของบิตข้อมูลที่สามารถจัดเก็บได้ในพื้นที่หนึ่งหน่วยในสื่อบันทึก มีหน่วยเป็น กิกะบิตต่อตารางนิ้ว (gigabit per square inch : Gb/in<sup>2</sup>)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



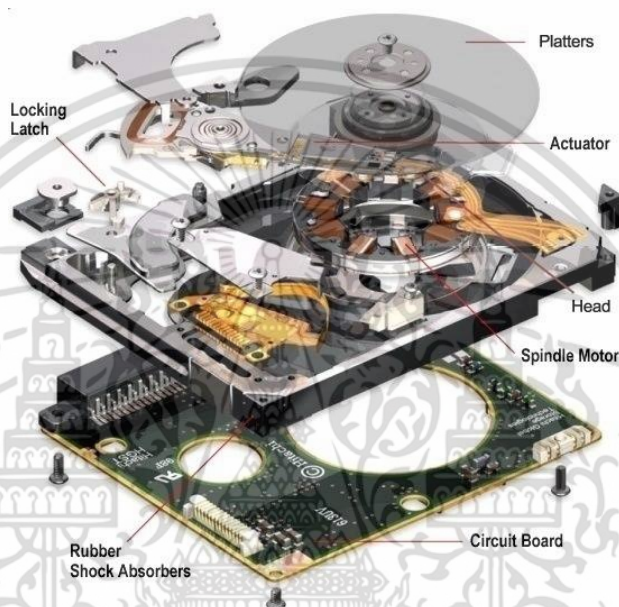
รูปที่ 2.1 แนวโน้มความหนาแน่นของพื้นที่ในการบันทึกข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [10]

จากรูปที่ 2.1 แสดงวิวัฒนาการของเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลจะเห็นได้ว่าการนำวิธีผลตอบสนองบางส่วนควรจะเป็นมากที่สุด (partial response maximum likelihood : PRML) และหัวแม่เหล็กแบบ MR (magneto-resistive) มาใช้งาน ก็ส่งผลให้ความหนาแน่นเพิ่มขึ้นจาก 30% CGR (compound growth rate) ไปเป็น 60% CGR ในระหว่างปี ค.ศ.1980-1992 หลังจากนั้นในปี ค.ศ. 1992 ความหนาแน่นได้เพิ่มเป็น 100% CGR เนื่องจากได้มีการนำหัวแม่เหล็กแบบ GMR (giant magneto resistive) มาใช้ในปี 2000 โดยเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลที่ใช้อยู่ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ถูกนำมาใช้ในอนาคตเพื่อรองรับความจุข้อมูลที่เพิ่มขึ้น นั่นก็คือ เทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวนอน (longitudinal magnetic recording : LMR) ต่อมาได้พัฒนาเป็นเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (perpendicular magnetic recording : PMR) ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน แต่เนื่องจากเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้งนั้นไม่สามารถเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ได้มากกว่า 1 เทระบิตต่อตารางนิ้ว (tetrabit per square inch : Tb/in<sup>2</sup>) เนื่องจากขีดจำกัดซูเปอร์พาราแมกเนติก (super-paramagnetic limit) ดังนั้นการพัฒนาการบันทึกข้อมูลที่สามารรถเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ได้มากกว่า 1 เทระบิตต่อตารางนิ้ว จึงเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งได้แก่ เทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบสองมิติ (two-dimensional magnetic recording : TDMR), เทคโนโลยีการบันทึกระบบแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย (heat-assisted magnetic recording : HAMR), และเทคโนโลยีการบันทึกแบบสื่อบิตเพาเทริน (bit-patterned media magnetic recording : BPMR)

### 2.1.1 ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ประกอบด้วยส่วนต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.2 โดยหลักการทำงานเริ่มจาก เมื่อต้องการบันทึกข้อมูล ข้อมูลจะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าผ่านทางหัวเขียนเพื่อที่จะบันทึกลงบนสื่อบันทึกหรือหัวอ่าน เมื่อต้องการดึงข้อมูลที่ต้องการออกไปจะถูกควบคุมการทำงานโดยแผงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดยภายในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้นจะถูกปิดผนึกอย่างดีเพื่อป้องกันฝุ่นละอองจากภายนอกเข้ามาภายในซึ่งอาจส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ภายในฮาร์ดิสก์ไดรฟ์ได้นอกจากนั้นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายในได้ควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.2



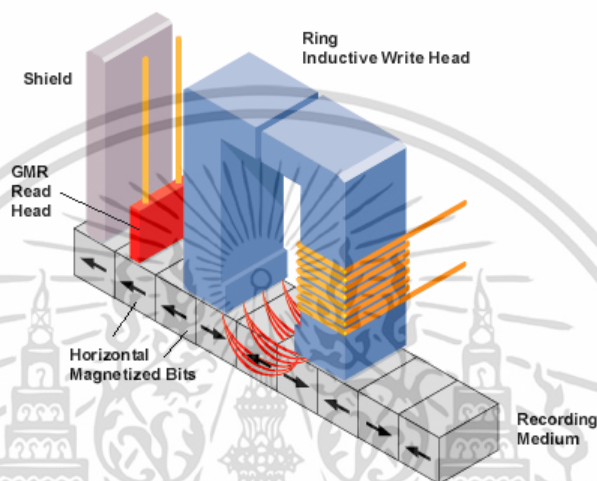
รูปที่ 2.2 โครงสร้างภายในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [11]

โครงสร้างภายในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ประกอบไปด้วย แขนของหัวอ่าน (actuator arm) เพื่อควบคุมตำแหน่งของหัวอ่าน (head) โดยมีแผ่นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (circuit board) ซึ่งประกอบไปด้วยคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่แปลคำสั่งจากคอมพิวเตอร์ไปยังตำแหน่งที่เหมาะสมสำหรับการอ่านเขียนข้อมูล แผ่นจานแม่เหล็ก (platters) เป็นจานเคลือบสารแม่เหล็กโดยสามารถถูกเหนี่ยวนำให้มีสถานะ “0” และ “1” เพื่อจัดเก็บข้อมูล มอเตอร์หมุนจานแม่เหล็ก (spindle moter) เป็นส่วนสำคัญในการหมุนแผ่นแม่เหล็ก ความเร็วในการหมุนจะวัดกันเป็นรอบต่อนาที (Rovolution Per Minute : RPM) ถ้ามอเตอร์หมุนเร็ว หัวอ่านจะเจอข้อมูลที่ต้องการเร็วขึ้น เป็นต้น

## 2.1.2 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก

### 2.1.2.1 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแนวนอน

ในอดีตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ได้ใช้การบันทึกข้อมูลแบบแนวนอน (longitudinal recording) ซึ่งมีสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกขนานกับระนาบของจานบันทึก แสดงได้ดังรูปที่ 2.3

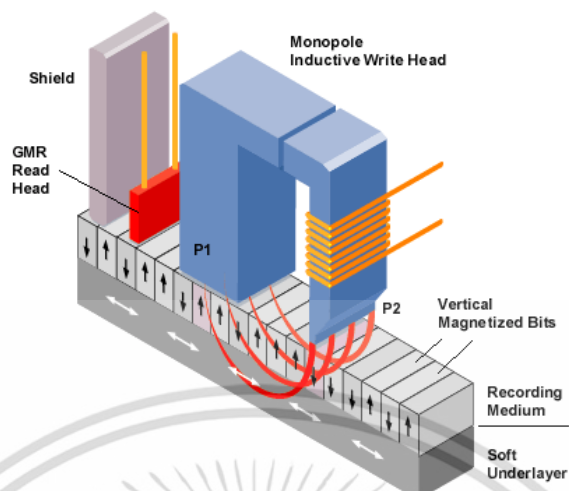


รูปที่ 2.3 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแนวนอน [10]

ในการบันทึกข้อมูลในแนวนอนนั้นหัวแม่เหล็กแทนบิต “1” และบิต “0” จะชี้ไปทางขวาหรือซ้ายและในปัจจุบันเทคโนโลยีการบันทึกแบบแนวนอนใกล้ถึงขีดจำกัดซูเปอร์พาราแมกเนติก หรือ ความสามารถในการบันทึกข้อมูลสูงสุด แต่เนื่องจากปัจจุบันยังมีความต้องการในการจัดเก็บข้อมูลมากขึ้น จึงได้มีการพัฒนาวิธีการเพื่อเพิ่มความจุของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ เช่น การบันทึกข้อมูลแนวตั้งมาใช้งานในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

### 2.1.2.2 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแนวตั้ง

การบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง (perpendicular recording) นั้นได้ถูกคิดค้นขึ้นในปี ค.ศ.1984 โดยสภาพความเป็นแม่เหล็กตั้งฉากกับแผ่นจานแม่เหล็ก แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 โดยทิศทางในแนวตั้งหัวแม่เหล็กหัวแม่เหล็กแทนบิต “1” และบิต “0” จะชี้ไปด้านบนหรือล่างแทน

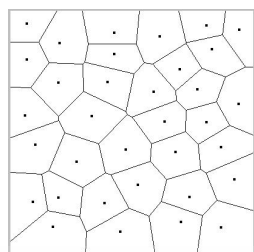


รูปที่ 2.4 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแนวตั้ง [10]

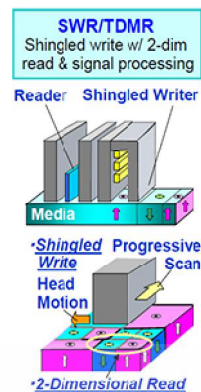
วิธีการนี้เป็นการเพิ่มความหนาแน่นบนพื้นที่ ทำให้สามารถจุข้อมูลได้มากกว่าการบันทึกข้อมูลแนวอนหลายเท่า นั่นคือมีความหนาแน่นเชิงพื้นที่เพิ่มขึ้น และยังไม่ส่งผลกระทบต่อความเสถียรภาพเชิงความร้อน และเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่ใช้ในการบันทึกข้อมูลมีความเข้มมากกว่านั้นยังช่วยลดผลกระทบของสัญญาณรบกวนอีกด้วย

### 2.1.2.3. การบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบสองมิติ

การบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบสองมิติ [5] เป็นการบันทึกข้อมูลที่สามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้ถึง 10 เทระบิตต่อตารางนิ้ว ( $\text{Tb/in}^2$ ) โดยเป็นอัลกอริธึมที่ได้รับความนิยมสำหรับการประมวลผลสัญญาณแบบสองมิติ (two-dimensional signal processing) โดยได้ใช้แบบจำลองเกรนแบบไวโรนอย (voronoi grain model) แสดงดังรูปที่ 2.5 (ก) มาใช้สำหรับการออกแบบสื่อบันทึก และได้ใช้วิธีการอ่านและเขียนในรูปแบบไข่มุมหัวเขียน (shingle writing) แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 (ข)



(ก)



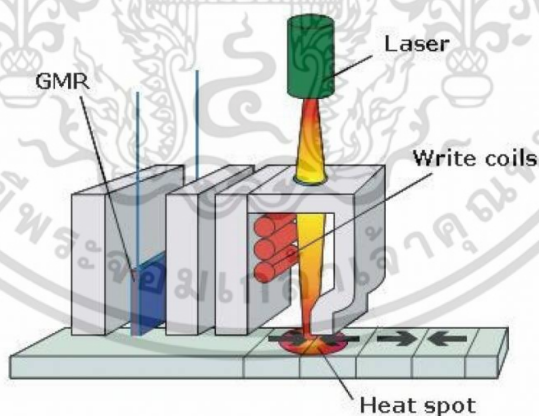
(ข)

**รูปที่ 2.5** รูปแบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กแบบสองมิติ [12-13]

(ก) แบบจำลองเกรนแบบไวโรนอย (ข) การอ่านเขียนข้อมูลด้วยวิธีใช้มุมหัวเขียน

**2.1.2.4 การบันทึกเชิงแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย**

เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย [14] นั้นเป็นวิธีการที่ช่วยในการเพิ่มความจุข้อมูลได้มากกว่าการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง วิธีการนี้อาศัยการลบล้างแม่เหล็กซึ่งทำการแปรผันกับอุณหภูมิ นั่นคือ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นสภาพความเป็นแม่เหล็กจะลดลง โดยสามารถอาศัยเทคโนโลยีนี้มาบันทึกข้อมูลได้ทั้งแบบแนวตั้งและแนวนอน รูปแบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย แสดงได้ดังรูปที่ 2.6

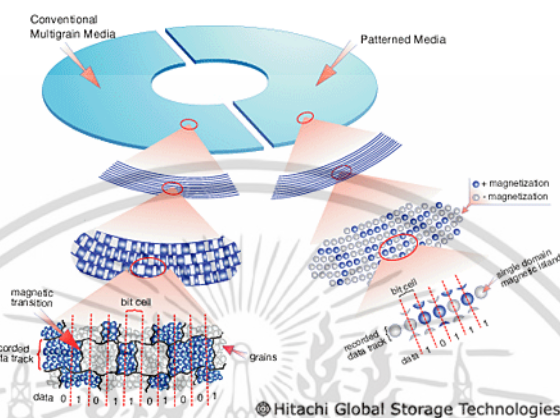


**รูปที่ 2.6.** รูปแบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย [15]

**2.1.2.5 การบันทึกข้อมูลแบบสื่อแพทเทริน**

การบันทึกข้อมูลแบบสื่อแพทเทริน [8] เป็นเทคโนโลยีที่สามารถเพิ่มความสามารถเชิงพื้นที่ได้มากกว่า 1 เทระบิตต่อตารางนิ้วและไม่มีปัญหาเรื่องขีดจำกัดซูเปอร์พาราแมกเนติก โดยเทคโนโลยีนี้เป็นการบันทึกที่มีรูปแบบแน่นอน สื่อบันทึกที่สร้างจากโดเมนแม่เหล็กเดี่ยว (single

magnetic domain) หรือมีรูปแบบเป็นไอแลนด์เชิงแม่เหล็ก (magnetic island) ขนาดนาโนเมตร จัดเรียงบนแผ่นที่ไม่เป็นแม่เหล็ก (non-magnetic material) อย่างเป็นระเบียบและมีระยะห่างสม่ำเสมอ โดยทิศทางสภาพความเป็นแม่เหล็กของไอแลนด์จะขนานหรือตั้งฉากกับแผ่นรอง แสดงดังรูปที่ 2.7

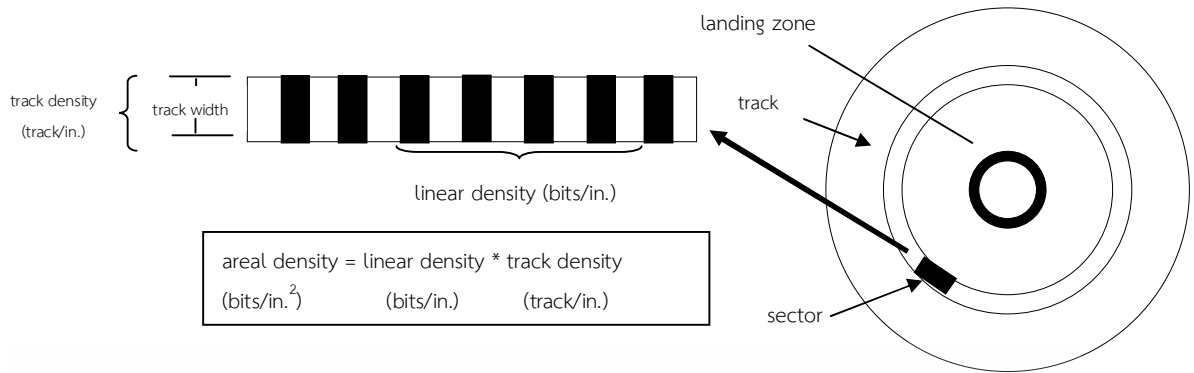


รูปที่ 2.7 รูปแบบการบันทึกข้อมูลแบบสื่อแพทเทริน [16]

### 2.1.3 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

การออกแบบและวิเคราะห์การเข้าและถอดรหัสข้อมูลและการประมวลผลสัญญาณนั้น ต้องการแบบจำลองช่องสัญญาณที่มีความเหมาะสมสำหรับระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก เช่น แบบจำลองที่ออกแบบนั้นควรจะตอบสนองต่อคุณลักษณะที่สำคัญทางกายภาพของกระบวนการเขียนและกระบวนการอ่านสำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก แล้วยังสามารถวิเคราะห์และออกแบบการประมวลผลสัญญาณ โดยได้ให้ความสำคัญในส่วนของการแทรกสอดสัญลักษณ์ (intersymbol interference : ISI) ซึ่งในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่มีความจุสูงการแทรกสอดสัญลักษณ์ส่งผลกระทบต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในการเปลี่ยนสถานะของแม่เหล็ก ทำให้การบันทึกข้อมูลลงบนแผ่นจานแม่เหล็กก่อให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลได้ โดยข้อมูลจะถูกบันทึกตามเส้นรอบวงที่มีจุดศูนย์กลางร่วมกัน เรียกว่า แทร็ค (track) แต่ละแทร็คจะถูกแบ่งเป็น เซกเตอร์ (sector) แสดงได้ดังรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

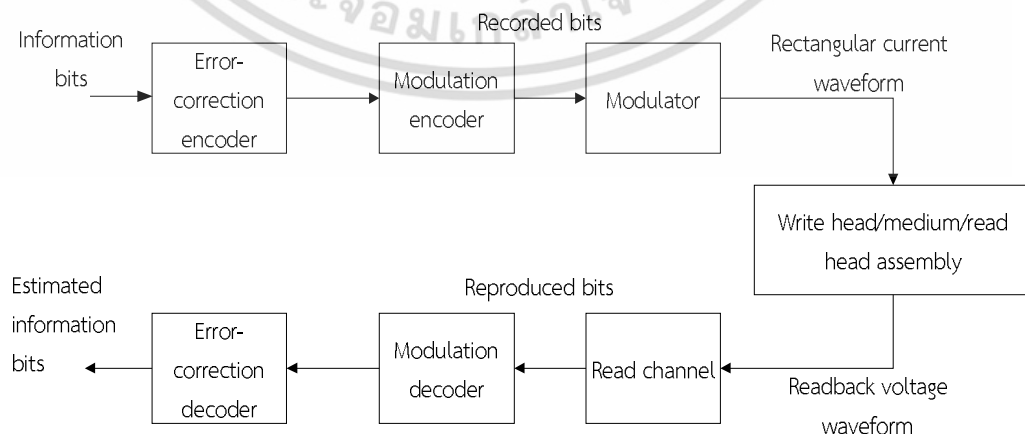


รูปที่ 2.8 โครงสร้างการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

ในแต่ละเซกเตอร์จะเก็บข้อมูลได้ 512 ไบต์ หรือ 4,098 บิต โดยสามารถคำนวณได้จากสูตร

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

เมื่อ  $A_d$  คือ ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ที่มีหน่วยเป็นบิตต่อตารางนิ้ว ( $\text{bits/in}^2$ ),  $L_d$  คือ ความหนาแน่นเชิงเส้น (linear density) มีหน่วยเป็นบิตต่อนิ้ว ( $\text{bit/in}$ ) และ  $T_d$  คือความหนาแน่นของแทร็ก (track density) มีหน่วยเป็นแทร็กต่อนิ้ว ( $\text{track/in}$ ) นั่นคือ ถ้าต้องการเพิ่มความจุของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะทำได้โดยการเพิ่มค่า  $L_d$  และ  $T_d$  แต่จะทำให้พื้นที่ในการเก็บข้อมูล 1 บิตจะน้อยลง ส่งผลให้โอกาสที่จะเกิดข้อผิดพลาดในการจัดเก็บข้อมูลมีความผิดพลาดมากขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวิธีการเพิ่มความจุแต่ยังรักษาความน่าเชื่อถือในการบันทึกข้อมูล ปัจจุบันหลักการจัดเก็บข้อมูลได้จัดเก็บในรูปแบบแม่เหล็ก โดยสภาพความเป็นแม่เหล็กจะตั้งฉากกับระนาบของจานบันทึกแม่เหล็ก โดยแบบจำลองระบบบันทึกข้อมูลทั่วไปในช่องสัญญาณสื่อสารแสดงได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แบบจำลองจัดเก็บข้อมูลดิจิทัลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยบิตข่าวสาร (message/information bits) จะถูกเข้ารหัสจากด้วยวงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (error-correction code (ECC) encoder) เพื่อป้องกันบิตข้อมูลจากผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่ไม่มีรูปแบบเฉพาะ (random noise) และการรบกวนต่างๆ ที่ไม่สามารถทำนายได้ ในการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก รหัส RS (Reed Solomon code) เป็นรหัสที่นิยมนำมาใช้ในการแก้ไขข้อผิดพลาดของฮาร์ดดิสก์ โดยข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วจะถูกเข้ารหัสอีกครั้งหนึ่งด้วยรหัสมอดูเลชัน (modulation encoder) เพื่อปรับคุณสมบัติของข้อมูลให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณ เช่น ทำให้ลำดับข้อมูลมีรูปแบบตามต้องการ รหัสที่นิยมใช้ในวงจรเข้ารหัสมอดูเลชันคือ รหัส RLL (run-length limited code) โดยเอาท์พุทที่ได้จากวงจรมอดูเลชันจะเป็นบิตที่จะถูกบันทึก (recorded bit) หลังจากนั้น บิตที่จะถูกบันทึกนั้นส่งไปยังวงจรมอดูเลเตอร์ (modulator) เพื่อแปลงข้อมูลบิตให้อยู่ในรูปแบบคลื่นกระแสไฟฟ้าเขียน (write current waveform) จากนั้นคลื่นกระแสไฟฟ้าเขียนก็จะถูกป้อนเข้าไปในหัวเขียน เพื่อทำการเขียนข้อมูลลงสู่บันทึก

ในการอ่านข้อมูล เมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่เข้ามาถึงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็ก จะได้สัญญาณรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า ที่เรียกว่า สัญญาณอ่านกลับ (readback signal) จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้เข้าไปประมวลผลในช่องสัญญาณการอ่าน (read channel) ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ (Low Pass Filter : LPF), วงจรซิกตัวอย่าง (sample analog to digital converter), อีควอไลเซอร์ (equalizer) และวงจรตรวจหา (detector) เอาท์พุทที่ได้จะถูกทำการถอดรหัสด้วย วงจรถอดรหัสมอดูเลชัน (modulation decoder) และวงจรถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (ECC decoder) ตามลำดับ เพื่อหาค่าประมาณบิตข่าวสารที่ต้องการจะนำมาใช้งาน

## 2.1.4 กระบวนการเขียนข้อมูล

กระบวนการเขียนข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 โดยแต่ละขั้นตอนมีหลักการการทำงานดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.10 แผนภาพกระบวนการเขียนข้อมูล

### 2.1.4.1 วงจรเข้ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (ECC Encoder)

ข้อผิดพลาด (error) ในระบบประมวลผลของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟสามารถแบ่งได้ 2 ประเภท คือ ข้อผิดพลาดแบบบิตเดียว (single bit error) และข้อผิดพลาดแบบบิตติดกัน (burst of errors) การเกิดข้อผิดพลาดแบบบิตเดียวนั้น โดยส่วนใหญ่เกิดจากการแทรกสอด (interference) ของสัญญาณรบกวนที่มีแอมพลิจูดมากในช่วงเวลาสั้นๆ ซึ่งสามารถส่งผลกระทบต่อสัญญาณพัลส์ส่วนเกินหรือสัญญาณพัลส์ที่ถูกกลบตอน และในส่วนของข้อผิดพลาดแบบบิตติดกัน มักเกิดจากสื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บันทึกมีข้อบกพร่อง (defect) เช่น มีรอยขีดข่วน หรือมีสิ่งสกปรกบนสื่อบันทึก ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อให้เกิดข้อผิดพลาดหลายบิตติดกันที่วงจรถอดรหัส (receiver) และจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบมากกว่าการเกิดข้อผิดพลาดแบบบิตเดียว จึงได้มีการแก้ไขโดยใช้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (error correction code : ECC) มีหน้าที่ช่วยแก้ไขข้อผิดพลาดในระบบ รหัสที่ได้รับคือนิยามคือ รหัส RS มีความสามารถในการแก้ข้อผิดพลาดแบบหลายบิตติดกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ ขีดจำกัดความสามารถของรหัส RS นั้นจะถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์  $(n, k)$  เมื่อกำหนดให้  $n$  คือ จำนวนบิตของเอาต์พุตที่ได้ออกมาที่ละบล็อก และ  $k$  คือจำนวนบิตข้อมูลที่จะเข้ารหัสที่ละบล็อก นั่นคือ รหัส RS มีความสามารถที่จะตรวจหา (detect) ข้อผิดพลาดแบบหลายบิตติดกันที่มีความยาวไม่เกิน  $(n - k)$  บิต และสามารถแก้ไข (correct) ข้อผิดพลาดแบบหลายบิตติดกันได้ไม่เกิน  $(n - k) / 2$  บิต

### 2.1.4.2 วงจรเข้ารหัสมอดูเลชัน (Modulation Encoder)

โดยทั่วไปรหัสมอดูเลชันจะทำการจัดการกับความผิดเพี้ยน (distortion) ของช่องสัญญาณ และสัญญาณที่เกิดภายในช่องสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณที่ได้มีความถูกต้องมากที่สุด นอกจากนี้ยังช่วยลดผลกระทบของ “บิตเปลี่ยนสถานะ (transition bit)” ที่จะเขียนลงไปบนสื่อบันทึก และยังช่วยลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ รหัสมอดูเลชันที่นิยมใช้กันในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ คือ รหัส RLL (run-length limited code) ทำหน้าที่ในการกำหนดจำนวนของบิตเปลี่ยนสถานะจากบิต “0” และบิต “1” (ตามรูปแบบของ Non-Return to Zero Invert : NRZI) ที่เรียงติดกันในลำดับข้อมูลที่ต้องการจะเขียนลงไปบนสื่อบันทึก ซึ่งรหัส RLL กำหนดด้วยพารามิเตอร์  $k/n(d, k)$  เมื่อ พารามิเตอร์  $k$  คือ จำนวนบิตอินพุตที่จะทำการเข้ารหัส 1 ครั้ง พารามิเตอร์  $n$  คือ จำนวนบิตเอาต์พุตที่ได้รับการเข้ารหัส 1 ครั้ง (อัตรารหัส =  $k/n$ ) พารามิเตอร์  $d$  คือ เลขจำนวนเต็ม ซึ่งกำหนดจำนวนของบิต “0” ที่น้อยที่สุดที่อยู่ระหว่างบิต “1” และพารามิเตอร์  $k$  คือ เลขจำนวนเต็ม ซึ่งกำหนดจำนวนของบิต “0” ที่มากที่สุดที่อยู่ระหว่างบิต “1” เนื่องจาก ข้อมูลที่จะเขียนลงไปบนสื่อบันทึกอยู่ในรูปของ NRZI นั่นคือ บิต “1” ใช้แทนตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนสถานะ (transition) สภาพความเป็นแม่เหล็กเกิดขึ้น ซึ่งเมื่อหัวอ่านอ่านข้อมูลตรงส่วนนี้แล้ว จะได้ผลลัพธ์เป็น “สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะ (transition pulse)” ออกมา ดังนั้นพารามิเตอร์  $d$  จะช่วยทำให้ บิต “1” สองบิตอยู่ห่างกัน เพื่อลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ในส่วนของพารามิเตอร์  $k$  จะกำหนดลำดับข้อมูลที่จะเขียนลงไปบนสื่อบันทึก ซึ่งจะมีบิตเปลี่ยนสถานะสม่ำเสมอ

### 2.1.4.3 วงจรเข้ารหัสก่อน (Precoder)

การทำงานของอีควอไลเซอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ทางด้านวงจรถอดรหัส เรียกว่า วงจรเข้ารหัสก่อน (precoder) ซึ่งจะช่วยให้ประสิทธิภาพของวงจรถอดรหัส นอกจากนั้นยังช่วยป้องกันไม่ให้ข้อมูลที่เขียนลงไปบนสื่อบันทึกมีข้อมูลที่ไม่ต้องการ และยังช่วยเพิ่มระยะทางยุคคลิก

(Euclidean distance) ของข้อมูลที่ถูกรหัสและยังช่วยเพื่อสมรรถนะของระบบได้ สำหรับวงจรเข้ารหัสก่อนนิยมใช้ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) เช่น  $P(D)=1/(1\oplus D)$  หรือ  $P(D)=1/(1\oplus D^2)$  เป็นต้น เครื่องหมาย  $\oplus$  คือ ตัวดำเนินการ XOR (exclusive OR)

### 2.1.4.4 การชดเชยก่อนการเขียน (write precompensation)

วิธีการชดเชยก่อนการเขียน นำมาลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะ (transition position) ในสื่อบันทึก โดยมีสาเหตุมาจากสนามสถิตเชิงแม่เหล็ก (magnetostatic field) ของการเปลี่ยนสถานะที่ถูกเขียนเข้าไปยังสื่อบันทึกก่อนหน้านี้ โดยมีทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กของหัวเขียนที่จะทำการเขียนบิตเปลี่ยนสถานะตัวถัดไปลงไปในสื่อบันทึก โดยระดับความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะขึ้นอยู่กับรูปแบบข้อมูลที่เขียน โดยระบบสามารถที่จะคำนวณหาปริมาณการเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะได้หลายวิธี เช่น เทคนิคการพิจารณารูปร่างสัญญาณพัลส์ที่ถูกสกัดออกมา (dipulse extraction) [11] โดยสัญญาณอ่านกลับที่แสดงในรูปของแบบจำลองโวลเทรา หลักการทำงานของวิธีการชดเชยก่อนการเขียนเมื่อเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้นระหว่างการเขียนบิตเปลี่ยนสถานะลงไปในสื่อบันทึกนั้น ตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของบิตตัวปัจจุบันจะถูกเลื่อนเข้ามาหาตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะของบิตก่อนหน้า ซึ่งจะสามารถแก้ไขได้โดยทำการหน่วงเวลาในการเขียนบิตเปลี่ยนสถานะก่อนหน้า เพื่อชดเชยผลกระทบที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้น

### 2.1.4.5 วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator)

การทำงานของวงจรมอดูเลเตอร์ คือ ทำหน้าที่แปลงข้อมูลบิตให้อยู่ในรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสี่เหลี่ยม (rectangular current waveform) หรือมีอีกชื่อหนึ่งว่า กระแสไฟฟ้าเขียน (write current) จากนั้นกระแสไฟฟ้าเขียนจะถูกป้อนไปยังขดลวดหัวเขียน (write head) ทำให้เกิดเป็นสนามแม่เหล็ก (magnetic write field) บริเวณช่องว่าง (gap) โดยปกติแล้วสนามแม่เหล็กจะต้องมีขนาดหรือความเข้มข้นมากกว่าสภาพลบล้างแม่เหล็กของสื่อบันทึก ทิศทางของสนามแม่เหล็กสอดคล้องกับข้อมูลที่ได้อ่านในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์การบันทึกข้อมูลสภาพความเป็นแม่เหล็กนั้นจะมี 2 ทิศทาง หรือ 2 ระดับ เนื่องจากกระบวนการบันทึกข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้น ถ้ายังเพิ่มระดับการบันทึกข้อมูลแล้วระบบจะได้รับผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นตามไปด้วย

## 2.1.5 กระบวนการอ่านข้อมูล

ในกระบวนการอ่านข้อมูล หัวอ่านจะทำการตรวจหาการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux) บริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็ก จากนั้นสัญญาณพัลส์แรงดันไฟฟ้าจะไปเหนี่ยวนำที่ขดลวดแม่เหล็ก โดยบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะ หัวอ่านจะแสดงพัลส์แรงดันไฟฟ้าเรียกว่า “สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะ (transition pulse)” และสามารถที่จะแสดงให้เห็น

อยู่ในรูปของผลรวมของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่สอดคล้องกับบิตที่มีการเปลี่ยนสถานะโดยที่สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะที่ติดกันจะมีประจุตรงข้ามกัน เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า สัญญาณอ่านกลับ

### 2.1.5.1 ประเภทของหัวอ่าน

หัวอ่านจะทำหน้าที่แปลงฟลักซ์แม่เหล็กให้เป็นแรงดันไฟฟ้าในรูปแบบของสัญญาณอ่านกลับ โดยหัวอ่านที่ใช้มีหลายประเภท

1. แม่เหล็กแบบเฟอร์ไรต์ (ferrite) เริ่มนำมาใช้ในปี ค.ศ. 1970 เหมาะสมกับการนำมาใช้เป็นหัวเขียน แต่เมื่อนำมาใช้เป็นหัวอ่านจะให้แอมพลิจูดน้อย
2. หัวแม่เหล็กแบบ MR (magneto resistive) นำมาใช้ในช่วงปี ค.ศ. 1990 เหมาะสมกับการนำมาทำเป็นหัวอ่าน เนื่องจากหัวอ่านชนิดนี้มีความไวต่อการตอบสนองความเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็ก จึงทำให้สัญญาณอ่านกลับมีแอมพลิจูดสูง
3. หัวแม่เหล็กแบบ GMR (giant magneto resistive) เริ่มนำมาใช้ในปี ค.ศ. 1997 มีประสิทธิภาพการทำงานได้ดีกว่าหัวแม่เหล็กแบบ MR
4. หัวแม่เหล็กแบบ TMR (tunneling magneto resistive) เป็นหัวแม่เหล็กที่นิยมในปัจจุบัน เนื่องจากให้ประสิทธิภาพดีกว่าแม่เหล็กชนิดอื่นๆ

### 2.1.5.2 ประเภทของสัญญาณรบกวน

ในกระบวนการบันทึกข้อมูลนั้นสัญญาณอ่านกลับได้รับผลกระทบจากปัจจัยต่างๆ ทำให้ข้อมูลที่ได้อาจการถอดรหัสข้อมูลออกมาเกิดความผิดพลาด ซึ่งมีสาเหตุมาจาก สัญญาณรบกวน ความผิดพลาด และการแทรกสอด ที่เกิดขึ้นภายในระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก

1. สัญญาณรบกวน (noise) เกิดจากความไม่แน่นอนทางกายภาพและเมื่อความจุของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีความจุสูงขึ้น ความรุนแรงของสัญญาณรบกวนก็จะรุนแรงมากขึ้นตามไปด้วย สัญญาณรบกวนในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีสาเหตุมาจาก

- 1.1. สื่อบันทึก ก่อให้เกิดความไม่แน่นอนของสภาพความเป็นแม่เหล็กในสื่อบันทึกหรือเรียกว่า สัญญาณรบกวนในสื่อบันทึก (media noise) สัญญาณรบกวนชนิดนี้ก่อให้เกิดผลกระทบมากที่สุด โดยเฉพาะในระบบการบันทึกแบบแนวตั้ง โดยสัญญาณรบกวนสามารถแบ่งได้เป็น 3 ประเภทหลักๆ

- สัญญาณรบกวนการเปลี่ยนสถานะ (transition noise) เกิดบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะในสื่อบันทึก โดยระดับความรุนแรงของสัญญาณรบกวนจะขึ้นอยู่กับความจุของข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ สัญญาณรบกวนการเปลี่ยนสถานะจะมีผลกระทบต่อจานบันทึกแบบฟิล์มบาง (thin film disk) มากที่สุด

- สัญญาณรบกวนเนื่องจากภาวะเกรนหยาบ (particulate หรือ granularity noise) สัญญาณรบกวนชนิดนี้เกิดจากการกระจายแบบสุ่ม (random dispersion) ของ

อนุภาคแม่เหล็ก (magnetic particle) หรือ เกรน (grain) ในสื่อบันทึก ดังนั้น ถ้าเกรนในสื่อบันทึกมีความหนาแน่นมากเท่าใด ก็จะทำให้สัญญาณรบกวนมีความรุนแรงมากขึ้นแต่ระดับความรุนแรงนั้นไม่ขึ้นกับความจุของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยสัญญาณรบกวนชนิดนี้เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบ่อยในแถบแม่เหล็ก (magnetic tape) แผ่นบันทึก (floppy disk) และจานบันทึกฟิล์มบาง

- สัญญาณรบกวนจากแถบเสียง (modulation noise) เกิดจากความไม่แน่นอนของสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกเป็นสัดส่วนกับสภาพความเป็นแม่เหล็กที่ถูกบันทึกลงไประหว่างตำแหน่งการเปลี่ยนสถานะ (บริเวณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะ) สัญญาณรบกวนจากแถบเสียงนั้นเกิดขึ้นบ่อยในจานบันทึกแบบฟิล์มบาง โดยระดับความรุนแรงของเสียงรบกวนจากแถบเสียงจะต่ำลง เมื่อความจุข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สูงขึ้น

1.2. หัวแม่เหล็ก (magnetic head) สัญญาณรบกวนจากหัวแม่เหล็ก (head noise) เกิดจากคุณสมบัติทางกายภาพของวัสดุที่นำมาทำหัวแม่เหล็ก สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมี 2 แบบ คือ สัญญาณรบกวนแบบ Barkhausen และ สัญญาณรบกวนแบบ Johnson

1.3. วงจรขยายก่อน (preamplifier) ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้จากการแกว่งไปมาของอนุภาคอิเล็กตรอนในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบต่างๆ เนื่องจากเมื่อใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะเกิดความร้อนขึ้น ทำให้อนุภาคของอิเล็กตรอนเกิดการเคลื่อนที่ ส่งผลให้เกิดความร้อนออกมารบกวนอิเล็กทรอนิกส์ หรือ รู้จักกันในชื่อ สัญญาณรบกวนความร้อน (thermal noise) มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวนสีขาว (white noise)

2. ความผิดเพี้ยน เกิดจากกระบวนการเขียนทำให้เกิดการเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนแปลงแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งทำให้เกิดการซ้อนทับของสัญญาณอ่านกลับผิดเพี้ยนไปเกิดการรบกวนการอ่านข้อมูล (read distortion) ได้แก่ การลบล้างบางส่วน (partial erasure) และความไม่เป็นเชิงเส้นของหัวแม่เหล็ก เป็นต้น

3. การแทรกสอด จะส่งผลกระทบต่อสัญญาณอ่านกลับ ทำให้สัญญาณที่ได้มีความผิดเพี้ยนไปจากที่ควรจะเป็น การแทรกสอดที่ผลในการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ คือ การแทรกสอดแบบ on-track และ แบบ off-track

### 2.1.5.3 แบบจำลองช่องสัญญาณอ่านกลับ

เมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่มาถึงตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและจะให้สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะเรียกว่า ผลตอบสนองการเปลี่ยนสถานะ  $g(t)$  หรือ  $-g(t)$  ตามทิศทางสภาพความเป็นแม่เหล็ก สำหรับระบบการบันทึกแบบแวนอนสัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะ หรือที่รู้จักกันในชื่อว่า สัญญาณพัลส์ Lorentzian สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการได้ดังนี้

$$g(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2t}{PW_{50}}\right)^2} \quad (2.2)$$

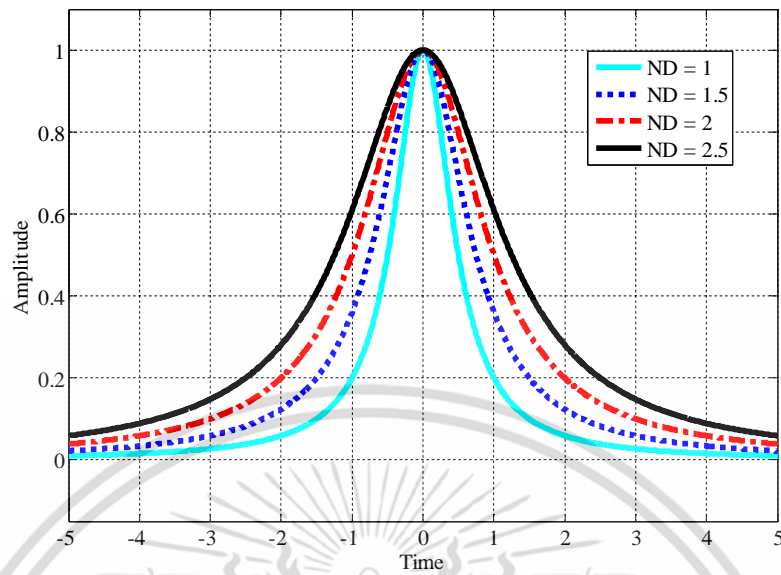
เมื่อ  $PW_{50}$  คือ ความกว้างของสัญญาณพัลส์  $g(t)$  วัด ณ ตำแหน่งที่สัญญาณพัลส์มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของความสูงสูงสุด สำหรับการบันทึกแบบแนวตั้ง สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะแสดงสมการได้ดังนี้

$$g(t) = \operatorname{erf}\left(\frac{2t\sqrt{\ln 2}}{PW_{50}}\right) \quad (2.3)$$

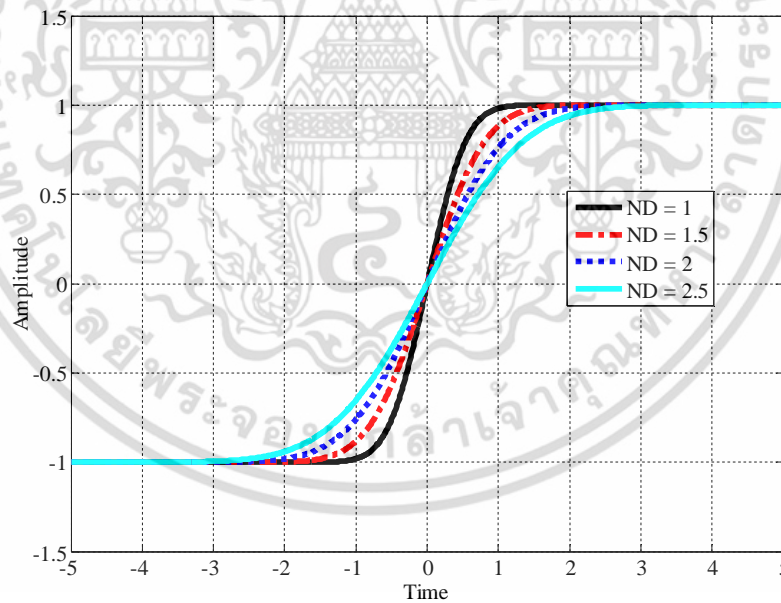
เมื่อ  $\ln(\cdot)$  คือ ลอการิทึมธรรมชาติ (natural logarithm),  $\operatorname{erf}(\cdot)$  คือ ฟังก์ชันข้อผิดพลาด (error function) นิยามโดย  $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$  นอกจากนี้ การบันทึกข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ความหนาแน่นของการบันทึกข้อมูลแบบนอร์มอลไลซ์ (normalized density : ND) นิยามโดย

$$ND = \frac{PW_{50}}{T} \quad (2.4)$$

คือ ความหนาแน่นของการบันทึกข้อมูล เมื่อ  $T$  คือ คาบของข้อมูล 1 บิต ซึ่งค่า  $ND$  เป็นตัวบ่งบอกว่า บริเวณ  $PW_{50}$  สามารถจัดเก็บข้อมูลได้จำนวนกี่บิต ดังนั้น ถ้ากำหนดให้  $T$  เป็นค่าคงที่ เมื่อค่า  $ND$  หรือ  $PW_{50}$  เพิ่มขึ้นแสดงว่าฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถจุข้อมูลได้มากขึ้น รูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12 แสดงผลตอบสนองของการเปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแนวอนและการบันทึกแบบแนวตั้ง ที่ระดับ ND ต่างๆ ตามลำดับ



รูปที่ 2.11 สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแวนนอน [1]



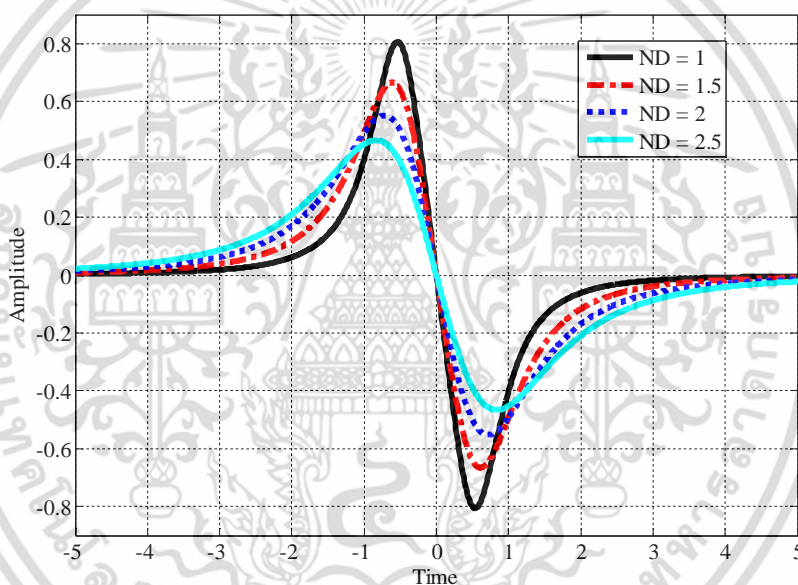
รูปที่ 2.12 สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะสำหรับการบันทึกแบบแนวตั้ง [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่า ND เพิ่มมากขึ้น แสดงว่าการแทรกสอดมีความรุนแรงมากขึ้น เนื่องจากโอกาสที่สัญญาณพัลส์เปลี่ยนสถานะจะมาซ้อนเหลื่อมกันมีความเป็นไปได้สูง และในกรณีที่หัวอ่านเคลื่อนที่มาถึงบริเวณที่มีการเปลี่ยนสถานะติดกัน 2 ครั้ง จะเรียกว่า สัญญาณพัลส์ไบบิต (dibit pulse) หรือ ผลตอบสนองไบบิต (dibit response) แสดงได้ดังสมการ

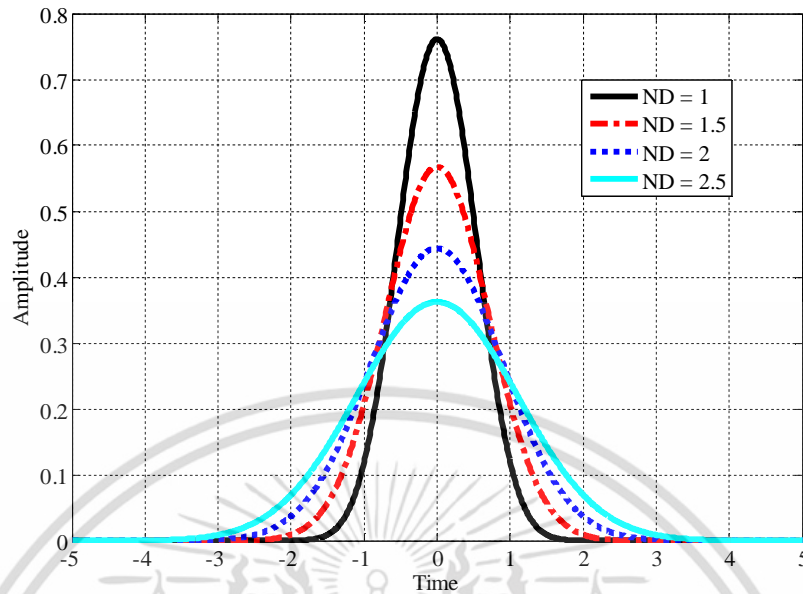
$$m(t) = g(t) - g(T - t) \quad (2.5)$$

โดยจากสมการที่ (2.5) สามารถแสดงสัญญาณผลตอบสนองไบบิตสำหรับการบันทึกข้อมูล ได้ดังรูปที่ 2.13 และ 2.14



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองไบบิต สำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแวนอน [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



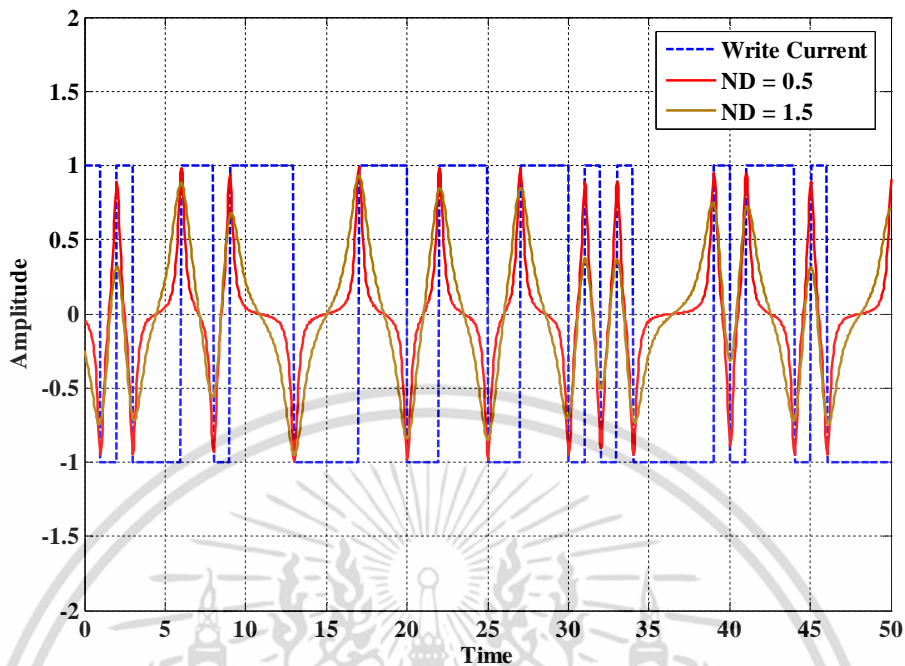
รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองไคบิต สำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง [1]

จะเห็นได้ว่า เมื่อ ND เพิ่มขึ้นแอมพลิจูดของสัญญาณไคบิตที่ได้จะมีขนาดเล็กลง ทำให้โอกาสในการถอดรหัสมีความผิดพลาดมากขึ้นตามไปด้วย

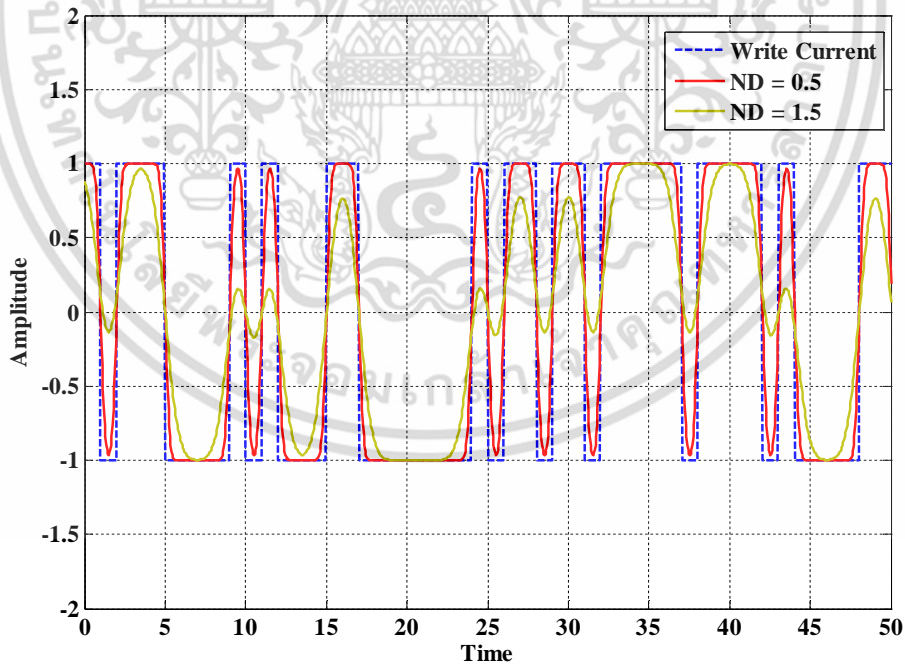
ดังนั้น เมื่อลำดับข้อมูลไบนารี  $a_k$  ถูกบันทึกและเปลี่ยนเป็นกระแสเขียน จากนั้นเมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่มาถึงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงสภาพความเป็นแม่เหล็ก จะได้สัญญาณอ่านกลับสำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก  $r(t)$  สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(T-kt) \quad (2.6)$$

โดยสัญญาณอ่านกลับสำหรับการบันทึกข้อมูลแบบแนวอนและแนวตั้งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 และ 2.16



รูปที่ 2.15 สัญญาณอ่านกลับที่มีการบันทึกข้อมูลแบบแวนนอน



รูปที่ 2.16 สัญญาณอ่านกลับที่มีการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

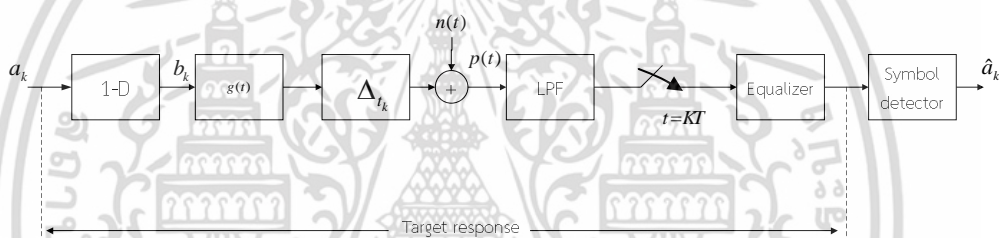
จากรูปสัญญาณอ่านกลับจะเห็นได้ว่า เมื่อ ND เพิ่มสูงขึ้น หรือ ความหนาแน่นของข้อมูลเพิ่มขึ้น โอกาสที่สัญญาณอ่านกลับที่ได้มีโอกาสผิดพลาดก็เพิ่มขึ้น

## 2.1.6 แบบจำลองช่องสัญญาณ

โดยทั่วไปแบบจำลองการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กสามารถจำลองได้เป็น 2 แบบ คือ แบบจำลองช่องสัญญาณเสมือนจริง (realistic channel model) และแบบจำลองช่องสัญญาณอุดมคติ (ideal channel model) โดยที่แบบจำลองช่องสัญญาณเสมือนจริงจะมีลักษณะการทำงานใกล้เคียงกับระบบจริง แต่แบบจำลองช่องสัญญาณอุดมคติจะใช้ในการศึกษาและวิเคราะห์ระบบการทำงานเบื้องต้นของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ เนื่องจากแบบจำลองมีความไม่ซับซ้อนและง่ายต่อความเข้าใจ

### 2.1.6.1 แบบจำลองช่องสัญญาณเสมือนจริง

ระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กสามารถจำลองให้อยู่ในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ดังรูปที่ 2.17



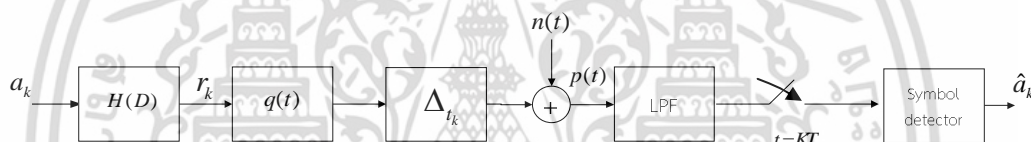
รูปที่ 2.17 แบบจำลองช่องสัญญาณเสมือนจริง

ลำดับข้อมูลอินพุต  $a_k \in \{0,1\}$  ที่มีคาบเวลาเท่ากับ  $T$  จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรหาอนุพันธ์อุดมคติ (ideal differentiator)  $1-D$  เมื่อ  $D$  คือตัวดำเนินการหน่วงเวลา  $T$  หน่วยทำให้เป็นลำดับข้อมูลเปลี่ยนสถานะ  $b_k \in \{-1,0,1\}$  เมื่อ  $b_k = \pm 1$  หมายถึงการเปลี่ยนสถานะแบบบวก (positive transition) หรือ การเปลี่ยนสถานะแบบลบ (negative transition) และ  $b_k = 0$  หมายถึงไม่มีการเปลี่ยนสถานะ ลำดับข้อมูลการเปลี่ยนสถานะ  $b_k$  จะถูกส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณที่มีผลตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์เท่ากับผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงสถานะ  $g(t)$  และเมื่อ  $\Delta_k$  คือ สัญญาณรบกวนสี่บันทึกรวม [6] ซึ่งถูกจำลองให้มีลักษณะเป็นการเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะแบบสุ่ม ซึ่งมีความหนาแน่นเป็นแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ความแปรปรวนเท่ากับ  $\sigma_j^2$  เมื่อกำหนดให้  $\sigma_j$  คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ของ  $T$  ดังนั้น ถ้ากำหนดสัญญาณรบกวนสี่บันทึกรวม  $x\%$  นั้น หมายถึง ค่า  $\sigma_j$  มีค่าเท่ากับ  $x\%$  ของ  $T$  แต่ถูกจำกัดให้มีค่าไม่เกิน  $T/2$  และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก  $n(t)$  สัญญาณอ่านกลับที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน  $p(t)$  ได้ถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter :LPF) เพื่อทำหน้าที่ในการ

จำกัดสัญญาณรบกวนที่อยู่นอกแถบความถี่ (out of band noise) จากนั้นจะทำการซัดตัวอย่าง ณ เวลาที่ถูกควบคุมด้วยไทม์มิ่งรีคัฟเวอรี (timing recovery) ข้อมูลเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งไปยังอีควอไลเซอร์และวงจรตรวจหาสัญลักษณ์ (symbol detector) เพื่อหาลำดับข้อมูลเอาต์พุตที่เป็นไปได้มากที่สุด (most likely input sequence) หรือการตัดสินใจค่า  $a_k$  หรือ  $\hat{a}_k$  ในส่วนของวงจรตรวจหาสัญลักษณ์ที่นิยมใช้ในระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็ก คือ วงจรตรวจหาวิเทอร์บี (viterbi detector) เนื่องจากความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะเพิ่มขึ้นตามเลขชี้กำลัง ตามจำนวนหน่วยความจำของช่องสัญญาณ (channel memory) ดังนั้น อีควอไลเซอร์จึงถูกนำมาใช้งาน เพื่อปรับรูปร่างผลตอบสนองรวมของสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบของผลตอบสนองที่ต้องการหรือที่เรียกว่าผลตอบสนองทาร์เก็ต (target response) และยังช่วยให้ความซับซ้อนของวงจรวิเทอร์บีน้อยลง

### 2.1.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณอุดมคติ

ถ้าสมมติให้กระบวนการอีควอไลเซชันเป็นแบบสมบูรณ์ (perfect equalization) แล้วจะสามารถลดรูปแบบจำลองช่องสัญญาณเสมือนจริงได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แบบจำลองช่องสัญญาณอุดมคติ

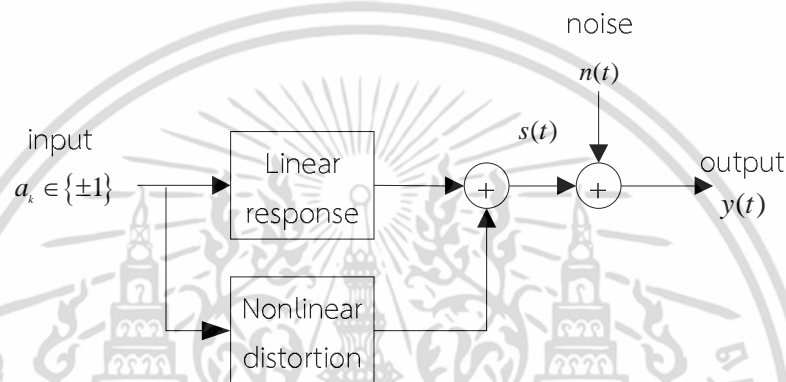
โดยลำดับข้อมูลอินพุตไบนารี  $a_k$  ที่มีคาบเวลาของบิตเท่ากับ  $T$  จะถูกกล้ำสัญญาณ(modulate) กับสัญญาณพัลส์ไนควิสต์อุดมคติ (ideal Nyquist pulse)  $q(t) = \sin(\pi t / T) / (\pi t / T)$  และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนสี่บันทิก ( $\Delta_{t_k}$ ) และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก  $n(t)$  สัญญาณวงจรภาครับได้รับ  $p(t)$  ซึ่งจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ เพื่อจำกัดสัญญาณรบกวนที่อยู่นอกแถบความถี่ จากนั้นจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อจำกัดสัญญาณรบกวนที่อยู่นอกแถบความถี่ และจะถูกทำการซัดตัวอย่าง ณ เวลาที่ถูกควบคุมโดยระบบไทม์มิ่งรีคัฟเวอรี จากนั้นข้อมูลเอาต์พุตของวงจรซัดตัวอย่างก็จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรตรวจหาสัญลักษณ์ เพื่อทำการหาลำดับข้อมูลอินพุตที่เป็นไปได้มากที่สุด

## 2.2 ช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ในสัญญาณอ่านกลับนั้นประกอบด้วยส่วนที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้นเราต้องทำการกำจัดออก หรือ ลดความผิดพลาดของการเขียนโดยใช้ การชดเชยก่อนการเขียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบ นอกจากนี้ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นของการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กนั้น สามารถเกิดขึ้นได้หลายสาเหตุ ยกตัวอย่างเช่น การเลื่อนตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะแบบไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งเกิดจากสนามแม่เหล็กที่ถูกเขียนเข้าไปของบิตก่อนหน้ามีทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กที่จะเขียนลงไป และยังเมื่อบันทึกข้อมูลสูงขึ้นก็จะยังส่งผลกระทบต่อความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นตามไปด้วย โดยแบบจำลองของช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังรูป 2.19

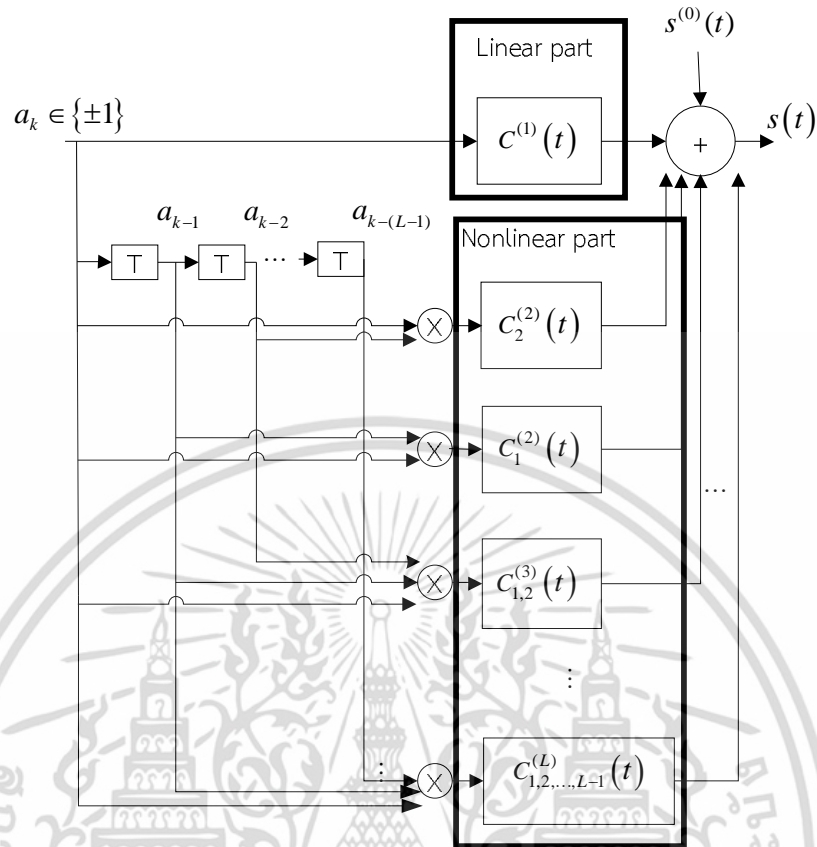


รูปที่ 2.19 ระบบที่มีช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 2.19 แสดงระบบซึ่งมีช่องสัญญาณแบบความไม่เป็นเชิงเส้นและสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกร ความผิดเพี้ยนจากความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นสามารถอธิบายได้ด้วยแบบจำลองโวลเทรา เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่สามารถอธิบายพฤติกรรมความไม่เป็นเชิงเส้นได้

### 2.2.1 แบบจำลองโวลเทรา

แบบจำลองโวลเทรา [3] อธิบายผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นของช่องสัญญาณเนื่องจากแบบจำลองโวลเทรานี้สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น ได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ โดยแผนภาพไดอะแกรมของช่องสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 แบบจำลองโครงข่ายประสาทสำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 2.20 สามารถอธิบายส่วนประกอบของสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้นและเป็นเชิงเส้นได้ดังสมการที่ (2.7)

$$\begin{aligned}
 s(t) = & s^{(0)}(t) + \sum_k a_k C^{(1)}(t - kT_b) + \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} C_{d_1}^{(2)}(t - kT_b) \\
 & + \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-2} \sum_{d_2=d_1+1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} a_{k-d_2} C_{d_1, d_2}^{(3)}(t - kT_b) + \dots + \sum_k a_k a_{k-1} \dots a_{k-(L-1)} C_{d_1, d_2, \dots, d_{L-1}}^{(L)}(t - kT_b) \quad (2.7) \\
 & + \dots + \left( \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-l+1} \dots \sum_{d_l=d_{l-1}+1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} \dots a_{k-d_{l-1}} C_{d_1, d_2, \dots, d_{l-1}}^{(l)}(t - kT_b) \right)
 \end{aligned}$$

โดยสมการแบบที่ต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time) ใน (2.7) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบของสมการที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time) ได้ดังสมการที่ (2.8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
s[m] = & s^{(0)}[m] + \sum_k a_k C^{(1)}[m - kT_b] + \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} C_{d_1}^{(2)}[m - kT_b] \\
& + \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-2} \sum_{d_2=d_1+1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} a_{k-d_2} C_{d_1, d_2}^{(3)}[m - kT_b] + \dots + \sum_k a_k a_{k-1} \dots a_{k-(L-1)} C_{d_1, d_2, \dots, d_{L-1}}^{(L)}[m - kT_b] \\
& + \dots + \left( \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-l+1} \dots \sum_{d_l=d_{l-1}+1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} \dots a_{k-d_{l-1}} C_{d_1, d_2, \dots, d_{l-1}}^{(l)}[m - kT_b] \right)
\end{aligned} \quad (2.8)$$

โดยกำหนดค่าทุกๆ ฟังก์ชัน  $q[m] = q(mT_s)$ , เมื่อ  $T_s = \frac{T_b}{P}$  คือ ช่วงเวลาการซัดตัวอย่างสามารถนิยาม  $s[m]$  คือ สัญญาณที่มีการซัดตัวอย่างเกิน (oversampled signal),  $a_k \in \{\pm 1\}$  คือ ลำดับข้อมูลอินพุตแบบสุ่ม และ  $C_{d_1, d_2, \dots, d_l}^{(l)}$  คือ โวลเทราเคอร์เนล  $l \in (2, \dots, L)$ ,  $L$  คือ อันดับของเคอร์เนล จากสมการที่ (2.8) จะประกอบด้วยส่วนของสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น กำหนดด้วยโวลเทราด้วยโวลเทราเคอร์เนลอันดับ 1 และส่วนของสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะอธิบายด้วยโวลเทราเคอร์เนลที่ลำดับ 2 ขึ้นไป

โดยทั่วไปค่าของโวลเทราเคอร์เนลเพิ่มขึ้นเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในกระบวนการเขียนและความไม่เป็นเชิงเส้นของฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวรับสัญญาณอ่านกลับ [17] ถ้าสามารถหลีกเลี่ยงการเขียนแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้แล้วรูปแบบของระบบจะสามารถทำให้เป็นระบบเชิงเส้นที่มีหน่วยความจำที่จำแนกได้จากผลตอบสนองของไดพัสของตัวมันเอง และฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่มีหน่วยความจำ  $f(x)$  แสดงได้โดยฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวรับสัญญาณอ่านกลับ

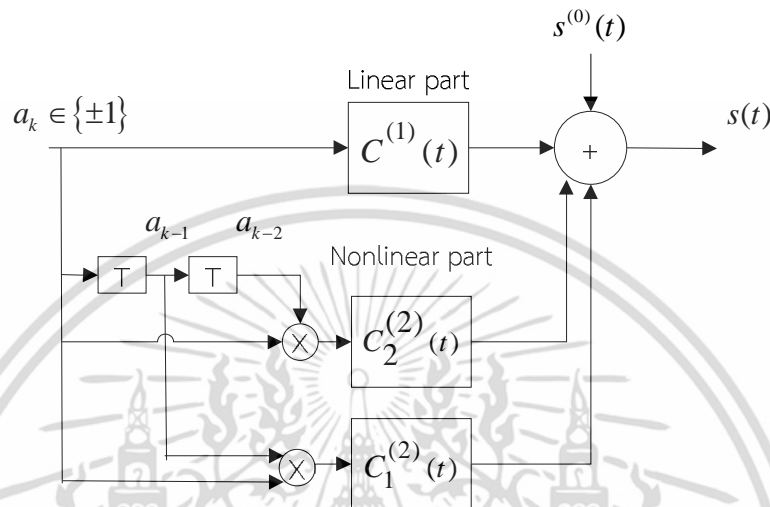
จากคุณสมบัติของแบบจำลองโวลเทรา ความไม่เป็นเชิงเส้นในช่องสัญญาณอ่านกลับสามารถอธิบายได้ในรูปของโดเมนของสัญญาณส่วนเกิน ในบทความ [17] ได้จำลองช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น โดยกำหนดให้  $f(x)$  คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนของความไม่เป็นเชิงเส้นแสดงในรูปของอนุกรมกำลัง (power series) ดังสมการ

$$f(x) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k x^k(m) = c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots \quad (2.9)$$

โดย  $c_0, c_1, \dots$  คือ ค่าคงที่ แล้วทำการเปรียบเทียบค่าในแต่ละพจน์ของสมการที่ (2.8) กับสมการที่ (2.9) ให้อยู่ในรูปลำดับสอง ดังนั้นสามารถเทียบเคียงสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของความไม่เป็นเชิงเส้นกับสมการของส่วนประกอบของสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้นและเป็นเชิงเส้นได้โดย  $s^{(0)}[m] = c_0$  และ  $C^{(1)}[m] = c_1 h[m]$  แสดงส่วนของช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น (linear part) ในขณะที่ส่วนของ  $C_d^{(2)}[m] = 2c_2 h[m]h[m + dT_b]$ ,  $d = 1, 2, \dots, L-1$  แสดงส่วนที่ได้รับผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear part) ในช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นในงานวิจัยนี้ได้ใช้แบบจำลองโวลเทรา อธิบายช่องสัญญาณการเขียน โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองโวลเทราอันดับสองที่ปราศจากสัญญาณรบกวนได้ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แบบจำลองโวลเทราอันดับสองที่ใช้ในการจำลองระบบ

แบบจำลองโวลเทราอันดับสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.21 โดยแบบจำลองแสดงส่วนที่เป็นเชิงเส้น (linear part) และไม่เป็นเชิงเส้นอันดับสอง (2<sup>nd</sup> order nonlinear part) และสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.10)

$$s(mT_s) = s^{(0)}(mT_s) + \sum_k a_k C^{(1)}(mT_s - kT_b) + \sum_k a_k a_{k-2} C_2^{(2)}(mT_s - kT_b) + \sum_k a_k a_{k-1} C_1^{(2)}(mT_s - kT_b) \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) จะเห็นได้ว่า  $s^{(0)}(mT_s)$  คือ ข้อมูลอิสระ (data independent term) พจน์ต่อมาคือ  $C^{(1)}(mT_s)$  หรืออาจเรียกได้ว่า เคอร์เนลอันดับหนึ่ง หรือ ส่วนที่เป็นเชิงเส้น และในส่วนของความไม่เป็นเชิงเส้น  $C_1^{(2)}(mT_s)$  และ  $C_2^{(2)}(mT_s)$  แสดงเหตุการณ์ที่สนใจบิดอ้างอิงกับบิดที่เกิดการเลื่อนไปจากตำแหน่งอ้างอิง 1 ตำแหน่ง และพิจารณาบิดที่เลื่อนมา 2 ตำแหน่งตามลำดับ และลำดับของบิด  $a_k a_{k-2}$  หรือ  $a_{k-2} a_k$  นั้นมีความหมายเหมือนกัน โดย  $T_s = T_b / p$  เมื่อ  $T_s$  คือ ช่วงเวลาการซีกตัวอย่าง  $T_b$  คือ คาบบิด และ  $p$  เป็นจำนวนเต็มมากกว่าหนึ่ง โดยสามารถเขียนเคอร์เนลให้อยู่ในรูปของ  $C^{(1)}(mT_s) = c_1 h(mT_s)$  แสดงส่วนประกอบของช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น และกำหนดให้  $c_1 = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้  $C_d^{(2)}(mT_s) = 2c_2 h(mT_s) h(mT_s + dT_b)$ ,  $d = 1, 2$  แสดงส่วนประกอบของช่องสัญญาณที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น และ  $c_2$  คือ ตัวกำหนดความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นในระบบ

ดังนั้น เมื่อสามารถจำลองช่องสัญญาณที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นแล้ว ลำดับต่อไปนักวิจัยจึงได้ศึกษาวิธีการลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยการคำนวณหาพัลส์ไดเบิตของช่องสัญญาณ ดังหัวข้อต่อไปนี้

## 2.2.2 การคำนวณหาพัลส์ไดเบิตของช่องสัญญาณ

ในการลดผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น นอกจากจะจำลองช่องสัญญาณสร้างสัญญาณที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น แล้วนำมาถอดรหัสเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบแล้ว ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ [17] ได้ใช้วิธีการคำนวณหาพัลส์ไดเบิต ซึ่งเริ่มจากการหาลำดับสุ่มเทียม จากนั้นจึงใช้วิธีการอัตสหสัมพันธ์ (auto correlation) เพื่อตรวจสอบความยาวคาบของลำดับสุ่มเทียม (Pseudo-random sequence) [18] จากนั้นจึงมาคำนวณหาพัลส์ไดเบิตของช่องสัญญาณ โดยวิธีสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอ่านกลับที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น และลำดับสุ่มเทียม เพื่อมาใช้ในการคำนวณหาความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นได้

### 2.2.2.1 ค่าสหสัมพันธ์

ค่าสหสัมพันธ์ [19] เป็นเครื่องมือทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการหาความสัมพันธ์ระหว่าง 2 สัญญาณว่ามีความสัมพันธ์มากน้อยเพียงใด ถ้าสัญญาณมีความสัมพันธ์กันมาก ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะมีค่ามากและถ้าสัมพันธ์กันน้อยผลลัพธ์ที่ได้ก็จะมีค่าน้อย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้สหสัมพันธ์ข้ามมาใช้ในการคำนวณหาพัลส์ ไดเบิตของช่องสัญญาณ

1. อัตสหสัมพันธ์ กำหนดให้  $x[n]$  เป็นสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลา ฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ของ  $x[n]$  สามารถเขียนแทนด้วย

$$R_{xx}[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k+n]x^*[k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]x^*[k-n] \quad (2.11)$$

ซึ่งก็คือค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ  $x[n]$  และ  $x[n]$  นั่นเอง

2. สหสัมพันธ์ข้าม การคำนวณหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสามารถคำนวณได้จากการกำหนดให้  $x[n]$  และ  $y[n]$  เป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้าม  $R_{xy}[n]$  ที่เวลาล่า (lag time)  $\tau$  ระหว่างสัญญาณ  $x[n]$  และ  $y[n]$  แสดงได้ดังสมการ

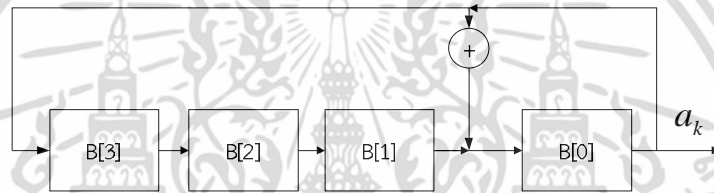
$$R_{xy}[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k+n]y^*[k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]y^*[k-n] \quad (2.12)$$

เมื่อ  $y^*[k]$  คือสัญญาณเชิงซ้อนของ  $y[k]$  ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของการทำคอนโวลูชันได้คือ

$$R_{xy}[n] = x[n] * y^*[-n] \quad (2.13)$$

### 2.2.2.2 การสร้างลำดับสุ่มเทียม

ลำดับสุ่มเทียม [18] หรือ ลำดับวงจรเลื่อนข้อมูลแบบความยาวสูงสุด (maximum-length shift register sequence) หรือ ลำดับเอ็ม (m-sequence) เป็นลำดับไบนารี โดยกำเนิดมาจากสมการพหุนาม (Primitive polynomial)  $h(x)$  ดีกรีสูงสุด คือ  $m$  ขนาดความยาวคาบ คือ  $n = 2^m - 1$  บิต ยกตัวอย่างสมการพหุนาม  $h(x) = 1 + x + x^4$  มีดีกรี  $m = 4$  จากสมการพหุนามสามารถสร้างวงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับ (feedback shift register) ได้ดังนี้



รูปที่ 2.22 วงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับที่สร้างจากสมการพหุนาม  $h(x) = 1 + x + x^4$

โดยโครงสร้างของวงจรเลื่อนข้อมูลนี้ จะประกอบด้วย  $m$  ชั้น ประกอบด้วยบิต "1" และบิต "0" มี  $2^m$  สถานะของรูปแบบการเรียงตัวของบิตที่เป็นไปได้ในวงจรเลื่อนข้อมูลนี้ จากรูปที่ 2.22 มีทั้งหมด 4 ชั้น (B0-B3) เมื่อกำหนดบิตเริ่มต้นแล้ว ในแต่ละช่วงเวลา บิตแต่ละตัวจะถูกเลื่อนตำแหน่งไปทางด้านขวา และ บิตตัวที่เป็นผลตอบสนองของ  $h(x)$  หรือ เอาท์พุทก็จะถูกเลื่อนไปที่ด้านซ้ายสุด B[3] ของช่วงเวลาถัดไป ผลรวมเป็นการกระทำแบบมอดูโล-2 (modulo-2) และลำดับบิตข้อมูลที่ได้จะมีลักษณะเป็นคาบ  $a_0, a_1, a_2, \dots$  และจะไม่มีลำดับข้อมูลที่เป็น 0 ทั้งหมดเกิดขึ้น ยกเว้นกรณีที่ลำดับข้อมูลเริ่มต้นเป็นศูนย์ทั้งหมด ฉะนั้นความยาวของคาบที่ได้จากวงจรเลื่อนข้อมูลนี้คือ  $n = 2^m - 1 = 2^4 - 1 = 15$  ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ลำดับสุมเทียบที่ได้จากวงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับ  $h(x) = 1 + x + x^4$

จำนวนสถานะ	สถานะ			
0	1	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	1	0	0	1
4	1	1	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
13	0	0	1	1
14	0	0	0	1
15=0	1	0	0	0
16=1	0	1	0	0
	สถานะวนซ้ำ			

จากตารางที่ 2.1 แสดงลำดับสุมเทียบของสมการพหุนาม  $h(x) = 1 + x + x^4$  โดยได้กำหนดบิตเริ่มต้นเป็น  $[1 \ 0 \ 0 \ 0]$  ในช่วงเวลาสถานะ 1 ตำแหน่งของบิตแต่ละตัวจะถูกเลื่อนไปทางขวา และบิตที่ตอบสนองกับ  $h(x)$  ก็จะถูกเลื่อนเป็นตำแหน่งด้านซ้ายสุดของช่วงเวลา สถานะ 2 ทำเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จะได้ ลำดับเอาท์พุตตามต้องการ

ในการเพิ่มสมรรถนะของระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น นอกจากจะได้ใช้วิธีการปรับรูปแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่จะกล่าวเพิ่มเติมในบทที่ 3 แล้วการเพิ่มสมรรถนะของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้น ทำได้หลายวิธี โดยในบทนี้ได้ยกตัวอย่างวงจรถอดรหัสโดยใช้รหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ หรือ รหัสแอลดีพีซี เนื่องจากเป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพ และได้รับความนิยม แต่มีความซับซ้อนในการถอดรหัส เข้ามาช่วยในการถอดรหัสเพื่อพัฒนาให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

## 2.3 รหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ

การถอดรหัสข้อผิดพลาดของข้อมูลนั้นมีหลายวิธีการ ซึ่งสามารถนำมาถึงการได้รับข้อมูลที่มีความถูกต้องในระบบการสื่อสารข้อมูล รหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำได้รับการยอมรับว่าเป็นรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดที่ดีที่สุดในปัจจุบัน เนื่องจากสมรรถนะของรหัสที่เข้าใกล้ขีดจำกัดของแชนนอน (Shanon limit) มากกว่ารหัส ECC ชนิดอื่น นอกจากนี้นิยมเรียกรหัสบล็อกเชิงเส้น (linear block code) ที่มีเมทริกซ์พาริตีเช็ค  $\mathbf{H}$  ที่ประกอบด้วยเลขศูนย์และมีเลขหนึ่งในเมทริกซ์น้อยมาก เมื่อเทียบกับจำนวนของเลขศูนย์ในเมทริกซ์พาริตีเช็คและมีเลข 1 เพิ่มขึ้น เมื่อขนาดของคำรหัสใหญ่ขึ้น โดยรหัสความหนาแน่นต่ำ  $(n, j, k)$  ประกอบด้วย ความยาวบล็อก  $n$  บิตโดยแต่ละหลัก  $j$  ของ

เมทริกซ์ประกอบด้วยเลข 1 ที่มีจำนวนจำกัด และแต่ละแถว  $k$  ของเมทริกซ์ประกอบด้วยเลข 1 ที่มีจำนวนจำกัด

### 2.3.1 กราฟแทนเนอร์ (Tanner graph)

เมทริกซ์พาริตีเช็ก  $\mathbf{H}$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกราฟแทนเนอร์ [21] จัดเป็นกราฟแบบ 2 ส่วน (bipartite) ที่ใช้อธิบายความสัมพันธ์ของคำรหัสและเมทริกซ์พาริตีเช็ก โดยกลุ่มโหนดสัญลักษณ์ (variable node) เป็นตัวแทนหลักของเมทริกซ์พาริตีเช็ก และกลุ่มโหนดตรวจสอบ (check node) เป็นตัวแทนของแถวเมทริกซ์พาริตีเช็ก กลุ่มโหนดทั้งสองจะถูกรวมเข้าด้วยกันเพื่อให้ได้ความสัมพันธ์ของคำรหัสและเมทริกซ์พาริตีเช็ก ยกตัวอย่างเมทริกซ์พาริตีเช็ก ดังรูปที่ 2.23

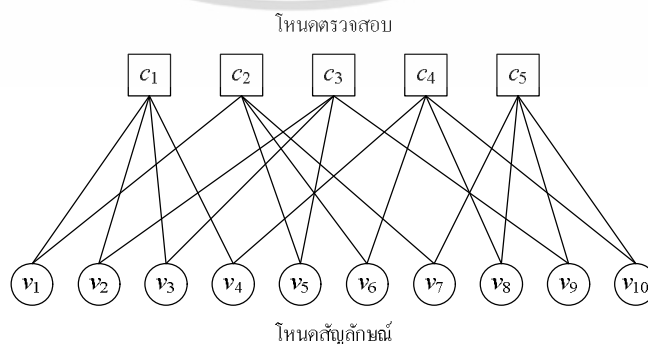
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

โหนดตรวจสอบ  
( $c_1, \dots, c_k$ )

โหนดสัญลักษณ์ ( $v_1, \dots, v_j$ )

รูปที่ 2.23 ตัวอย่างเมทริกซ์พาริตีเช็ก

ดังนั้นกราฟแทนเนอร์จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.24 เมื่อกำหนดให้โหนดตรวจสอบ คือ แถวในเมทริกซ์พาริตีเช็ก ประกอบไปด้วยโหนดจำนวน 5 โหนดได้แก่  $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5$  ซึ่งสอดคล้องกับจำนวนแถวในเมทริกซ์พาริตีเช็ก และโหนดสัญลักษณ์  $v_1, v_2, v_3, v_4, \dots, v_{10}$  คือ หลักในเมทริกซ์และแสดงถึงจำนวนบิตของคำรหัส (code word) โดยในแถวที่ 1 ของเมทริกซ์พาริตีเช็กมีเลข 1 ในหลักที่ 1, 2, 3 และ 4 ดังนั้น โหนดตรวจสอบที่ 1 ในกราฟแทนเนอร์จะมีเส้นเชื่อมไปยังโหนดสัญลักษณ์ 1, 2, 3 และ 4 เช่นเดียวกับโหนดตรวจสอบที่ 2 จะมีเส้นเชื่อมไปยังโหนดสัญลักษณ์ 1, 5, 6 และ 7



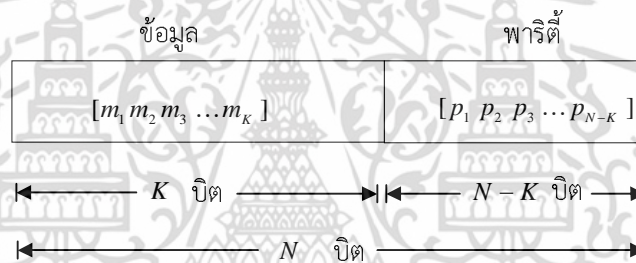
รูปที่ 2.24 กราฟแทนเนอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าเส้นเชื่อมที่มีอยู่ในกราฟแทนเนอร์เกิดจากตำแหน่งของเลข 1 ในเมทริกซ์พาริตีที่ซ้ำซึ่งจำนวนเส้นเชื่อมทั้งหมดจะมีจำนวนเท่ากับจำนวนเลข 1 ที่มีอยู่ในเมทริกซ์พาริตีที่ซ้ำ

### 2.3.2 รหัสบล็อกเชิงเส้น (Linear block code)

รหัสบล็อกเชิงเส้นแบบ  $[N, K]$  คือ รหัสช่องสัญญาณที่ได้จากการแปลงบิตข่าวสาร (message bit) ขนาด  $K$  บิต ให้เป็นคำรหัส (codeword) ขนาด  $N$  บิต โดยมีระยะห่างต่ำสุดระหว่างคำรหัส  $d_{\min}$  แทนด้วยสัญลักษณ์  $C(N, K, d_{\min})$  ถ้าให้ข้อมูลขนาด  $K$  บิต คือ  $[m_1 m_2 m_3 \dots m_K]$  ตัวเข้ารหัสบล็อกเชิงเส้นจะทำการสร้างคำรหัสขนาด  $N$  บิต  $c = [c_1 c_2 c_3 \dots c_N]$  โดยจำนวนบิตส่วนเกินที่เพิ่มเข้ามาจำนวน  $N - K$  บิต จะเรียกว่า บิตพาริตี (parity bits) ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์  $[p_1 p_2 p_3 \dots p_{N-K}]$  โดยบิตพาริตีที่ถูกเพิ่มเข้าไปนี้จะทำหน้าที่ในการตรวจจับและแก้ไขความผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในช่องสัญญาณ ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 โครงสร้างของรหัสบล็อกเชิงเส้น

ซึ่งอัตราส่วนบิตข่าวสารต่อบิตรหัส (code rate)  $R_c = K/N$  ซึ่งเป็นสิ่งที่ใช้ในการอธิบายถึงจำนวนข้อมูลเฉลี่ยที่มีอยู่ในคำรหัส โดยที่  $0 < R_c \leq 1$  เสมอ

### 2.3.3 รหัสไลเนอร์แอลดีพีซี (Binary LDPC)

การเข้ารหัสพาริตีที่ซ้ำความหนาแน่นต่ำ [22] ของรหัสแอลดีพีซี ให้เมทริกซ์บิตข้อมูลคือ  $\mathbf{m} = [m_1 m_2 m_3 \dots m_K]$  จำนวน  $K$  บิต แล้วได้คำรหัส  $\mathbf{c} = [c_1 c_2 c_3 \dots c_N]$  จำนวน  $N$  บิต โดยมีโครงสร้างดังนี้

$$\mathbf{c} = [\mathbf{m} | \mathbf{p}] = [m_1 m_2 \dots m_k \quad p_1 p_2 \dots p_{N-K}] \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $\mathbf{p}=[p_1 p_2 \dots p_{N-K}]$  คือ บิตพาริตีจำนวน  $N-K$  บิต ดังนั้นการเข้ารหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำนั้นโดยการหาค่า  $\mathbf{p}$  แล้วนำมาต่อกับข้อมูล  $\mathbf{m}$  ก็จะได้คำรหัสตามที่ต้องการ โดยรหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำถูกกำหนดด้วยเมทริกซ์พาริตีเช็ค  $\mathbf{H}$  ขนาด  $M \times N$  จากความสัมพันธ์

$$\mathbf{H}\mathbf{c}^T = \mathbf{0} \quad (2.15)$$

หรืออาจเขียนให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} 1 & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ 0 & 1 & h_{23} & \dots & h_{2N} \\ 0 & 0 & 1 & h_{24} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & h_{N-K,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \dots \\ p_{N-K} \\ m_1 \\ m_2 \\ \dots \\ m_K \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.16)$$

เมื่อ  $\mathbf{0}$  คือ เวกเตอร์ศูนย์ขนาด  $1 \times (N-K)$  และบิตรหัส  $K$  บิตสุดท้าย คือ บิตข้อมูล

$$c_{N-K+l} = m_l; l=1, \dots, K \quad (2.17)$$

นอกจากนี้บิตรหัสที่ 1 ถึง  $N-K$  คำนวณจากบิตข้อมูลและบิตพาริตีเช็ค

$$c_l = p_l = \sum_{j=1}^{N-K} h_{l,j} p_j + \sum_{j=1}^K h_{l-N-K+j} m_j; l=1, \dots, N-K \quad (2.18)$$

$$c_{N-K} = p_{N-K} = \sum_{j=1}^K h_{N-K,N-K+j} m_j$$

ถ้าจัดเมทริกซ์พาริตีเช็ค  $\mathbf{H}$  ให้อยู่ในรูป

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 | \mathbf{H}_2] \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\mathbf{H}_1$  มีขนาด  $(N-K) \times (N-K)$  และ  $\mathbf{H}_2$  มีขนาด  $(N-K) \times M$  แทนค่าสมการ (2.17) และ (2.18) ลงในสมการ (2.19) จะได้

$$\begin{aligned} [p|m] \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^T \\ \mathbf{H}_2^T \end{bmatrix} &= \mathbf{0} \\ p\mathbf{H}_1^T + m\mathbf{H}_2^T &= \mathbf{0} \\ p &= \mathbf{H}_2^T m (\mathbf{H}_1^T)^{-1} \end{aligned}$$

### การเข้ารหัสแวลติพีซีด้วยเมทริกซ์กำเนิด

การสร้างรหัสแวลติพีซีเริ่มต้นโดยการสร้างเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  ที่มีจำนวนเลข 1 น้อยมาก เพื่อให้ค่า  $d_{\min}$  ของรหัส มีค่าสูงสุดที่จะเป็นไปได้ เมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  ที่สร้างขึ้นอาจไม่อยู่ในรูปแบบเชิงระบบ ดังนั้นในการเข้ารหัสด้วยเมทริกซ์กำเนิด  $\mathbf{G}$  ต้องทำการแปลงเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  ให้เป็นเมทริกซ์  $\mathbf{G}$  ก่อนโดยทำ  $\mathbf{H}$  ให้อยู่ในรูปสามเหลี่ยมบน (upper triangular) แล้วจึงแปลงเป็นเมทริกซ์  $\mathbf{G}$  โดยรหัสบล็อกเชิงเส้นคำนวณได้โดยการคูณเมทริกซ์บิตข้อมูลกับเมทริกซ์บิตกำเนิด (generator matrix)  $\mathbf{G}$  มิติ  $K \times N$

$$\mathbf{G} = [\mathbf{P} \mathbf{I}_K] = \begin{bmatrix} p_{10} & p_{11} & \cdots & p_{1,(N-K)} & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ p_{20} & p_{21} & \cdots & p_{2,(N-K)} & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{K,0} & p_{K,1} & \cdots & p_{K,(N-K)} & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

คำรหัส  $c = [c_1 c_2 c_3 \dots c_N]$  ขนาด  $1 \times N$  หาได้จาก

$$\mathbf{c} = \mathbf{mG} = [p_1 p_2 p_3 \dots p_{N-K} \quad m_1 m_2 \dots m_K] \quad (2.21)$$

รหัสที่มีข้อมูล  $\mathbf{m}$  อยู่ด้านหลัง จัดอยู่ในประเภทรหัสเชิงระบบ (systematic code) โดยสามารถถอดรหัสข้อมูลเดิมได้ในรูปของ  $\mathbf{G} = [\mathbf{I}_K \mathbf{P}^T]$

เมื่อเมทริกซ์กำเนิด  $\mathbf{G}_{N \times K}$  สามารถหาเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}_{(N-K) \times N}$  และสมาชิกในแต่ละแถวของเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  ก็คือ สมการพาริตีเช็ทซึ่งเป็นตัวกำหนดความสัมพันธ์ของบิตข้อมูลในคำรหัส นอกจากนี้ แถวของเมทริกซ์กำเนิด  $\mathbf{G}$  ตั้งฉากกับหลักของเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  เสมอ สามารถแสดงได้ตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

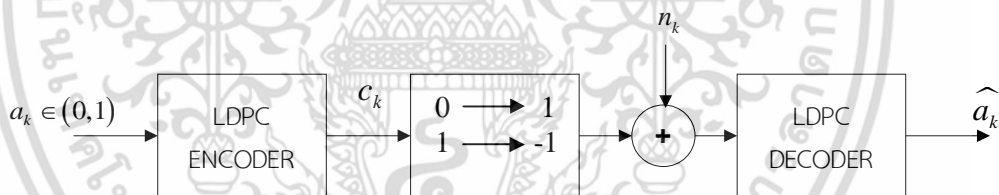
$$\mathbf{G}\mathbf{H}^T = \mathbf{0}_{K \times (N-K)} \quad (2.22)$$

ถ้าเมทริกซ์  $\mathbf{G}$  อยู่ในรูปของรหัสเชิงระบบจะได้เมทริกซ์พาริตีที่เช็คที่อยู่ในรูปของรหัสเชิงระบบได้เป็น

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N-K} & \mathbf{P}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & p_{10} & p_{20} & \cdots & p_{K,0} \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & p_{11} & p_{21} & \cdots & p_{K,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & p_{1,(N-K)} & p_{2,(N-K)} & \cdots & p_{K,(N-K)} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

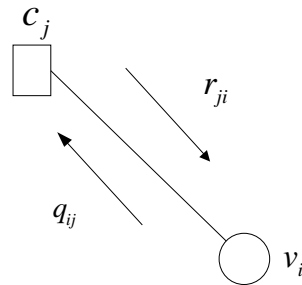
### การถอดรหัสแอลดีพีซี

เริ่มจากการเข้ารหัสเวกเตอร์ข้อมูล  $m_k$  จำนวน  $K$  บิต ถูกเข้ารหัสด้วยรหัสพาริตีที่เช็คความหนาแน่นต่ำ ให้เป็นเวกเตอร์คำรหัส  $\mathbf{c}$  จากนั้นคำรหัสจะถูกแปลงเป็นบิต "0" และ "1" ให้เป็นค่า "-1" และ "1" นอกจากนี้ยังได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวบวก (additive Gaussian noise channel : AWGN) แล้วจึงส่งผ่านช่องสัญญาณฝั่งรับ ซึ่งมีตัวถอดรหัสทำหน้าที่ในการตัดสินใจเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ส่งมา แสดงได้ดังรูปที่ 2.26



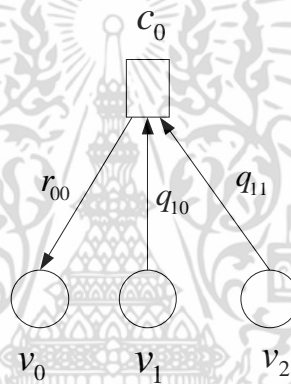
รูปที่ 2.26 การเข้าและถอดรหัสแอลดีพีซีในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวบวก

ในการถอดรหัส อัลกอริทึมที่ได้รับความนิยม คือ อัลกอริทึมการส่งสาร (message-passing algorithm) ระหว่างบิตคำรหัสใดๆ บนพื้นฐานของกราฟแทนเนอร์และอัลกอริทึมซัมโปรดัก (sum product algorithm) โดยข้อมูลที่ส่งผ่านคือความน่าจะเป็นหรือค่าความเชื่อถือ (reliability) โดยทั่วไปในทางปฏิบัติจะมีการถอดรหัสวนซ้ำไปมา โดยการถอดรหัสวนซ้ำนั้นจะมี 2 ขั้นตอนที่สำคัญ คือ การส่งข้อมูลจากโหนดสัญลักษณ์ไปยังโหนดตรวจสอบส่งผ่านกันไปมา โดยแต่ละบิตในกราฟจะต้องเป็นอิสระต่อกัน



รูปที่ 2.27 ค่าความน่าเชื่อถือระหว่างโหนดตรวจสอบและโหนดสัญลักษณ์

จากรูปที่ 2.27 ตัวแปร  $q_{ij}$  แทนความน่าจะเป็นที่ส่งจากโหนดตรวจสอบ  $v_i$  ไปยังโหนดตรวจสอบ  $c_j$  และตัวแปร  $r_{ji}$  แสดงความน่าจะเป็นที่ส่งจากโหนดตรวจสอบ  $c_j$  ไปยังโหนดสัญลักษณ์  $v_i$



รูปที่ 2.28 การคำนวณระหว่างโหนดตรวจสอบและโหนดสัญลักษณ์

จากรูปที่ 2.28 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง โหนดสัญลักษณ์ และโหนดตรวจสอบได้ดังนี้ ค่าของ  $r_{ji}$  จากโหนดตรวจสอบ  $j$  ไปยังโหนดสัญลักษณ์  $i$  คำนวณได้จากค่าผลรวมของ  $q_{ij}$  ทั้งหมดโดยที่  $i \neq j$  จากรูป  $r_{00}$  หาได้จากค่าผลรวมของค่า  $q_{10}$  และ  $q_{11}$  ในทำนองเดียวกัน ค่าของ  $q_{ij}$  จากโหนดสัญลักษณ์  $i$  ไปยังโหนดเช็ค  $j$  คำนวณได้จากผลรวมค่า  $r_{ji}$  ทั้งหมดโดยที่  $j \neq i$

ขั้นตอนการคำนวณอัลกอริทึมซิมโพรดัก เริ่มจากกำหนดเวกเตอร์ค้ำรหัส  $\mathbf{c} \in \{0,1\}$  ถูกมอดูเลตทางเฟส (phase shift keying) เป็นเวกเตอร์  $\mathbf{x} \in \{\pm 1\}$  จากนั้นได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวบวกจะได้

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $\mathbf{n}$  คือ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ย (mean) เท่ากับศูนย์และความแปรปรวน (variance) เท่ากับ  $\sigma^2$  สำหรับข่าวสารลำดับที่  $i$  สามารถคำนวณความน่าจะเป็นได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P(c_i = 1|y_i) = \frac{p(y_i|x_i = 1)P(x_i = 1)}{p(y_i|x_i = 1)P(x_i = 1) + p(y_i|x_i = -1)P(x_i = -1)} \quad (2.25)$$

เนื่องจาก  $P(x_i = 1) = P(x_i = -1) = \frac{1}{2}$  จะได้

$$P(c_i = 1|y_i) = \frac{p(y_i|x_i = 1)}{p(y_i|x_i = 1) + p(y_i|x_i = -1)} \quad (2.26)$$

สำหรับช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวววก เมื่อ  $\sigma^2$  คือ ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

$$P(c_i|x_i = 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(y_i-1)^2} \quad (2.27)$$

$$P(c_i|x_i = -1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(y_i+1)^2} \quad (2.28)$$

นำสมการที่ (2.27) และ (2.28) แทนลงในสมการที่ (2.26) ดังนั้นจะได้ความน่าจะเป็นของบิตลำดับที่  $i$  ที่ได้รับจากช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$P_{Channel}(c_i = 1|y_i) = \frac{1}{1 + e^{-2y_i/\sigma^2}} \quad (2.29)$$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ของกราฟแทนเออร์ สามารถคำนวณหาความน่าจะเป็นค่าเริ่มต้นได้จาก เมื่อกำหนดให้  $r_i$  คือค่าที่ส่งจากโหนดสัญลักษณ์  $i$  คำนวณความน่าจะเป็น  $p_i$  กำหนดให้สัญลักษณ์  $i$  มีค่าเท่ากับ "1" และ "0" คือ

$$q_{ij}(0) = 1 - p_i = P(c_i = 0|r_i) = \frac{e^{-2r_i/\sigma^2}}{1 + e^{-2r_i/\sigma^2}} \quad (2.30)$$

$$q_{ij}(1) = p_i = \frac{1}{1 + e^{-2r_i/\sigma^2}} \quad (2.31)$$

ในการคำนวณรอบแรกค่าความน่าจะเป็นที่ถูกส่งจากโหนดตรวจสอบไปยังโหนดสัญลักษณ์สามารถเขียนเป็นรูปทั่วไปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{ji}(0) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{i' \in R_{ji}} [1 - 2q_{i',j}(1)] \quad (2.32)$$

$$r_{ji}(1) = 1 - r_{ji}(0) \quad (2.33)$$

ในทำนองเดียวกันการคำนวณรอบแรกของค่าความน่าจะเป็นที่ถูกส่งจากโหนดสัญลักษณ์ไปยังโหนดตรวจสอบได้โดย

$$q_{ij}(0) = K_{ij}(1 - p_i) \prod_{j' \in c_{ij}} r_{ij'}(0) \quad (2.34)$$

$$q_{ij}(1) = K_{ij} p_i \prod_{j' \in c_{ij}} r_{ij'}(1) \quad (2.35)$$

เมื่อกำหนดให้ค่า  $K_{ij}$  คือค่าคงที่เพื่อให้  $q_{ij}(0) + q_{ij}(1) = 1$  ต่อจากนั้นทำการตัดสินใจอย่างละเอียด (soft decision) รวมความน่าจะเป็นของ  $q$  ทุกตัว

$$Q_i(0) = K_{ij}(1 - p_i) \prod_{j \in c_i} r_{ji}(0) \quad (2.36)$$

$$Q_i(1) = K_{ij} p_i \prod_{j \in c_i} r_{ji}(1) \quad (2.37)$$

เช่นเดียวกันค่า  $K_{ij}$  เป็นค่าคงที่เพื่อทำให้  $Q_i(0) + Q_i(1) = 1$  และทำการตัดสินใจอย่างหยาบ (hard decision) ของค่าคำรหัสที่ได้รับ

$$\hat{c} = \begin{cases} 1; & \text{if } Q_i(1) < Q_i(0) \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.38)$$

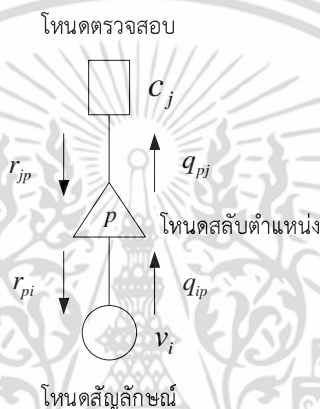
### 2.3.4 รหัสแอลดีพีซีนอนไบนารี (Nonbinary LDPC)

รหัสนอนไบนารีแอลดีพีซี [22-23] ถูกนำเสนอในปี ค.ศ. 1998 โดย David Mackay การถอดรหัสนั้นคำรหัสจะเป็นสมาชิกของสนามกาลัวร์ (galois field)  $GF(q)$  เมื่อ  $q$  คือ จำนวนเฉพาะ (prime number) รหัสแอลดีพีซีบนสนามจำกัด  $GF(q)$  ใดๆ จะมีเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  ที่มีสมาชิกเป็นสมาชิกของสนามจำกัด  $GF(q)$  เช่นกัน จากความสัมพันธ์ระหว่างคำรหัสกับเมทริกซ์พาริตีเช็ท เมื่อการดำเนินการบวกและการคูณอยู่บนสนามจำกัด  $GF(q)$  และเมทริกซ์พาริตีเช็ท  $\mathbf{H}$  มีขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ  $(n-k) \times n$  โดยที่  $n$  คือความยาวของคำรหัส และ  $k$  คือความยาวของข้อมูลแบบนอนไบนารี

สำหรับรหัสแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี กราฟแทนเนอร์ถูกใช้อธิบายความสัมพันธ์ของคำรหัสและเมทริกซ์พาริตีที่ซ้ำ ซึ่งกราฟแทนเนอร์จะประกอบด้วยโหนดจำนวน 2 กลุ่ม นั่นคือโหนดสัญลักษณ์และโหนดตรวจสอบ โดยเส้นเชื่อมระหว่างโหนดสัญลักษณ์และโหนดตรวจสอบมีค่าเท่ากับ 1 แต่รหัสแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี ค่าที่ไม่เป็นศูนย์ในเมทริกซ์จะเป็นสมาชิกของสนามจำกัด  $GF(q)$  ดังนั้นกราฟแทนเนอร์ต้องถูกดัดแปลงเพื่อให้สอดคล้องกับค่าที่ไม่เป็นศูนย์ในเมทริกซ์โดยทำการเพิ่มโหนดสลับตำแหน่ง (permutation node) ระหว่างโหนดตรวจสอบกับโหนดสัญลักษณ์



รูปที่ 2.29 กราฟแทนเนอร์ของรหัสแอลดีพีซีนอนไบนารี

สำหรับรหัสแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี ความน่าจะเป็นของคำรหัส  $q_{ip}$  จะถูกส่งจากโหนดสัญลักษณ์ไปยังโหนดสลับตำแหน่งก่อนเป็นลำดับแรก จากนั้นโหนดสลับตำแหน่งจะทำการส่งความน่าจะเป็น  $q_{pj}$  ไปยังโหนดตรวจสอบเพื่อทำการคำนวณหาความน่าจะเป็น  $r_{jp}$  ทั้งนี้ จะสังเกตได้ว่ากระบวนการถอดรหัสแอลดีพีซีแบบนอนไบนารีประกอบไปด้วยที่สำคัญ 3 ขั้นตอน ได้แก่ ขั้นตอนปรับปรุงโหนดสัญลักษณ์ ขั้นตอนปรับปรุงโหนดสลับตำแหน่ง และขั้นตอนปรับปรุงโหนดตรวจสอบ

ขั้นตอนการคำนวณแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี

#### 1. ขั้นตอนปรับปรุงโหนดสัญลักษณ์

การคำนวณข่าวสาร  $q_{ip}$  ที่ออกจากโหนดสัญลักษณ์ สามารถหาได้จากผลคูณของข่าวสารที่ส่งมายังโหนดสัญลักษณ์ เมื่อ  $d_i$  คือจำนวนเส้นที่เชื่อมกับโหนดสัญลักษณ์ หรือจำนวนเลขที่ไม่เป็นศูนย์ในหลักของเมทริกซ์พาริตีที่ซ้ำ และ  $P_{ch}$  คือ ความน่าจะเป็นของคำรหัสที่ได้จากช่องสัญญาณ  $P_{ch} = \prod_{l=1}^p l(i_l)$  เมื่อ  $l(i_l) = p(y_l | b_l = i_l)$  โดย  $b_l \in \{\pm 1\}$  คือบิตที่  $l$  ในสนามจำกัด  $GF(q)$  และ  $y_l$  คือ  $b_l$  ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน

$$q_{ip} = P_{ch} \cdot \prod_{i=1, i \neq t}^{d_i} r_{pv} \quad t=1, \dots, d_i \quad (2.39)$$

โดยข่าวสาร  $q_{ip}$  จะต้องถูกนอร์มัลไลซ์เพื่อให้ได้  $\sum q_{ip} = 1$

## 2. ขั้นตอนปรับปรุงโหนดสลับตำแหน่ง

สำหรับรหัสบนไบนารีแอลดีพีซี ค่าที่ไม่เป็นศูนย์ในเมทริกซ์พาริตีเช็คจะเป็นสมาชิกในสนามจำกัด ซึ่งจากความสัมพันธ์ของค่ารหัสกับเมทริกซ์พาริตีเช็ค ทำให้ความน่าจะเป็นของค่ารหัสถูกคูณด้วยค่าที่ไม่เป็นศูนย์ในเมทริกซ์พาริตีเช็ค อย่างไรก็ตามกระบวนการคูณบนสนามจำกัด  $GF(q)$  เปรียบเสมือนการสลับตำแหน่งค่าที่อยู่ในสนามจำกัด  $GF(q)$  ดังนั้นค่าข่าวสาร  $q_{pj}$  หาได้จากการสลับตำแหน่งของค่าข่าวสาร  $q_{ip}$  ตามสมการดังต่อไปนี้

$$q_{ij} = P_{h,j} \cdot q_{ii} \quad (2.40)$$

เมื่อ  $P_{h,j}$  คือเมทริกซ์สลับตำแหน่งขนาด  $q \times q$  ที่มีความสอดคล้องกับค่า  $h_{ij}$  ในเมทริกซ์พาริตีเช็ค สำหรับข่าวสาร  $r_{pi}$  ซึ่งเป็นขั้นตอนการสลับตำแหน่งในทิศทางตรงกันข้าม กล่าวคือการคำนวณข่าวสารจากโหนดตรวจสอบไปยังโหนดสัญลักษณ์จะถูกสลับตำแหน่งด้วย  $P_{h,j}^{-1}$  ตามสมการ

$$r_{ii} = P_{h,j}^{-1} \cdot r_{ji} \quad (2.41)$$

## 3. ขั้นตอนปรับปรุงโหนดตรวจสอบ

การคำนวณหาข่าวสาร  $r_{ji}$  จากโหนดตรวจสอบ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปการคอนโวลูชันของความหนาแน่นความน่าจะเป็นบนสนามจำกัด

$$r_{ip} = \bigotimes_{i=1, i \neq t}^{d_i} q_{pi} \quad t=1, \dots, d_i \quad (2.42)$$

เมื่อ  $d_i$  คือจำนวนเส้นที่เชื่อมกับโหนดตรวจสอบ หรือจำนวนเลขที่ไม่เป็นศูนย์ในแถวของเมทริกซ์พาริตีเช็ค

สำหรับอัลกอริธึมการถอดรหัสแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี การคำนวณในขั้นตอนที่ 3 จะมีความซับซ้อนสูง ดังนั้นในงานวิจัย จึงนำเสนอการลดความซับซ้อนในขั้นตอนที่ 3 โดยการใช้การแปลงฟูเรียร์ ดังสมการที่ 2.43 เมื่อ  $F(\cdot)$  และ  $F(\cdot)^{-1}$  คือการแปลงฟูเรียร์และการการแปลงฟูเรียร์ผกผัน ทำให้ความซับซ้อนในขั้นตอนที่ 3 ลดลง

$$r_{ip} = F^{-1} \left( \prod_{i=1, i \neq t}^{d_i} F(q_{pi}) \right) \quad t = 1, \dots, d_i \quad (2.43)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การวิเคราะห์สัญญาณอ่านกลับจากช่องสัญญาณ แบบไม่เป็นเชิงเส้น

ในภาคอุตสาหกรรม การผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์อาจได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นที่สามารถเกิดขึ้นในกระบวนการบันทึกข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ อันจะก่อให้เกิดผลกระทบในการถอดรหัสข้อมูล โดยข้อมูลที่ได้นั้นอาจเกิดข้อผิดพลาดในการถอดรหัสข้อมูลได้ ดังนั้น เมื่อความจุข้อมูลภายในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สูงขึ้น ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นตามไปด้วย จึงมีการศึกษาและค้นคว้าหาวิธีการในการดักจับและกำจัดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น ในงานวิจัยก่อนหน้า [4] [17] ได้ทำการศึกษาผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นใน รูปแบบของการดิงค่าไคบิต โดยวิธีการนี้ จะทำการจำลองช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้แบบจำลองโวลเทรา [3] โดยอินพุตเป็นลำดับสุ่มเทียม [18] จากนั้นจึงใช้วิธีการดิงค่าไคบิตเพื่อหาตำแหน่งของความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการสนับสนุนจากบริษัท ซีเกด เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด ในเรื่องของขั้นตอนการดำเนินงานและสัญญาณที่ใช้ในการทดสอบ โดยสามารถแสดงขั้นตอนการดำเนินงานได้ดังแบบจำลองในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการคำนวณหาค่าไคบิตจากสัญญาณที่ได้จากโรงงานอุตสาหกรรม

จากรูปที่ 3.1 แสดงขั้นตอนการคำนวณหาสัญญาณไคบิต โดยเริ่มจาก การอ่านสัญญาณอ่านกลับจากฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ด้วยเครื่อง Lecroy Oscilloscope จากนั้นนำสัญญาณอ่านกลับที่ได้มาเปิดด้วยโปรแกรม Wave Studio เพื่อทำการแปลงเป็น text file แล้ว import เข้าโปรแกรม Matlab เพื่อทำการประมวลผลสัญญาณหาค่าไคบิต โดยขั้นตอนการหาค่าไคบิตแสดงได้ดังหัวข้อต่อไป

### 3.1 วิธีการดึงค่าไตบิต (dibit extraction)

การลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นนั้น เป็นสาเหตุสำคัญของการลดสมรรถนะของการบันทึกข้อมูลที่มีความจุสูงๆ [20-21] ซึ่งยากที่จะทำการนำความไม่เป็นเชิงเส้นที่แฝงอยู่ในสัญญาณอ่านกลับออกมา ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาเทคนิคการดึงค่าไตบิต [17] ซึ่งเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนน้อย และสามารถแยกส่วนที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นออกจากกันอย่างเห็นได้ชัด ส่วนที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นทั้งหมดนี้สามารถแสดงได้โดยเอคโค (echo) ในผลตอบสนองไตบิตของระบบ การดึงค่าไตบิตนั้น เป็นการหาความสัมพันธ์ของลำดับสุ่มเทียมไบนารี ซึ่งเป็นค่าอินพุตของระบบ และสัญญาณที่ได้รับผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นมาทำการหาความสัมพันธ์กันโดยใช้วิธี สหสัมพันธ์ข้าม โดยมีกระบวนการดังต่อไปนี้

วิธีการหาผลตอบสนองไตบิต เริ่มจากการสุ่มตัวอย่างเกินของลำดับสุ่มเทียมความยาว 1 คาบ โดยสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนนั้นต้องเข้าจังหวะ (synchronization) กับบิตนาฬิกาแล้วจึงทำการซีกตัวอย่าง เช่น  $T_s = T_b / p$  โดย  $T_s$  คือ ช่วงเวลาการซีกตัวอย่าง  $T_b$  คือ คาบบิต และ  $p$  เป็นจำนวนเต็มมากกว่าหนึ่ง วิธีที่จะทำได้  $p$  ที่ทำให้ได้สัญญาณที่มีการสุ่มตัวอย่างเกิน สำหรับระบบความเป็นเชิงเส้นสามารถอธิบายได้จากผลตอบสนองไตบิตที่สุ่มตัวอย่างเกิน  $h[m]$  นั้น สัญญาณรูปคลื่นเอาท์พุตที่ถูกสุ่มตัวอย่างเกิน  $s[mT_s]$  สามารถคำนวณได้จากลำดับบิตอินพุต โดยใช้การคอนโวลูชัน (convolution) ดังสมการที่ (3.1)

$$s[mT_s] = \sum_k a_k h[mT_s - kT_b] = a_p[m] * h[m] \quad (3.1)$$

โดย  $a_p[m]$  คือ ลำดับบิตข้อมูลที่ทำการสุ่มตัวอย่างเกิน  $p$  ตัวระหว่างแต่ละค่าใน  $a_k$  ถ้าลำดับอินพุต  $a_k$  คือ ลำดับบิตสุ่มเทียมความยาว  $N$

ดังนั้น สามารถหาผลตอบสนองไตบิตสามารถหาได้จากค่าสหสัมพันธ์แบบไขว้ของสัญญาณอ่านกลับที่มีการสุ่มตัวอย่างเกิน  $s[m]$  และลำดับสุ่มเทียม  $a_{(p)}[m]$  ความยาว  $M = pN$  คือ

$$r_{sa}[m] = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M s[n] a_{(p)}[n+m] \quad (3.2)$$

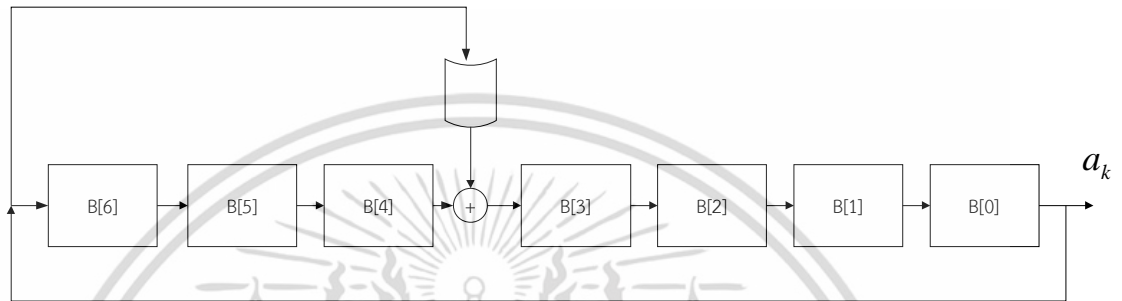
หรือ

$$r_{sa}[m] = s[m] * a_{(p)}[-m] / M \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1 ผลการวิเคราะห์ลำดับบิตสุ่มเทียม

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากบริษัท ซีเกท เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด ในการคำนวณหาพหุนามดีกรี 7 ทางบริษัทได้เลือกใช้ สมการพหุนาม  $h(x) = 1 + x^4 + x^7$  ดีกรี  $m = 7$  เข้ามาใช้ในการคำนวณลำดับบิตสุ่มเทียม ฉะนั้นจากสมการพหุนามนี้สามารถสร้างวงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 วงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับที่สร้างจากสมการพหุนาม  $h(x) = 1 + x^4 + x^7$

โดยโครงสร้างของวงจรเลื่อนข้อมูลตัวนี้จะประกอบด้วย  $m$  ชั้น จากรูปที่ 1 มีทั้งหมด 7 ชั้น (B[0]-B[6]) เมื่อเรากำหนดบิตเริ่มต้นแล้ว ในแต่ละช่วงเวลา บิตแต่ละตัวจะถูกเลื่อนตำแหน่งไปทางด้านขวา และ บิตตัวที่เป็นผลตอบสนองของ  $h(x)$  หรือ เอกลักษณ์ก็จะถูกเลื่อนไปที่ด้านซ้ายสุด B[6] ของช่วงเวลาที่ถัดไป ผลรวมเป็นการกระทำแบบมอดูโล-2 ความยาวของคาบที่ได้จากวงจรเลื่อนข้อมูลนี้คือ  $n = 2^7 - 1 = 127$  ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ลำดับบิตสุ่มเทียมที่ได้จากวงจรเลื่อนข้อมูลแบบย้อนกลับ  $h(x) = 1 + x^4 + x^7$

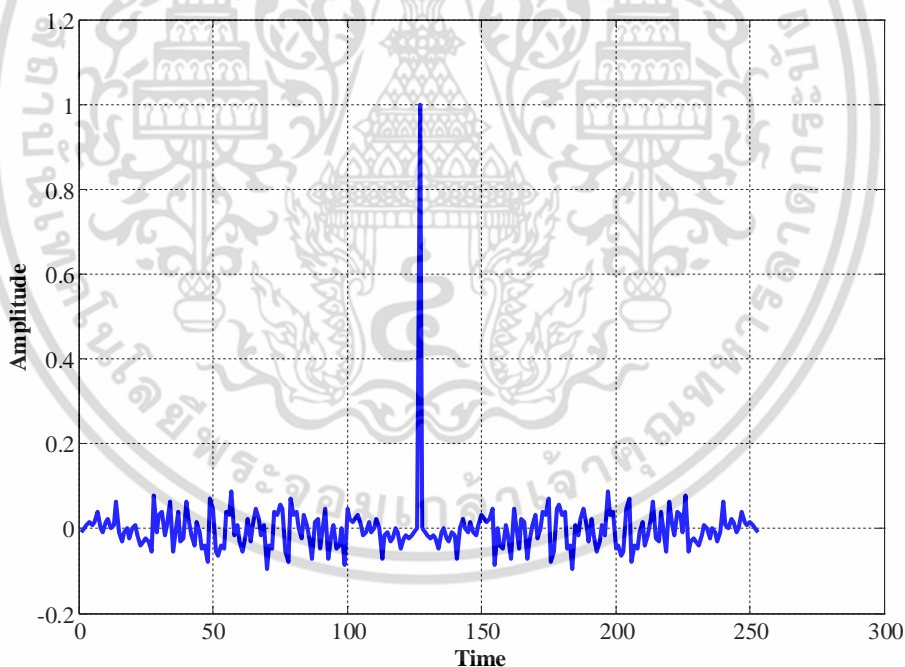
TIME	B[6]	B[5]	B[4]	B[3]	B[2]	B[1]	B[0]	OUTPUT
0	0	0	0	0	0	0	1	
1	1	0	0	1	0	0	0	1
2	0	1	0	0	1	0	0	0
3	0	0	1	0	0	1	0	0
4	0	0	0	1	0	0	1	0
5	1	0	0	1	1	0	0	1
6	0	1	0	0	1	1	0	0
7	0	0	1	0	0	1	1	0
8	1	0	0	0	0	0	1	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 (ต่อ)

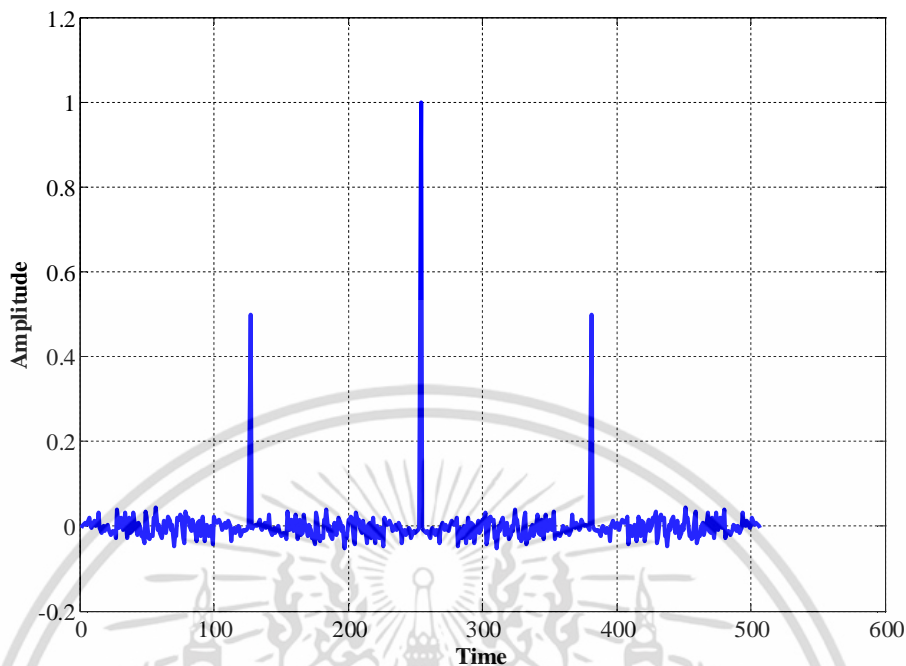
TIME	B[6]	B[5]	B[4]	B[3]	B[2]	B[1]	B[0]	OUTPUT
9	1	1	0	1	0	0	0	1
10	0	1	1	0	1	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...
127	0	0	0	0	0	0	1	0

ตารางที่ 3.1 แสดงลำดับบิตสุ่มเทียมของสมการพหุนาม  $h(x) = 1 + x^4 + x^7$  โดยได้กำหนดบิตเริ่มต้นเป็น  $[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$  ในช่วงเวลา TIME 1 ตำแหน่งของบิตแต่ละตัวจะถูกเลื่อนไปทางขวา และบิตที่ตอบสนองกับ  $h(x)$  ก็จะถูกเลื่อนเป็นตำแหน่งด้านซ้ายสุดของช่วงเวลา TIME 2 ทำเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จากนั้นได้ใช้สหสัมพันธ์หาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณว่ามีความสัมพันธ์กันมากเพียงใด ถ้าสัมพันธ์กันมากผลลัพธ์ที่ได้ก็จะมีค่ามาก แสดงผลการทดลองดังรูปที่ 3.3 และ 3.4



รูปที่ 3.3 ลำดับบิต 1 คาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลำดับบิต 2คาบ

จากผลการทดลองในรูปที่ 3.3 และ 3.4 เป็นการหาค่าอัตราสัมพันธ์ของสัญญาณ 1 คาบ และ 2 คาบ ตามลำดับและ จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ค่ามากที่สุดอยู่ที่ตำแหน่ง 127 และ 255 ตามลำดับ ฉะนั้น สามารถสรุปได้ว่าลำดับอินพุตของเรานั้นมี 1 คาบ 127 บิต ต่อจากนั้นจึงทำการหาค่าไบต์ ดังหัวข้อต่อไป

### 3.1.2 ผลการวิเคราะห์สัญญาณไบต์จากสัญญาณอ่านกลับในฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ

การหาผลตอบสนองไบต์จากการสุ่มตัวอย่างเกินของลำดับสุ่มเทียมความยาว 1 คาบ ในส่วนของสัญญาณรูปคลื่นเอาท์พุทหรือสัญญาณอ่านกลับ เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจาก บริษัท ซีเกท เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด โดยบริษัทได้ให้ชุดสัญญาณที่ใช้ในภาคอุตสาหกรรมมาใช้ในการวิจัย ในการทดลองได้นำสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟที่อ่านได้จากเครื่อง Lecroy Oscilloscope ไปแปลงเป็น text file โดยใช้โปรแกรม WaveStudio แล้วนำเข้าสู่โปรแกรม Matlab เพื่อทำการประมวลผลต่อไป

เนื่องจากผู้วิจัยต้องการนำสัญญาณที่อ่านจาก text file มาทำการหาสัญญาณไบต์เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณไบต์ที่ได้รับจากภาคอุตสาหกรรม ซึ่งข้อมูลที่ต้องการจะหา คือ ค่า oversampling factor ของสัญญาณอ่านกลับที่ได้รับจากภาคอุตสาหกรรม เพื่อนำมาใช้เป็นค่า oversampling factor ของลำดับบิตสุ่มเทียมเพื่อนำมาคำนวณหาค่าไบต์ ดังหัวข้อที่ 3.1 และนำผลลัพธ์ที่ได้มาเปรียบเทียบกับภาคอุตสาหกรรม ขั้นตอนในการดำเนินงานเริ่มจาก การนำข้อมูลจาก

text file ที่ผ่านการป้อนเข้าสู่โปรแกรม Matlab ซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูลของ Amplitude และ Time ของสัญญาณอ่านกลับของแต่ละช่วงเวลา ยกตัวอย่างดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างข้อมูล textfile หลังจากป้อนเข้าสู่โปรแกรม Matlab

	'Time'	'Amplitude'
1	'-6.52001858e-006'	'-0.0111666'
2	'-6.51996858e-006'	'-0.00965463'
3	'-6.51991858e-006'	'-0.00866975'
4	'-6.51986858e-006'	'-0.0095714'
5	'-6.51981858e-006'	'-0.0123041'
6	'-6.51976858e-006'	'-0.0144265'

จากตารางที่ 3.2 จะสังเกตได้ว่า ช่วงเวลาที่ทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนแปลงเท่ากันทุกช่วงเวลาคือ  $T_s = 5 \times 10^{-11} s$  ดังนั้น ความถี่ที่ใช้คือ

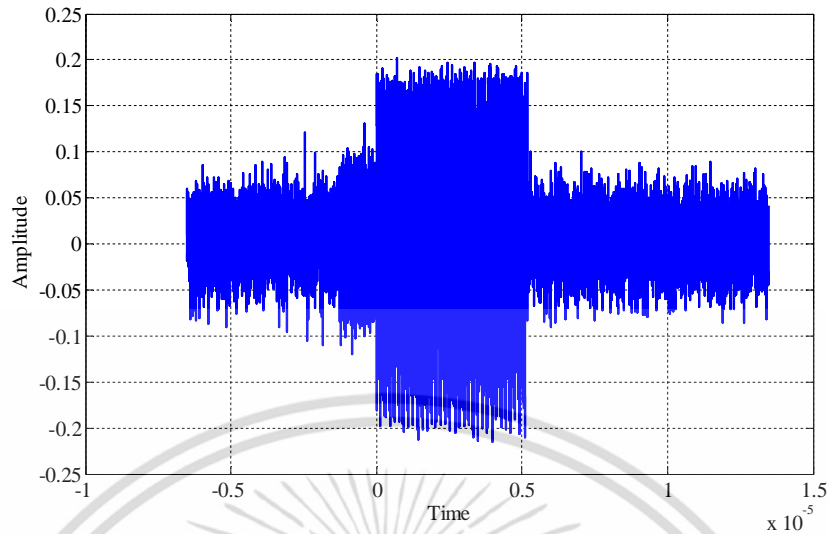
$$f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{5 \times 10^{-11}} = 20GHz \quad (3.4)$$

เมื่อความถี่ที่ทางภาคอุตสาหกรรมใช้ในการแซมปลิงสัญญาณในแต่ละช่วงเวลามีค่าเท่ากับ  $f_0 = 796.61MHz$  สามารถคำนวณค่า oversampling factor ได้เท่ากับ

$$\frac{f}{f_0} = \frac{20GHz}{796.61MHz} = 25.1064 \quad (3.5)$$

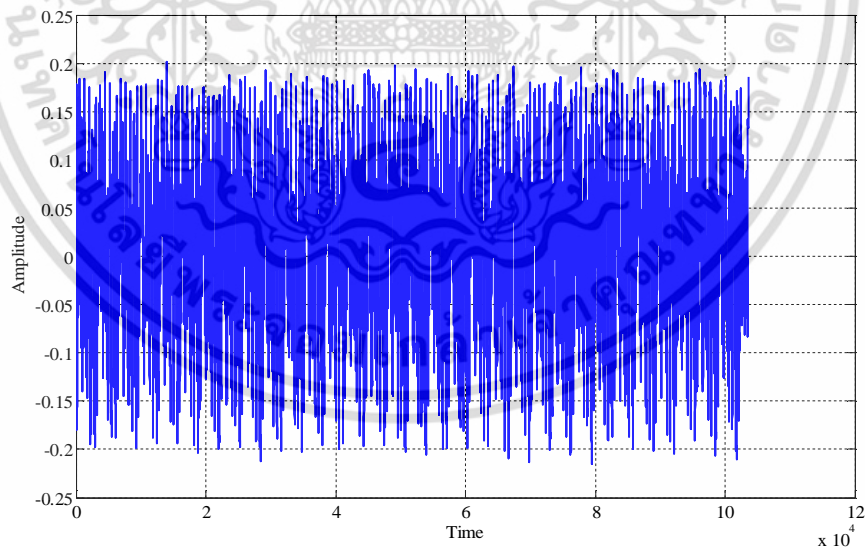
จากการคำนวณจะเห็นได้ว่าค่า oversampling factor ที่คำนวณได้นั้นเป็นเลข จุดทศนิยม ซึ่งในทางทฤษฎีค่าที่ได้ควรเป็นเลขจำนวนเต็มไม่มีจุดทศนิยม ดังนั้นจึงได้กำหนดให้ค่า oversampling factor ของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 25 ดังนั้นผู้วิจัยจึงสามารถนำค่า oversampling factor นี้เป็นค่า oversampling factor ของลำดับบิตสุ่มเทียม เพื่อมาใช้ในการคำนวณหาผลตอบสนองได้บิตตามต้องการ

นอกจากนี้ เมื่อนำ text file ป้อนเข้าสู่ matlab ชุดสัญญาณอ่านกลับที่ได้รับแสดงผลในโปรแกรม Matlab สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ชุดสัญญาณที่อ่านได้จากเครื่อง Lecroy Oscilloscope

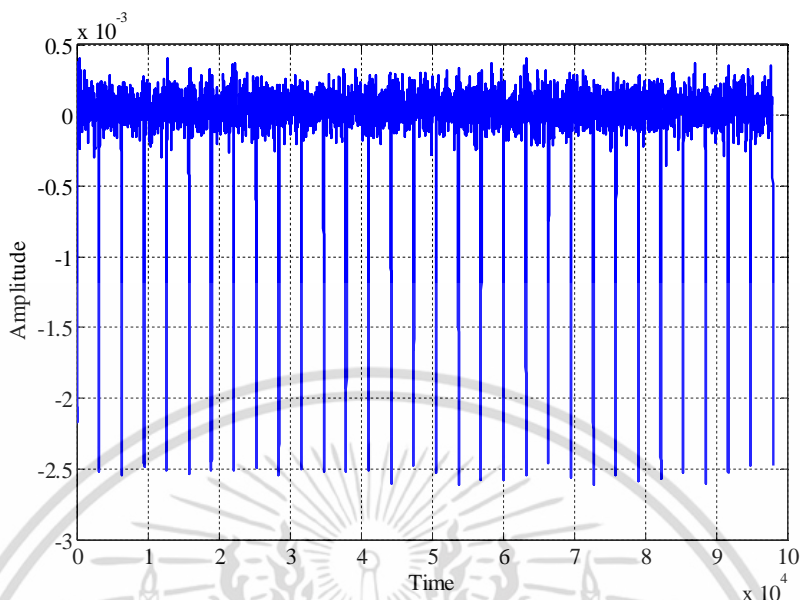
จากรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าชุดสัญญาณอ่านกลับที่ได้รับมานั้นจะประกอบด้วยสัญญาณอ่านกลับและสัญญาณอื่นๆ แสดงในรูปที่ 3.5 ร่วมมาด้วย ดังนั้น ผู้วิจัยจะทำการเลือกช่วงของสัญญาณอ่านกลับที่ได้จากชุดสัญญาณ ดังนี้



รูปที่ 3.6 ชุดสัญญาณอ่านกลับที่ได้จากเครื่อง Lecroy Oscilloscope

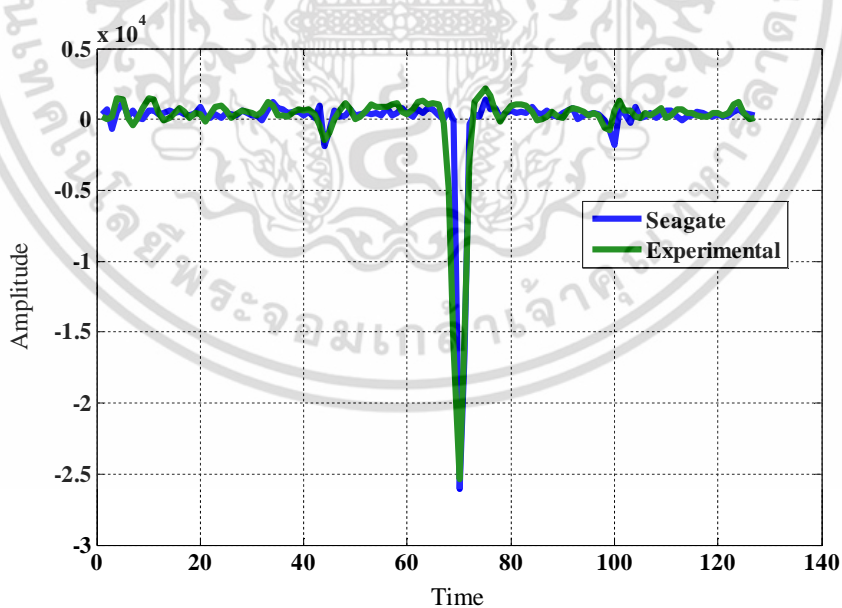
จากรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าชุดสัญญาณอ่านกลับที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณอ่านกลับที่มีการสุ่มตัวอย่างเกินและมีหลายคาบใน 1 สัญญาณ ต่อจากนั้นสามารถหาพัลส์ไบตได้จากค่าสหสัมพันธ์แบบข้ามของสัญญาณอ่านกลับที่มีการสุ่มตัวอย่างเกินและลำดับสุ่มเทียบ ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 สัญญาณสหสัมพันธ์แบบไขว้ของสัญญาณอ่านกลับที่มีการสุ่มตัวอย่างเกินและลำดับสุ่มเทียม

ดังนั้นในหาค่าพัลส์ไดเบิตของสัญญาณ 1 คาบ ในการทดลองจะทำการประมาณค่าเฉลี่ย (average) ของสัญญาณอ่านกลับหลายๆ สัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณอ่านกลับที่ได้รับการประมาณเพียง 1 คาบ



รูปที่ 3.8 สัญญาณพัลส์ไดเบิตของสัญญาณ 1 คาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ได้จากการทดลอง (Experimental) และจากผลลัพธ์ที่ได้จากบริษัท (Seagate) มีความใกล้เคียงกัน โดยส่วนสูงสุดแสดงความเป็นเชิงเส้นและแอมพลิจูดรอบๆ คือ เอกโคหรือตำแหน่งที่แสดงความไม่เป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม การค้นหาตำแหน่งที่เกิดเอกโคนั้นเพื่อกำจัดเอกโคนั้นทิ้งไปยังคงทำได้ยากและมีความซับซ้อน ผู้วิจัยจึงได้คิดค้นเทคนิคอื่นๆ เพื่อหาวิธีลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบและเพิ่มสมรรถนะในการบันทึกข้อมูลแทน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

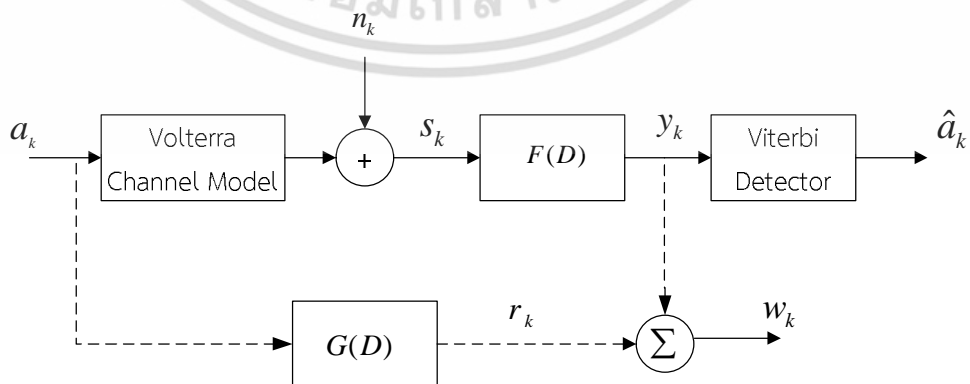
### การออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์

ในระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [22] วงจรตรวจหาวิเทอริบีจะนำมาใช้ร่วมกับอีควอไลเซอร์แบบตอบสนองบางส่วน (Partial-Response Equalizer) ซึ่งอีควอไลเซอร์นี้ก็คือ วงจรกรองแบบเชิงเส้น (Linear Filter) ที่ทำหน้าที่ในการปรับรูปร่างของผลตอบสนองรวมให้อยู่ในรูปแบบของผลตอบสนองที่ต้องการ หรือที่เรียกว่า "ทาร์เก็ต" วงจรตรวจหาวิเทอริบีก็จะนำเอาเอาท์พุทของอีควอไลเซอร์มาทำการตรวจหาลำดับ (Sequence Detector) แบบควรจะเป็นมากที่สุด (Maximum-Likelihood : ML) เพื่อคำนวณหาลำดับข้อมูลอินพุตที่ส่งมาจากวงจรภาคส่ง ขั้นตอนทั้งสองนี้เรียกว่า "เทคนิคผลตอบสนองบางส่วนควรจะเป็นมากที่สุด (Partial-Response Maximum-Likelihood : PRML)" และที่สำคัญคือ ทาร์เก็ตที่ใช้ไม่ควรจะมีจำนวนแท็ปมากเกินไปจนความจำเป็น เพราะจะส่งผลให้วงจรตรวจหาวิเทอริบีมีความซับซ้อนมากขึ้น

#### 4.1 การออกแบบอีควอไลเซอร์แบบ MMSE

การออกแบบทาร์เก็ตข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean-Squared Error : MSE) เป็นวิธีการที่ง่ายและเหมาะสมกับการนำมาใช้งานจริง เพื่อให้ได้ทาร์เก็ตที่มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับทาร์เก็ตที่เหมาะสมที่สุด คือ วิธีการ "ข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (Minimum Mean-Square Error : MMSE)" [6][22-23]

วิธีการออกแบบทาร์เก็ตด้วย MMSE จะทำให้ได้ทาร์เก็ตตามเงื่อนไขบังคับที่กำหนดลงไประหว่างกระบวนการออกแบบ และกำหนดให้อีควอไลเซอร์มีจำนวนแท็ปเท่ากับ  $N = 2K + 1$  แท็ป และสมมติให้แท็ปกลางอยู่ที่เวลา  $k=0$



รูปที่ 4.1 แบบจำลองสำหรับการออกแบบทาร์เก็ตด้วยวิธี MMSE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 แสดงแบบจำลองการออกแบบทาร์เก็ตด้วยวิธี MMSE โดย  $a_k \in \{\pm 1\}$  คือ ลำดับข้อมูลอินพุตแบบสุ่มแล้วนำไปประมวลผลผ่านช่องสัญญาณจากนั้นสัญญาณได้รับผลกระทบจาก  $n_k$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกลบสัญญาณ  $s_k$  หลังจากนั้นนำไปผ่านอีควอไลเซอร์เพื่อสร้างข้อมูลเอาต์พุต  $y_k$  ให้ใกล้เคียงกับข้อมูลที่ต้องการ  $r_k$  มากที่สุดโดยอีควอไลเซอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ในโดเมน  $D$

$$F(D) = \sum_{k=-K}^K f_k D^k \quad (4.1)$$

เมื่อ  $D$  คือ ตัวห่วงเวลา  $T$  หน่วย และทาร์เก็ตมีจำนวนแท็ปเท่ากับ  $L$  แท็ป ในทำนองเดียวกันสามารถเขียนให้อยู่ในรูปโดเมน  $D$

$$G(D) = \sum_{k=0}^{L-1} g_k D^k \quad (4.2)$$

โดย  $f_k$  และ  $g_k$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนจริงในแต่ละแท็ปของอีควอไลเซอร์ ซึ่งการออกแบบทาร์เก็ตด้วยวิธีการ MMSE จะทำการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของ  $F(D)$  และ  $G(D)$  ไปพร้อมกันเพื่อทำให้ข้อมูลเอาต์พุตของอีควอไลเซอร์  $y_k$  และข้อมูลเอาต์พุตของทาร์เก็ต  $r_k$  มีค่าน้อยที่สุดเพื่อทำให้ค่าความผิดพลาดของการออกแบบทาร์เก็ต  $w_k = y_k - r_k$  มีค่าน้อยที่สุด โดย  $E[\cdot]$  คือ ตัวดำเนินการค่าคาดหวัง (expectation operator)

$$E[w_k^2] = E[(y_k - r_k)^2] = E\left[\left((s_k * f_k) - (a_k * g_k)\right)^2\right], \quad (4.3)$$

นิยามให้  $w_k$  คือ ค่าผิดพลาดที่เกิดจากการออกแบบทาร์เก็ต

(\*) คือ การคอนโวลูชัน

$a_k$  คือ เวกเตอร์ข้อมูลอินพุต

$\mathbf{g} = [g_0 \ g_1 \ g_2 \ \dots \ g_{L-1}]^T$  เวกเตอร์แนวตั้งของทาร์เก็ต  $G(D)$

$\mathbf{f} = [f_{-K} \ \dots \ f_0 \ \dots \ f_K]^T$  เวกเตอร์แนวตั้งของอีควอไลเซอร์  $F(D)$

$\mathbf{s} = [s_{k+K} \ \dots \ s_{k+1} \ s_k \ s_{k-1} \ \dots \ s_{k-K}]$  สัญญาณอ่านกลับที่ได้รับผลกระทบจาก

สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกลบ

เมื่อ

$$y_k = s_k * f_k = \sum_{i=-k}^k f_i s_{k-i},$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$y_k = \begin{bmatrix} s_{k+k} & \dots & s_{k+1} & s_k & s_{k-1} & \dots & s_{k-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{-k} \\ f_{-k+1} \\ \vdots \\ f_{-1} \\ f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ f_k \end{bmatrix}$$

$$r_k = a_k * g_k = \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G}$$

แทนค่า

$$\begin{aligned} E[w_k^2] &= E \left[ \left| \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} - \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} \right|^2 \right] \\ &= E \left[ \left( \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} - \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} \right)^T \cdot \left( \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} - \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} \right) \right] \\ &= E \left[ \left( \mathbf{F}^T \cdot \mathbf{s}_k - \mathbf{G}^T \cdot \mathbf{a}_k \right) \left( \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} - \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} \right) \right] \\ &= E \left[ \mathbf{F}^T \cdot \mathbf{s}_k \cdot \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} - \mathbf{F}^T \cdot \mathbf{s}_k \cdot \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} - \mathbf{G}^T \cdot \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} + \mathbf{G}^T \cdot \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} \right] \\ &= E \left[ \mathbf{F}^T \cdot \mathbf{s}_k \cdot \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} + \mathbf{G}^T \cdot \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{G} - 2 \cdot \mathbf{G}^T \cdot \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{s}_k^T \cdot \mathbf{F} \right] \\ &= \mathbf{F}^T \cdot E[\mathbf{s}_k \cdot \mathbf{s}_k^T] \cdot \mathbf{F} + \mathbf{G}^T \cdot E[\mathbf{a}_k \cdot \mathbf{a}_k^T] \cdot \mathbf{G} - 2 \cdot \mathbf{G}^T \cdot E[\mathbf{a}_k \cdot \mathbf{s}_k^T] \cdot \mathbf{F} \end{aligned}$$

จากสมการที่ (4.3) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$E[w^2] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} + \mathbf{G}^T \mathbf{A} \mathbf{G} - 2 \mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{G} \quad (4.4)$$

กำหนดให้  $\mathbf{R}$  คือ เมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (auto-correlation matrix) ขนาด  $N \times N$  ของข้อมูล  $s_k$ ,  $\mathbf{A}$  คือ เมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (auto-correlation matrix) ขนาด  $L \times L$  ของข้อมูล  $a_k$ ,  $\mathbf{P}$  คือ เมทริกซ์สหสัมพันธ์ (cross-correlation matrix) ขนาด  $N \times L$  ระหว่างข้อมูล  $a_k$  และ  $s_k$  โดยที่ สมาชิก  $(i, j)$  (แถวที่  $i$  และแนวตั้งที่  $j$ ) ของเมทริกซ์ทั้งสามนี้คือ

$$R(i, j) = E \left[ \sum_{k=0}^{S-1} s_{k+K-i} s_{k+K-j} \right], -K \leq i, j \leq K \quad (4.5)$$

$$A(i, j) = E \left[ \sum_{k=0}^{S-1} a_{k-i} a_{k-j} \right], 0 \leq i, j \leq L-1 \quad (4.6)$$

$$P(i, j) = E \left[ \sum_{k=0}^{S-1} s_{k+K-i} a_{k-j} \right], -K \leq i \leq K, 0 \leq j \leq L-1 \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $S$  คือ ความยาว (หรือจำนวนบิต) ของลำดับข้อมูลอินพุต  $\{a_k\}$

การทำให้ค่า  $E[w^2]$  มีค่าน้อยที่สุดโดยเทียบกับ  $\mathbf{F}$  และ  $\mathbf{G}$  ซึ่งต้องมีการกำหนดบังคับเงื่อนไขข้อบังคับลงไป เพื่อหลีกเลี่ยงการได้ผลลัพธ์  $\mathbf{F}=\mathbf{0}$  และ  $\mathbf{G}=\mathbf{0}$  ในส่วนนี้ได้อธิบายเงื่อนไขข้อบังคับที่ใช้คำนวณหา  $\mathbf{F}$  และ  $\mathbf{G}$  ดังต่อไปนี้

#### 4.1.1. เงื่อนไขข้อบังคับแบบโมนิก (Monic constraint) $g_0=1$

วิธีการนี้จะกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ตมีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือ  $g_0=1$  ถ้ากำหนดเวกเตอร์แนวตั้ง  $\mathbf{I}$  ขนาด  $L \times 1$  นั้นมีสมาชิกตัวแรกมีค่าเท่ากับ 1 สมาชิกตัวอื่นๆเท่ากับศูนย์  $\mathbf{I}=[1,0,\dots,0]^T$  ดังนั้น เงื่อนไขแบบโมนิกสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ คือ  $\mathbf{I}^T\mathbf{G}=1$  ซึ่งจะทำให้ค่า MMSE มีค่าน้อยสุด

$$MSE = \mathbf{F}^T\mathbf{R}\mathbf{F} + \mathbf{G}^T\mathbf{A}\mathbf{G} - 2\mathbf{F}^T\mathbf{P}\mathbf{G} - 2\lambda(\mathbf{I}^T\mathbf{G} - 1) \quad (4.8)$$

ขั้นตอนในการออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์สำหรับเงื่อนไขแบบโมนิก คือ

1. กำหนดจำนวนแท็ปและอีควอไลเซอร์ ค่า  $L$  และ  $N$  เป็นการสร้างเวกเตอร์ ( $\mathbf{F}$  และ  $\mathbf{G}$ )
2. หาค่าเมทริกซ์  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{A}$  และ  $\mathbf{P}$
3. สร้างเวกเตอร์  $\mathbf{I}=[1,0,\dots,0]^T$  ขนาด  $L \times 1$
4. หาค่าตัวคูณลากรางจ์

$$\lambda = \frac{1}{\mathbf{I}^T(\mathbf{A}\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P})^{-1}\mathbf{I}} \quad (4.9)$$

5. หาค่าทาร์เก็ต

$$\mathbf{G} = \lambda(\mathbf{A} - \mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P})^{-1}\mathbf{I} \quad (4.10)$$

6. หาค่าอีควอไลเซอร์

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{G} \quad (4.11)$$

#### 4.1.2. เงื่อนไขข้อบังคับแบบ $g_1=1$

วิธีการนี้จะกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ของแท็ปตัวที่สองของทาร์เก็ตมีค่าเท่ากับหนึ่ง ส่วนค่าสัมประสิทธิ์ของแท็ปตัวอื่นๆ จะเป็นอะไรก็ได้ การออกแบบทาร์เก็ตนี้จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับทาร์เก็ตแบบอื่นๆ ถ้ากำหนดให้เวกเตอร์แนวตั้ง  $\mathbf{J}$  ขนาด  $L \times 1$  นั้น มีสมาชิกตัวที่สองมีค่าเท่ากับหนึ่ง สมาชิกตัวอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์  $\mathbf{J}=[0,1,0,\dots,0]^T$  ดังนั้น เงื่อนไขแบบ  $g_1=1$

สามารถเขียนในรูปของเมทริกซ์ คือ  $\mathbf{J}^T \mathbf{G} = 1$  จาก  $2\lambda(\mathbf{I}^T \mathbf{G} - 1)$  ไปเป็น  $2\lambda(\mathbf{J}^T \mathbf{G} - 1)$  ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะเหมือนกันเพียงแต่เปลี่ยนเวกเตอร์  $\mathbf{I}$  เป็น  $\mathbf{J}$

### 4.1.3. เงื่อนไขบังคับแบบกำหนดค่าทาร์เก็ต (fixed target)

เงื่อนไขบังคับแบบนี้ทาร์เก็ตจะถูกกำหนดมาตั้งแต่เริ่มแรกและสิ่งทีระบบต้องการคือ อีควอไลเซอร์  $\mathbf{F}$  ที่เหมาะกับทาร์เก็ตที่กำหนดมาให้ โดยค่า MMSE ที่ได้จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (4.11) คือ

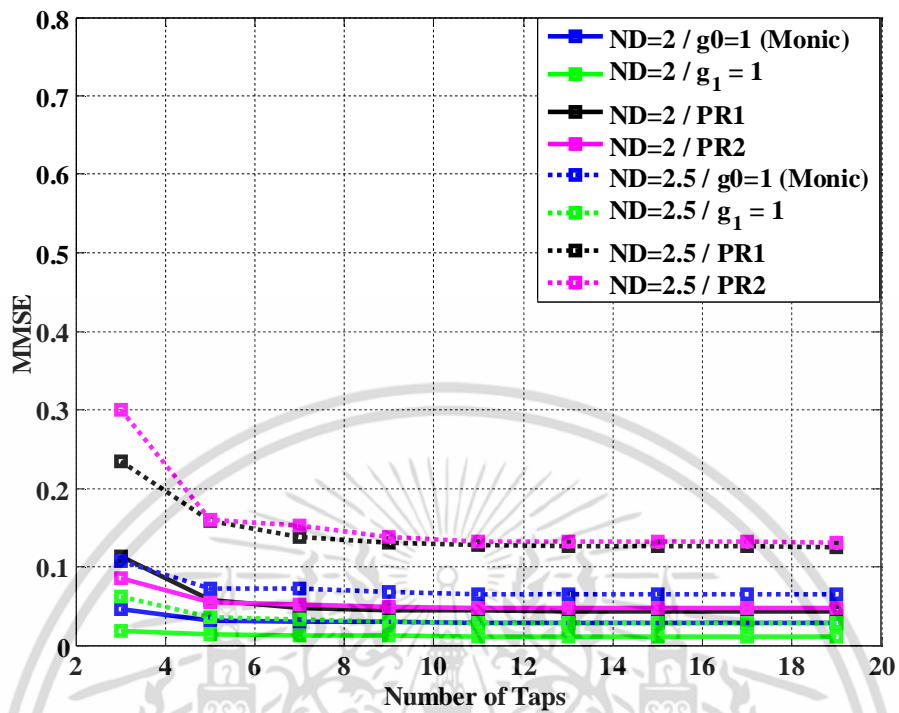
$$\mathbf{F} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{G}$$

## 4.2 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววกในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

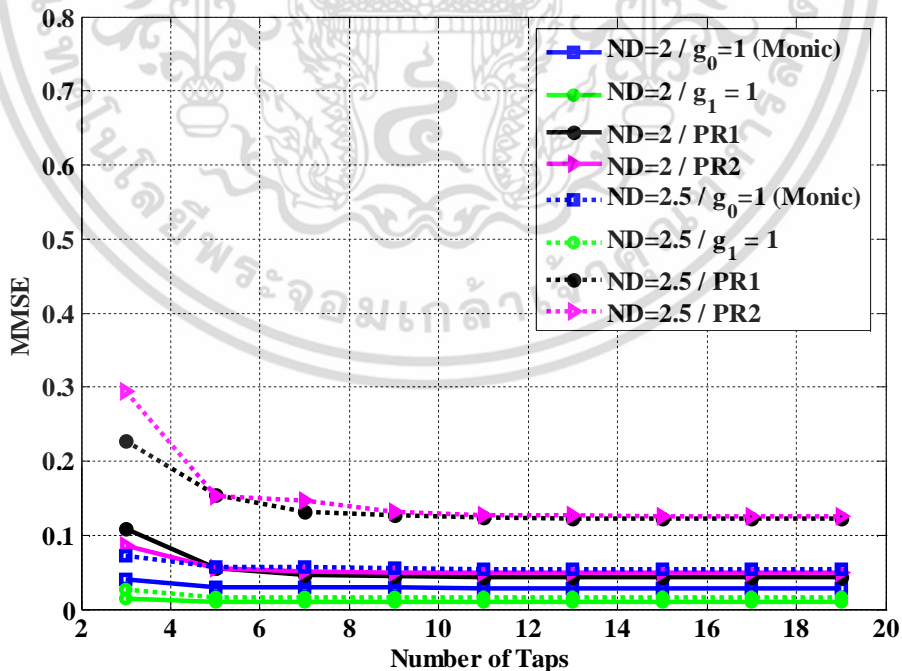
โดยรูปแบบจำลองของระบบในงานวิจัยนี้ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ คือ กระบวนการเขียนในฮาร์ดดีสก์ไดรฟ์ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่เป็นเชิงเส้น (linear part) และส่วนที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear part) รวมถึงได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวน (noise) ดังนั้น ผู้วิจัยจะทดสอบหาอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับระบบเพื่อลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น

### 4.2.1 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววกในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น

ในการทดลองเริ่มจากกำหนดอินพุตความยาว 4096 บิต เพื่อจำลอง 1- เซกเตอร์ในแผ่นบันทึกข้อมูลและใช้ช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแนวตั้ง ดังหัวข้อที่ 2.1.5.3 และกำหนด ND เท่ากับ 2 และ 2.5 ตามลำดับ นอกจากนี้ได้กำหนด signal to noise ratio (SNR) เป็น  $SNR(dB) = 10 \log(E_b/N_0)$  เมื่อ  $N_0 = 2\sigma^2$  และให้  $E_b = 1$  เริ่มจากการเปรียบเทียบค่า MMSE กับทาร์เก็ตแบบต่างๆ สำหรับการเปรียบเทียบค่า MMSE ซึ่งประกอบด้วยเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$ ,  $g_0 = 1$  และเงื่อนไขแบบกำหนดค่าทาร์เก็ต PR1[1 1] และ PR2[1 2 1] กับ จำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ตั้งแต่ 3-19 แท็ป เมื่อกำหนดความยาวของทาร์เก็ต เท่ากับ 3, 5 และ 7 สามารถเปรียบเทียบค่า MMSE สำหรับระบบที่เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.2- 4.4 ตามลำดับ

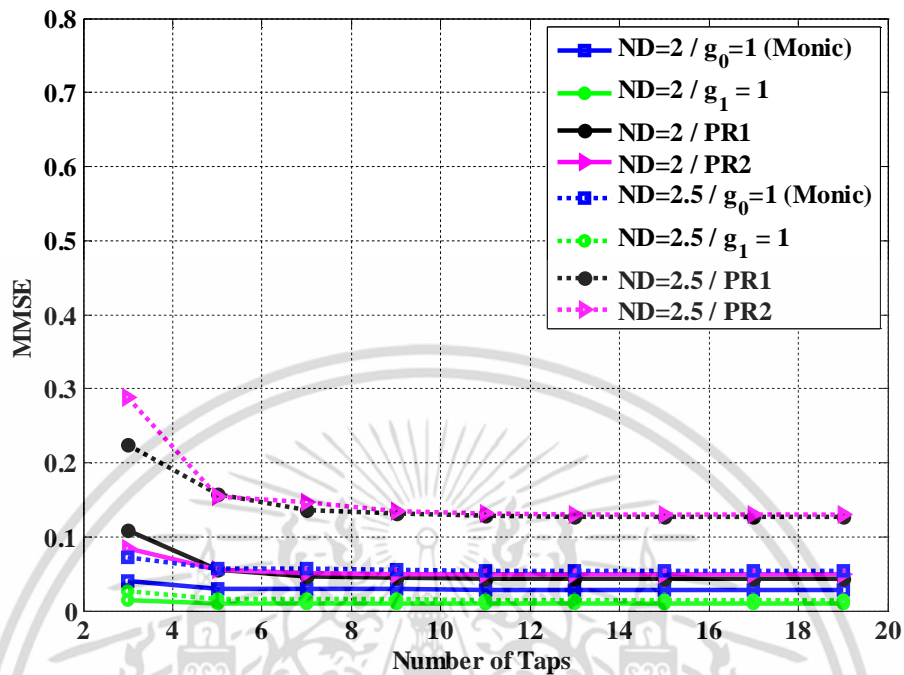


รูปที่ 4.2 ผลเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอลไลเซอร์ในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น เมื่อทาร์เก็ตมีความยาวเท่ากับ 3



รูปที่ 4.3 ผลเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอลไลเซอร์ในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น เมื่อความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ผลเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น เมื่อความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 7

จากรูปที่ 4.2 - 4.4 แสดงผลการเปรียบเทียบทาร์เก็ตชนิดต่างๆ กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์เพิ่มขึ้นจาก 3-19 แท็ป จากกราฟแสดงให้เห็นว่าเมื่อทดสอบด้วยเงื่อนไขข้อบังคับแบบ  $g_1 = 1$  และ  $g_0 = 1$  นั้นจะให้ค่า MMSE ต่ำกว่าเงื่อนไขข้อบังคับกำหนดค่าทาร์เก็ต PR1 และ PR2

ดังนั้นเพื่อตรวจสอบว่าเงื่อนไขในการออกแบบทาร์เก็ตแบบใดเหมาะสมกับระบบมากที่สุด เริ่มจาก เมื่อเรากำหนดกรณีของอีควอไลเซอร์เท่ากับ 11 แท็ป สามารถแสดงค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต และค่า MMSE ได้ดังตารางที่ 4.1

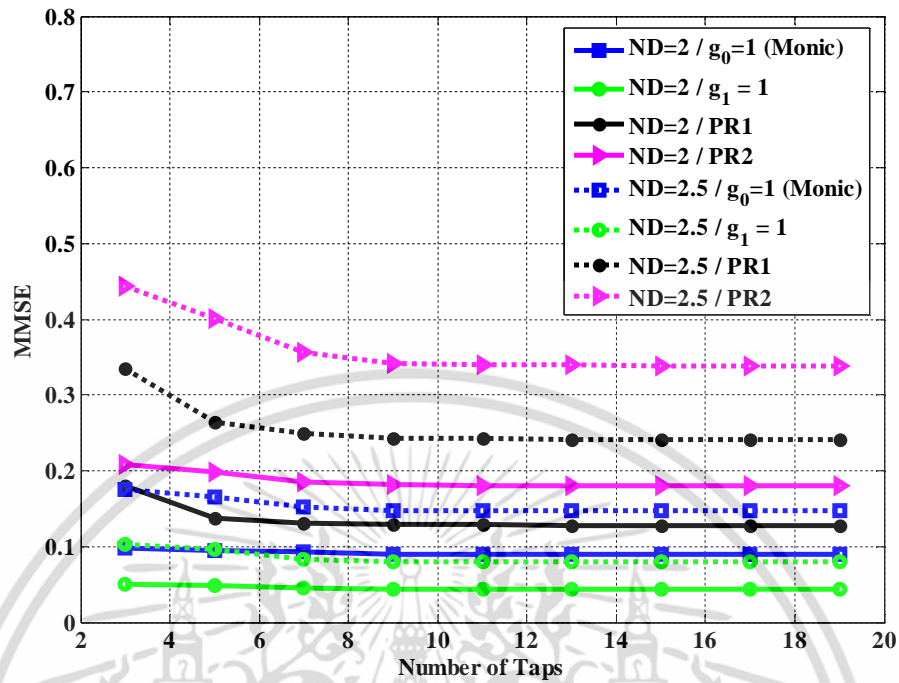
**ตารางที่ 4.1** ค่าทาร์เก็ตที่อ็ควอไลเซอร์ 11 แท๊ป และค่า MMSE ณ ND = 2 และ 2.5 สำหรับช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น

	เงื่อนไขบังคับ	ความยาวทาร์เก็ต	ค่าสัมประสิทธิ์ทาร์เก็ต	MMSE
ND = 2	$g_1 = 1$	3	[0.5295 1.0000 0.5309]	0.0119
		5	[0.4684 1.0000 0.8265 0.3316 0.0611]	0.0093
		7	[0.4689 1.0000 0.8171 0.2956 0.0133 -0.0224 -0.0037]	0.0095
	$g_0 = 1$	3	[1.0000 1.3420 0.5330]	0.0312
		5	[1.0000 1.4226 0.7603 0.1897 0.0325]	0.0287
		7	[1.0000 1.4245 0.7394 0.1113 -0.0505 -0.0093 0.0111]	0.0286
ND = 2.5	$g_1 = 1$	3	[0.5719 1.0000 0.5670]	0.0260
		5	[0.4490 1.0000 1.0118 0.5585 0.1569]	0.0148
		7	[0.4430 1.0000 1.0575 0.6737 0.2804 0.0816 0.0153]	0.0145
	$g_0 = 1$	3	[1.0000 1.3333 0.6610]	0.0605
		5	[1.0000 1.6276 1.3173 0.5717 0.1303]	0.0532
		7	[1.0000 1.6491 1.3844 0.6829 0.2283 0.0609 0.0091]	0.0533

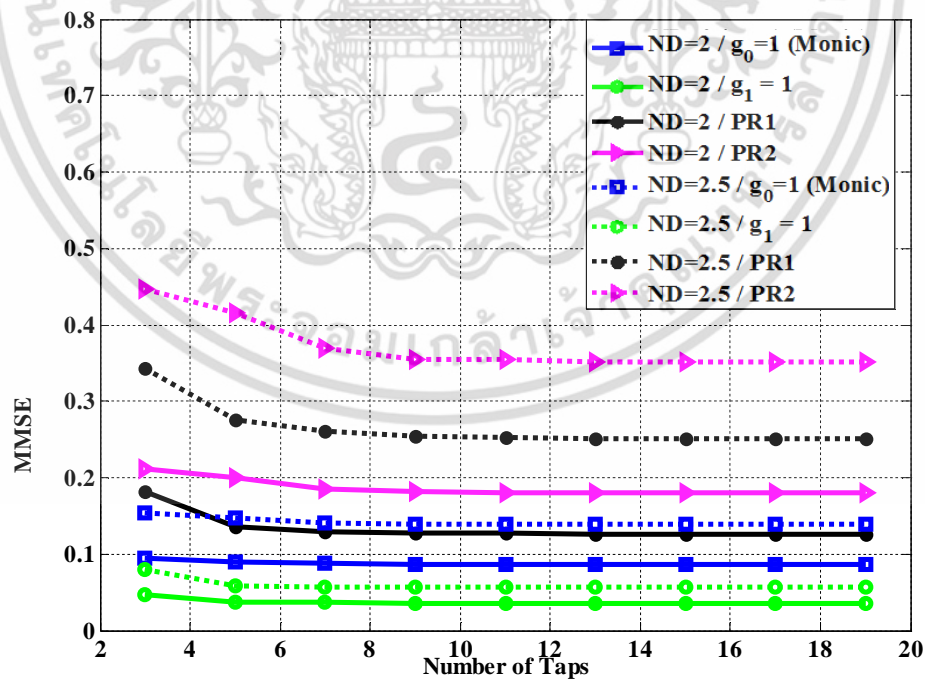
จากตารางที่ 4.1 แสดงค่า MMSE ระหว่างทาร์เก็ตเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  และ  $g_0 = 1$  ที่ความยาวทาร์เก็ต 3, 5 และ 7 ตามลำดับ ณ จำนวนแท็บของอีควอลไลเซอร์ 11 แท็บ ในงานวิจัยนี้ได้ทดสอบที่ค่า ND = 2 และ 2.5 กรณีที่เปรียบเทียบค่า MMSE ที่ ND = 2 จะเห็นได้ว่ากรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  นั้นให้ค่า MMSE ต่ำกว่ากรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_0 = 1$  เมื่อพิจารณาค่า MMSE ที่ความยาวทาร์เก็ต 3, 5 และ 7 พบว่า ที่ความยาวทาร์เก็ตเท่ากับ 5 และ 7 จะให้ค่า MMSE ต่ำกว่าระบบที่ใช้ความยาวทาร์เก็ตเท่ากับ 3 ในทำนองเดียวกันที่ ND = 2.5 เปรียบเทียบค่า MMSE จะพบว่า กรณีของเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  จะให้ค่า MMSE ต่ำกว่าเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_0 = 1$  และเมื่อพิจารณาความยาวทาร์เก็ต 3, 5 และ 7 จะพบว่ากรณีที่ระบบใช้ทาร์เก็ตความยาวเท่ากับ 5 และ 7 นั้นจะให้ค่า MMSE ใกล้เคียงกันและมีค่าน้อยกว่าระบบที่ใช้ทาร์เก็ตที่มีความยาวเท่ากับ 3 ดังนั้นจะเห็นได้ว่ากรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  นั้นจะให้ค่า MMSE ต่ำสุดเมื่อเปรียบเทียบเงื่อนไขบังคับแบบอื่นๆและถ้าระบบเลือกใช้ความยาวทาร์เก็ตเท่ากับ 5 หรือ 7 จะให้ค่า MMSE มีค่าน้อย ที่ ND เดียวกัน

#### 4.2.2 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวววกในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

ในทำนองเดียวกัน สำหรับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งจำลองระบบโดยใช้โวลเทร่าอันดับสอง ผู้วิจัยสามารถทำการออกแบบ MMSE อีควอลไลเซอร์สำหรับช่องสัญญาณที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นได้ โดยทำการเปรียบเทียบค่า MMSE กับทาร์เก็ตที่มีการกำหนดเงื่อนไข ที่ ND = 2 และ 2.5 เมื่อความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 3, 5 และ 7 ได้ดังรูปที่ 4.5 - 4.7

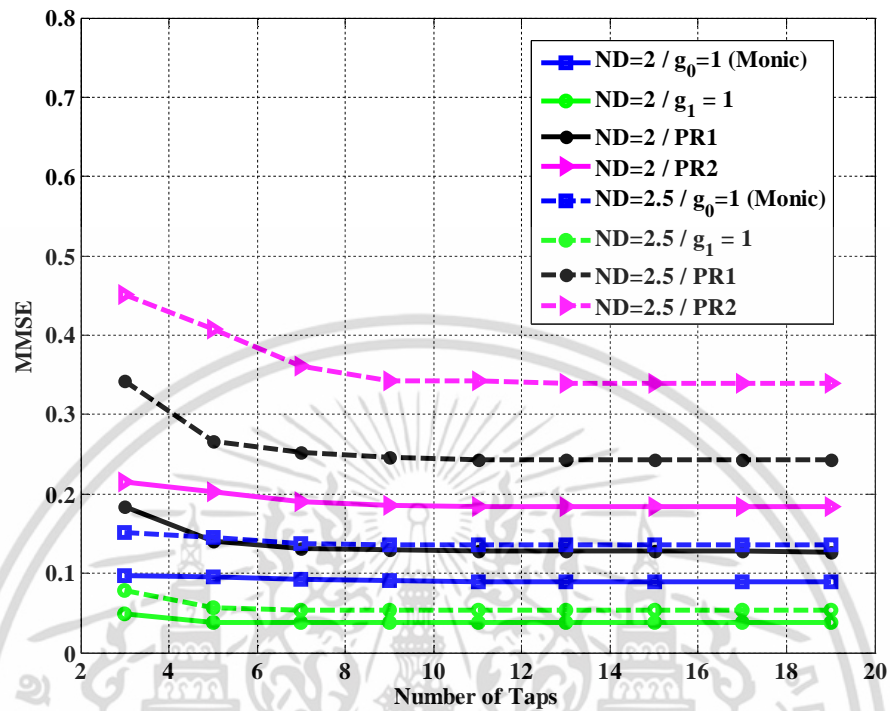


รูปที่ 4.5 ผลเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 3



รูปที่ 4.6 ผลเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลเปรียบเทียบค่า MMSE กับจำนวนแท็ปของอีควอไลเซอร์ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 7

จากผลการเปรียบเทียบในรูปที่ 4.5 - 4.7 แสดงให้เห็นว่า กรณิของระบบที่ใช้เงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1=1$  และ  $g_0=1$  นั้นให้ค่า MMSE ต่ำกว่าเงื่อนไขบังคับที่กำหนดค่าทาร์เก็ต PR1 [1 1] และ PR2 [1 2 1] ในทุกๆ ค่า ND และทุกความยาวของทาร์เก็ต ดังนั้น จึงได้ทำการเปรียบเทียบค่า MMSE ของเงื่อนไขบังคับทาร์เก็ตแบบ  $g_1=1$  และ  $g_0=1$  ดังตารางที่ 4.2

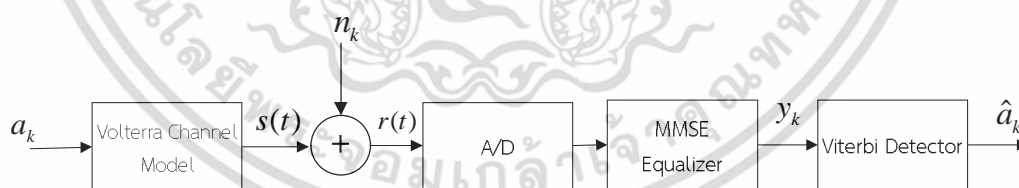
**ตารางที่ 4.2** ค่าพารามิเตอร์ที่อ็ควอไลเซอร์ 11 แท็บ และค่า MMSE ณ ND = 2 และ 2.5 สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

	เงื่อนไขบังคับ	ความยาวพารามิเตอร์	ค่าสัมประสิทธิ์พารามิเตอร์	MMSE
ND = 2	$g_1 = 1$	3	[0.5474 1.0000 0.5472]	0.0443
		5	[0.4928 1.0000 0.8006 0.3334 0.0635]	0.0361
		7	[0.4943 1.0000 0.7778 0.3040 0.0536 -0.0042 -0.0075]	0.0381
	$g_0 = 1$	3	[1.0000 1.1354 0.4636]	0.0897
		5	[1.0000 1.1777 0.6241 0.1555 0.0146]	0.0863
		7	[1.0000 1.1657 0.5739 0.1228 -0.0005 -0.0279 -0.0272]	0.0897
ND = 2.5	$g_1 = 1$	3	[0.5748 1.0000 0.5735]	0.797
		5	[0.4914 1.0000 0.9098 0.4929 0.1373]	0.0563
		7	[0.4882 1.0000 0.9286 0.5442 0.2024 0.0495 0.0049]	0.0538
	$g_0 = 1$	3	[1.0000 1.0668 0.5294]	0.1479
		5	[1.0000 1.2150 0.8723 0.3401 0.0734]	0.1390
		7	[1.0000 1.2382 0.8985 0.3854 0.0973 0.0110 -0.0130]	0.1361

จากตารางที่ 4.2 เป็นตารางเปรียบเทียบค่า MMSE ที่ความยาวทาร์เก็ตมีขนาด 3, 5 และ 7 ตามลำดับ ของทาร์เก็ตเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  และ  $g_0 = 1$  ที่  $ND = 2$  และ 2.5 ของระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น จากการเปรียบเทียบกราฟ MMSE ของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นพบว่า กรณีของระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นให้ค่า MMSE สูงกว่า และจากตารางนั้นจะแสดงให้เห็นได้ว่าเมื่อความยาวของทาร์เก็ตเพิ่มขึ้น ค่า MMSE ที่ได้จะมีค่าต่ำลง ที่  $ND$  ต่างๆ กัน และเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  นั้นให้ค่า MMSE น้อยที่สุด ดังนั้น เงื่อนไขบังคับทาร์เก็ตแบบ  $g_1 = 1$  เหมาะสมกับระบบที่สุด

#### 4.2.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่เป็นเชิงเส้นและได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น

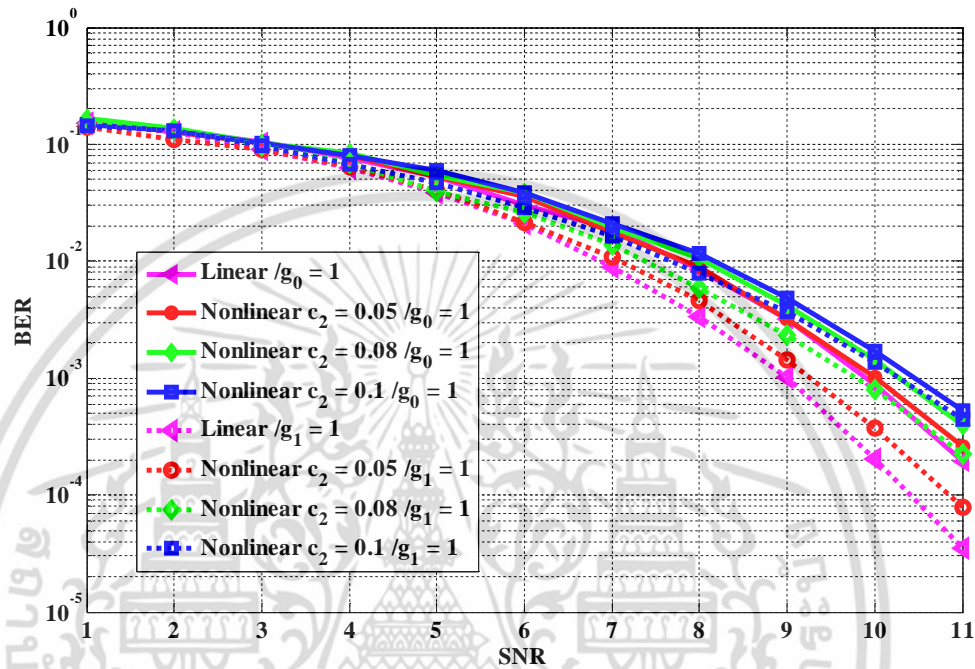
จากการเปรียบเทียบกราฟ MMSE แล้วจะพบว่ากรณีที่ช่องสัญญาณได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นค่า MMSE สูงกว่าในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น และจากการเปรียบเทียบพบว่า กรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  นั้นให้ค่า MMSE ต่ำสุด ดังนั้นในการทดสอบสมรรถนะของระบบ ผู้วิจัยจะทำการเปรียบเทียบเงื่อนไขของทาร์เก็ต นั่นคือ กรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  และเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_0 = 1$  เพื่อทำการทดสอบว่าเงื่อนไขของทาร์เก็ตนั้นช่วยลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นมากน้อยเพียงใด รวมถึงความยาวของทาร์เก็ตขนาด 3, 5 และ 7 ในส่วนของการทดสอบสมรรถนะรวมของระบบนั้น ในช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นได้กำหนดให้  $c_2 = 0.05, 0.08, 0.1$  ในสมการที่ 3.3 เพื่อเปรียบเทียบความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นด้านฝั่งเขียนในระบบ สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ระบบการประมวลผลในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

จากการทดลองได้ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยอัตราความผิดพลาดบิตกับเงื่อนไขของทาร์เก็ต และได้กำหนดค่าความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 3 กรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_0 = 1$  นั้น ได้คำนวณค่า สัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต คือ [1.000 1.163 0.282] และใช้อีควอไลเซอร์จำนวน 11 แท็ปคือ [-0.039 0.132 -0.297 0.569 -0.952 1.090 0.993 -0.379 0.147 -0.058] กรณีของ

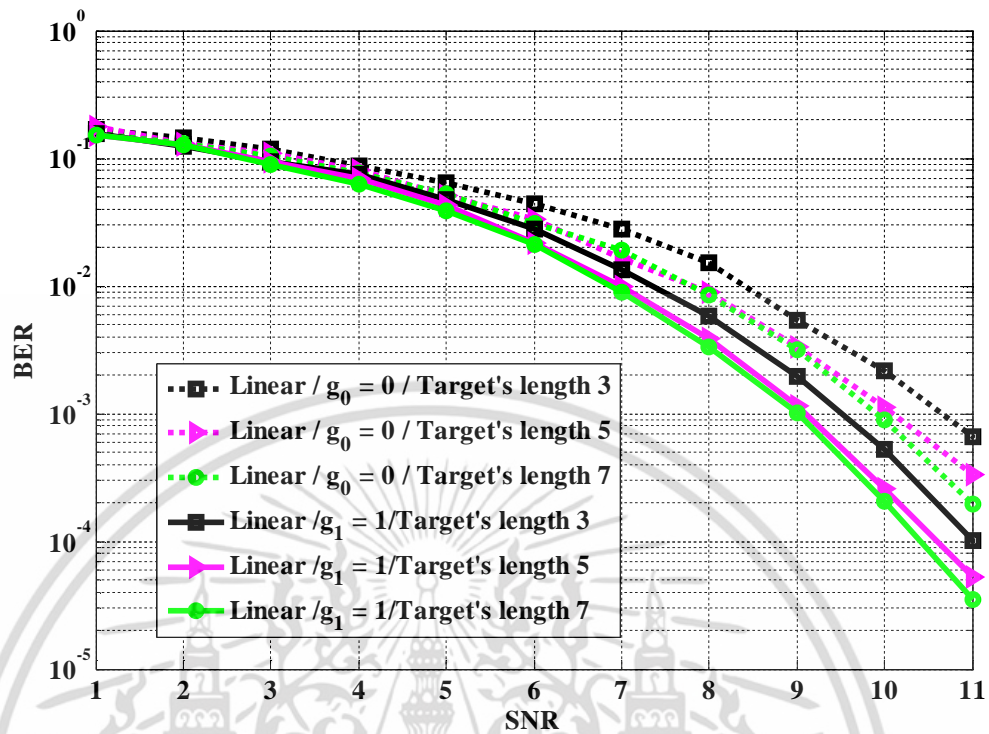
เงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  ได้คำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต คือ  $[0.5389 \ 1 \ 0.54]$  และใช้อีควอไลเซอร์จำนวน 11 แท็ปคือ  $[0.004 \ -0.002 \ 0.004 \ -0.007 \ 0.0082 \ -0.0087 \ 1.133 \ -0.004 \ 0.003 \ -0.002 \ 0.006]$  สามารถแสดงสมรรถนะของระบบได้ดังรูปที่ 4.9



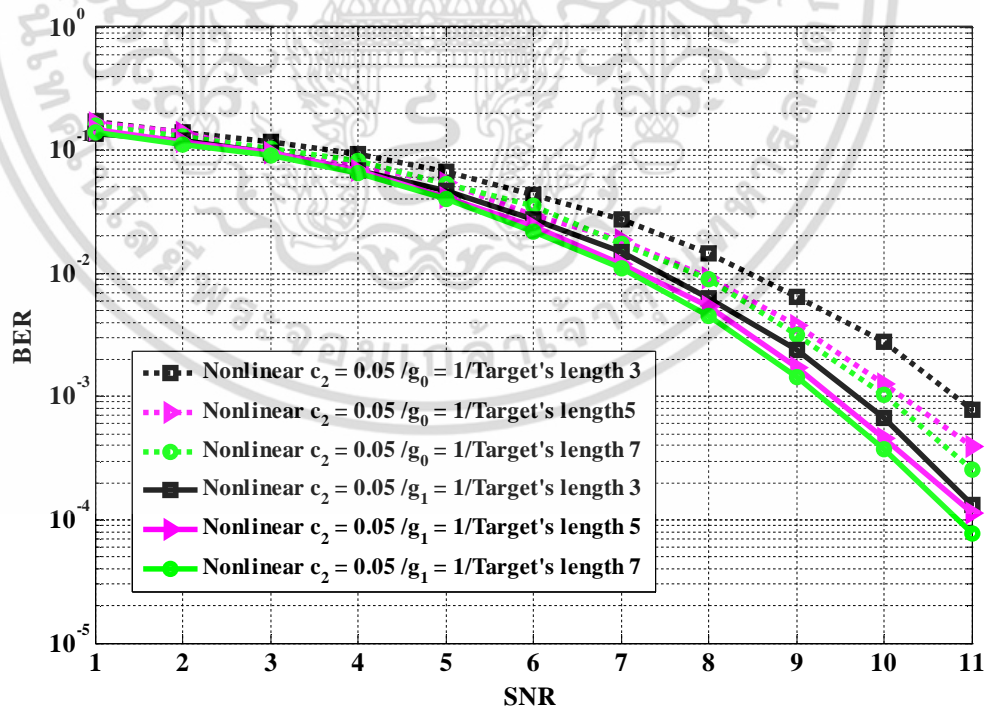
รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เป็นเชิงเส้นและระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีค่า  $c_2 = 0.05, 0.08, 0.1$

จากรูปที่ 4.9 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เป็นเชิงเส้น กับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น โดยเปรียบเทียบทาร์เก็ต 2 เงื่อนไข จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า ยิ่งระบบได้รับผลกระทบจากความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น (ค่าสัมประสิทธิ์  $c_2$  มีค่าเพิ่มขึ้น) จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบแย่ลง ซึ่งจะเห็นได้ชัดในบริเวณค่า SNR สูงๆ และ ณ อัตราความผิดพลาดบิต  $10^{-3}$  จะเห็นได้ว่า กรณีระบบที่เลือกใช้อีควอไลเซอร์ที่ใช้ทาร์เก็ตเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_1 = 1$  นั้นจะให้สมรรถนะดีกว่ากรณีเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_0 = 1$  ประมาณ 1 dB

นอกจากนั้นยังได้ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของความยาวทาร์เก็ตเท่ากับ 3, 5 และ 7 ตามลำดับ และเปรียบเทียบเงื่อนไขบังคับแบบ  $g_0 = 1$  และ  $g_1 = 1$  ในระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น โดยกำหนดความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นเท่ากับ  $c_2 = 0.05$  แสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.10 และ 4.11



รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เป็นเชิงเส้น



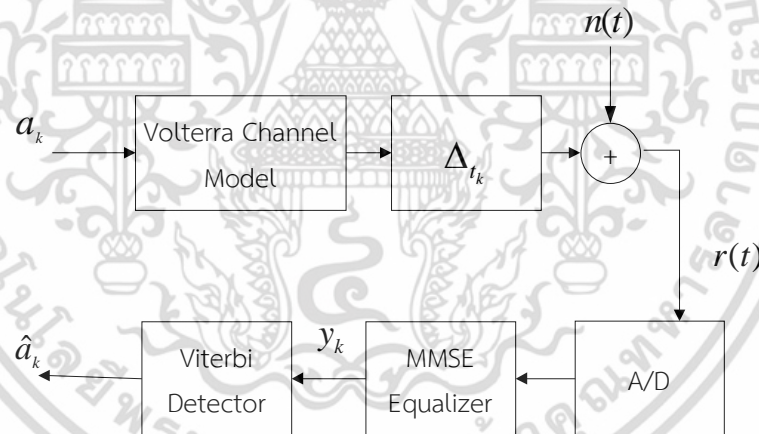
รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เป็นเชิงเส้น และไม่เป็นเชิงเส้น โดยในการทดลองนี้ได้กำหนดความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นเท่ากับ  $c_2 = 0.05$  และเปรียบเทียบความยาวของทาร์เก็ตขนาด 3, 5 และ 7 จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มความยาวของทาร์เก็ต จะทำให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นทั้งในระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น นอกจากนั้น

### 4.3 ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวบวกและสัญญาณรบกวนสื่อบันทึก (jitter noise) ในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

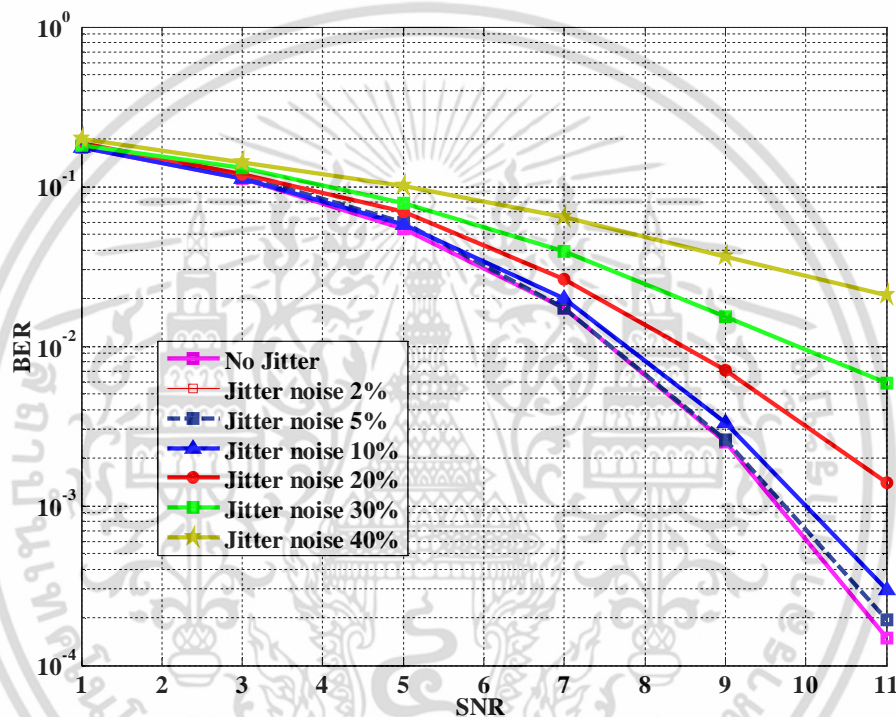
ในทางปฏิบัตินอกจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกจะสามารถลดสมรรถนะของระบบแล้วสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกก็มีผลกับสมรรถนะของระบบด้วย สัญญาณรบกวนสื่อบันทึกก็จะส่งผลให้ค่าของอัตราความผิดพลาดของบิต (BER) มีค่าเพิ่มขึ้น ในการจำลองระบบบันทึกข้อมูลให้ใกล้เคียงกับระบบที่ใช้จริงจึงได้ทำการจำลองระบบให้ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกลงไปในระบบด้วย โดยได้ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณโวลเทราเพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้น และได้เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบโดยใช้กราฟ BER สามารถจำลองระบบได้ดังนี้



รูปที่ 4.12 แบบจำลองผลกระทบของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวบวกและสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกในระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 4.12 แสดงแบบจำลองของระบบที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึก ( $\Delta_I$ ) จากการทดลองก่อนหน้านี้นี้จะเห็นได้ว่า เงื่อนไขบังคับทาร์เก็ตเกิดแบบ  $g_1 = 1$  นั้นให้ค่า MMSE ต่ำสุดทั้งในระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น และเนื่องจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวบวกและสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกนั้นมีความสัมพันธ์กัน [13-14] โดยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวบวกจะส่งผลกระทบต่อการเล่นของสถานะที่เกิดจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกนั่นเอง ในการ

ทดลองนี้ได้ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบโดยเพิ่มค่าความรุนแรงของสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกจากตั้งแต่ 5%, 10%, 20%, 30% และ 40% ตามลำดับ และได้กำหนดเงื่อนไขบังคับของทาร์เก็ตแบบ  $g_1=1$  ค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ตที่คำนวณได้ คือ [0.4991 1.0000 0.7321 0.3057 0.0654 -0.0016 -0.0062] และค่าของอีควอไลเซอร์จำนวน 11 แท็ป คือ [0.0142 -0.0166 0.0248 0.0136 -0.1482 0.2400 0.6982 0.3911 0.0739 0.0010 -0.0068] สามารถแสดงสมรรถนะของระบบได้ดังรูปที่ 4.13



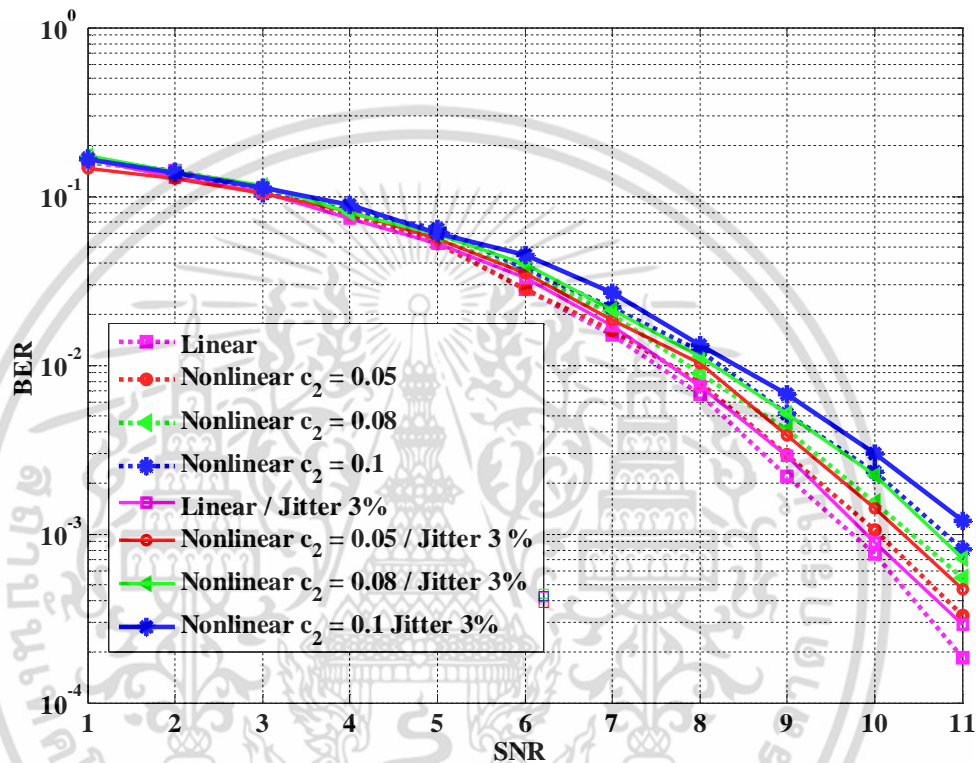
รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เป็นเชิงเส้นที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึก

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.13 แสดงให้เห็นว่าในระบบที่เป็นเชิงเส้นนั้น เมื่อได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึกมากขึ้น ซึ่งส่งผลให้การถอดรหัสความผิดพลาดมีความผิดเพี้ยนมากยิ่งขึ้นและจะทำให้สมรรถนะของระบบแย่งลง ดังจะเห็นได้ว่าระบบที่ได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกขนาด 40% นั้นให้ค่าอัตราบิตผิดพลาดสูงสุด

ในทำนองเดียวกัน จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า เมื่อระบบได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกมากเท่าใด สมรรถนะของระบบก็จะแย่งลงมากเท่านั้น

นอกจากนั้นในงานวิจัยนี้ได้ทำการเปรียบเทียบได้ทำการเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแกลสซีเซียนแบบบวก

กับระบบที่ได้รับผลกระทบทั้งสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณรบกวนสี่อับนติก ระดับ 3% โดยได้กำหนด เงื่อนไขบังคับ  $g_1 = 1$  ได้คำนวณสัมประสิทธิ์ความยาวของทาร์เก็ตเท่ากับ 7 แท้ปได้ดังนี้ [0.4835 1.0000 0.7482 0.2239 0.1164 0.2654 0.1518] และใช้อีควอไลเซอร์ 11 แท้ป [-0.0247 0.0596 -0.1044 0.1740 -0.2680 0.1884 0.8447 0.3833 -0.0101 -0.0774 0.3453] แสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 อัตราบิดผิดพลาตของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก กับระบบที่ได้รับผลกระทบทั้งสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณรบกวนสี่อับนติกระดับ 3%

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ที่ อัตราบิดผิดพลาต  $10^{-3}$  ของระบบที่เป็นเชิงเส้นทั้งที่ได้รับและไม่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสี่อับนติกนั้น ระบบที่ไม่ได้รับผลกระทบนั้นสมรรถนะดีกว่าระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น กรณีความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้น  $c_2 = 0.1$  ประมาณ 1 dB

จากผลการทดลองต่างๆ เหล่านี้ จะเห็นได้ว่าผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสี่อับนติกนั้นเป็นตัวแปรสำคัญในการลดสมรรถนะของระบบ ไม่ว่าจะเป็นระบบที่เป็นเชิงเส้นก็ตาม ซึ่งจากการทดลองจึงสรุปได้ว่า ยิ่งระบบได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นและได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนทั้ง สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวบวกและสัญญาณรบกวนสี่อับนติกรุนแรงมาก

ขั้นเท่าใดจะส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการถอดรหัสข้อมูล และส่งผลถึงให้สมรรถนะของระบบแยกลงอีกด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นด้วย รหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำ

การเพิ่มสมรรถนะของระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น สามารถใช้วิธีการออกแบบการปรับรูปทาร์เก็ตและอีควอลไลเซอร์แบบ MMSE ดังที่ได้เสนอในบทที่ 4 ซึ่งผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นดีขึ้นในระดับหนึ่ง เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอผลการประยุกต์ใช้การเข้ารหัสและถอดรหัสด้วยรหัสพาริตีเช็คความหนาแน่นต่ำหรือรหัสแอลดีพีซี เนื่องจากรหัสชนิดนี้ให้สมรรถนะการทำงานเข้าใกล้ขีดจำกัดแชนนอน จึงได้นำมาประยุกต์ใช้กับระบบการบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 5. 1

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ของรหัสที่ใช้ในการทดลอง

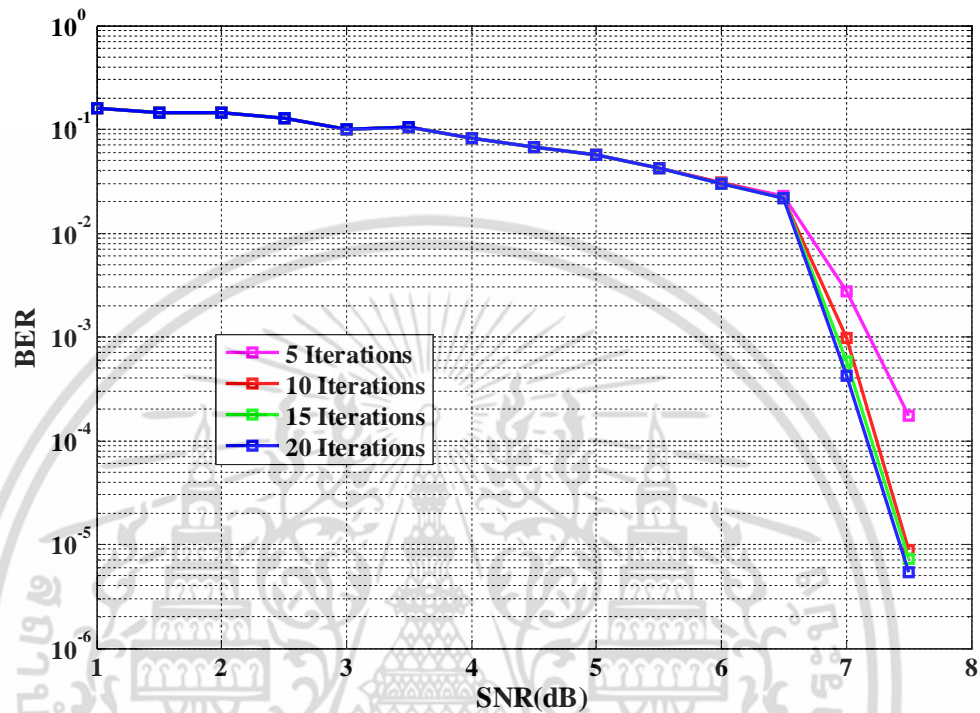
GF(q)	n	k	อัตรารหัส
2	4086	512	0.8889
8	1539	171	0.8889
16	1152	128	0.8889
32	927	103	0.8889

จากตารางที่ 5.1 เป็นตารางเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองในหัวข้อต่อไป โดยประกอบด้วยส่วนที่เป็นแอลดีพีซีไบนารี GF(2) และแอลดีพีซีอินอนไบนารี GF(8), GF(16), GF(32) ซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบนั้นมีอัตรารหัสเท่ากับ 0.8889

#### 5.1 ผลการจำลองการเข้ารหัสและถอดรหัสแอลดีพีซีไบนารี

การเข้ารหัสแอลดีพีซี ได้ใช้เมทริกซ์พาริตีเช็ค  $\mathbf{H}$  ซึ่งประกอบด้วยเลข 0 และมีเลข 1 ในเมทริกซ์น้อยมาก เพื่อให้ระยะห่างต่ำสุด ( $d_{\min}$ ) ของรหัสมีค่าสูง จากนั้นจะใช้กระบวนการกำจัดแบบเกาส์เซียน (Gaussian Elimination) เพื่อแปลงเมทริกซ์พาริตีเช็ค  $\mathbf{H}$  ให้มีลักษณะสามเหลี่ยมบนเพื่อใช้ในการเข้ารหัสข้อมูล ต่อมาบิตข้อมูลที่ส่งมานั้นได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก จากนั้นจึงทำการถอดรหัสแล้วตัดสินใจเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ส่งมา เพื่อลดความซับซ้อนในการถอดรหัสข้อมูล โดยในการทดลองนี้ ได้ทดสอบสมรรถนะโดยทำการเปรียบเทียบจำนวนรอบในการวนรอบ แสดงแบบจำลองได้ดังรูปที่ 2.26 กำหนดให้ขนาดของคำรหัสเท่ากับ 4096 บิต และมี

อัตรารหัสเท่ากับ 0.8889 สามารถแสดงผลการทดลองได้ดังรูปที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มจำนวนรอบในการถอดรหัสระบบจะให้สมรรถนะที่ดีขึ้น



รูปที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสแอลดีพีซี GF2 (n,k) = (4086,512), R = 0.8889 เมื่อเพิ่มจำนวนรอบในการเข้ารหัส

จากรูปที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มจำนวนรอบในการถอดรหัสข้อมูลให้สูงขึ้น หรือ มากกว่า 20 รอบ สมรรถนะของการถอดรหัสจะอยู่ในสภาวะอิ่มตัว นั่นคือ เมื่อเพิ่มจำนวนรอบในการถอดรหัสขึ้นไปอีก ระบบจะไม่ได้สมรรถนะที่ดีไปกว่านี้แล้ว

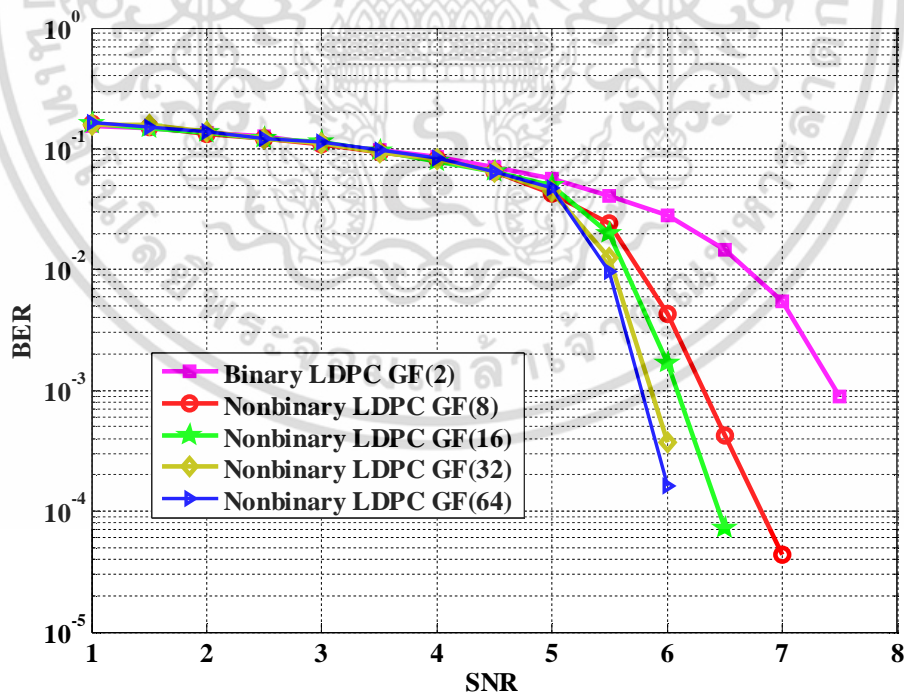
## 5.2 ผลการจำลองการเข้ารหัสและถอดรหัสแอลดีพีซีนอนไบนารี

การเข้ารหัสด้วยแอลดีพีซีนอนไบนารีตำแหน่งค่าที่ไม่เป็นศูนย์ในเมทริกซ์พาริตีเชิงขั้วของรหัสจะถูกแทนที่ด้วยการสุ่มสมาชิกใน  $GF(q)$  โดยอธิบายเพิ่มเติมได้ในหัวข้อที่ 2.3.4 โดยสามารถแสดงสมรรถนะของการถอดรหัสดังแอลดีพีซีแบบไบนารีและนอนไบนารีในช่องสัญญาณเกาส์เซียนขาวกวนและได้ใช้เงื่อนไขบังคับบาร์เก็บแบบ กำหนดค่าทาร์เก็ต PR2[1 2 1] สามารถจำลองระบบได้ดังนี้



### รูปที่ 5.2 แบบจำลองสำหรับการถอดรหัสด้วยแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี

ในรูปที่ 5.2 แสดงแบบจำลองสำหรับการถอดรหัสด้วยแอลดีพีซีแบบนอนไบนารีซึ่งการเปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสแบบไบนารีและนอนไบนารีแอลดีพีซี พารามิเตอร์ของเมทริกซ์พาริตีใช้  $H$  ดังตารางที่ 5.1 ที่อัตรารหัส 0.8889 เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะในการใช้จำนวนการวนรอบ โดยใช้จำนวนรอบในการถอดรหัสเท่ากับ 30 รอบ แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการเข้ารหัสไบนารีและนอนไบนารีแอลดีพีซี

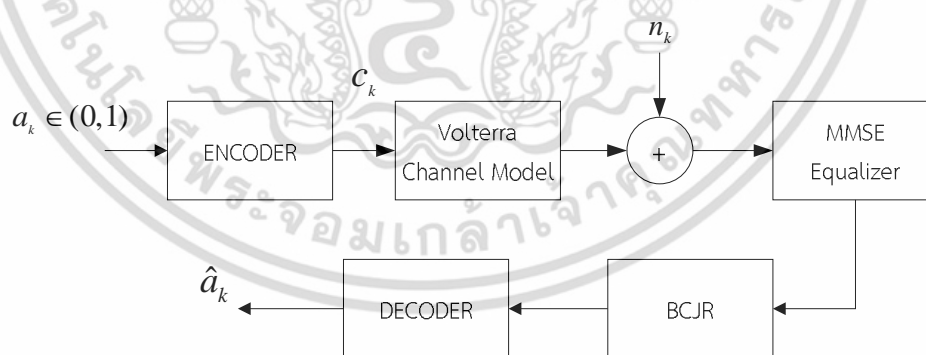
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองในรูปที่ 5.3 จะเห็นได้ว่าสมรรถนะในการถอดรหัสแบบนอนไบนารีนั้นให้สมรรถนะที่ดีกว่าการถอดรหัสแบบไบนารีแอลดีพีซี พิจารณา ณ อัตราบิดผิดพลาดเท่ากับ  $10^{-3}$  รหัสนอนไบนารี GF(32) ให้สมรรถนะดีกว่ารหัสไบนารี GF(2) ประมาณ 1.5 dB นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าสมรรถนะการถอดรหัสแบบนอนไบนารีจะดีขึ้น เมื่อขนาดของสนามจำกัดสูงขึ้น งานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้รหัสแอลดีพีซีมาใช้กับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นดังหัวข้อต่อไป

### 5.3 การประยุกต์ใช้การถอดรหัสแบบนอนไบนารีสำหรับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น

สำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น ในงานวิจัยนี้ได้ใช้แบบจำลองโวลเทราอันดับสอง ซึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.2.1

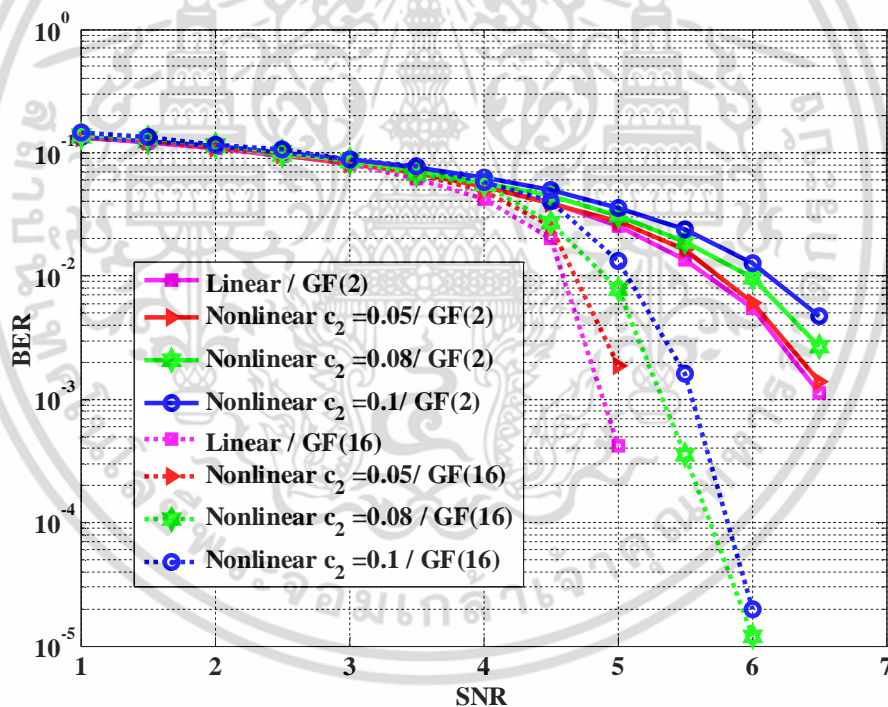
ในงานวิจัยนี้ได้ประยุกต์ใช้การถอดรหัสแบบไบนารีและนอนไบนารีแอลดีพีซีมาลดผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น โดยได้ใช้ช่องสัญญาณโวลเทราอันดับสองมาช่วยในการออกแบบช่องสัญญาณ โดยระบบที่จำลองนี้ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก ได้ใช้เงื่อนไขบังคับการออกแบบทาร์เก็ต  $g_1 = 1$  ความยาวทาร์เก็ตเท่ากับ 3 แท็บ ค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ตที่คำนวณได้คือ  $[0.5364 \ 1.0000 \ 0.5299]$  และ ค่าของอีควอไลเซอร์จำนวน 11 แท็บ คือ  $[0.0107 \ -0.0152 \ 0.0158 \ 0.0194 \ -0.1185 \ 0.2712 \ 0.7406 \ 0.2635 \ -0.1299 \ 0.0409 \ -0.0091]$  จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาถอดรหัสแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี โดยได้ใช้จำนวนรอบในการทดสอบ 30 รอบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แบบจำลองการถอดรหัสด้วยแอลดีพีซีแบบนอนไบนารีสำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 5.4 เป็นแบบจำลองการทำงานของการทำงานของการเข้ารหัสพริตตีเช็คความหนาแน่นต่ำและตำแหน่งของค่าที่ไม่เป็นศูนย์ในเมทริกซ์พริตตีเช็คถูกออกแบบด้วยอัลกอริทึมพีอีจี (PEG) [24] จากนั้นทำการสุ่มเลขในสนามจำกัดเพื่อวางลงในตำแหน่งที่เลือกไว้ หลังจากนั้นสัญญาณถูกส่งผ่าน

ช่องสัญญาณโวลเทราโมเดลและได้รับผลกระทบจากรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก และทำการประมวลผลสัญญาณด้วยอีควอไลเซอร์แบบ MMSE และจึงใช้วงจรตรวจหาแบบซอฟต์แวร์เนื่องจากวงจรตรวจหาแบบฮาร์ดแวร์นั้น ไม่สามารถนำมาใช้ในการถอดรหัสแบบวนซ้ำได้ โดยระบบมีการแลกเปลี่ยนข่าวสารแบบซอฟต์แวร์ระหว่างวงจรตรวจหาและวงจรถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้อัลกอริทึม BCJR ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ใช้ในการตรวจหาความน่าจะเป็นอะโพสเทอริออริสูงสุดของสัญญาณ ที่จะสามารถตรวจหาบิตข้อมูลแต่ละบิตมีความผิดพลาดน้อย แล้วจึงนำเข้าวงจรถอดรหัสแบบวนซ้ำ และทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสพาร์ตีเซ็กความหนาแน่นต่ำแบบนอนโบนารีที่สนามจำกัด โดยในการทดลองนี้ได้ยกตัวอย่างสนามจำกัด GF(16) และ GF(2) แล้วทำการเปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสด้วยกราฟแสดงอัตราความผิดพลาดบิต และได้ใช้จำนวนรอบในการถอดรหัสเท่ากับ 30 รอบ ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการเข้ารหัสนอนโบนารีแอลดีพีซี GF16 ( $n,k$ ) = (1152,128),  $R = 0.8889$  และ การเข้ารหัสโบนารี GF2 ( $n,k$ ) = (4086,512),  $R = 0.8889$

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและทดสอบสมรรถนะของการถอดรหัสของแอลดีพีซีแบบโบนารีและนอนโบนารีในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าการถอดรหัสด้วยแอลดีพีซีแบบนอนโบนารีนั้นให้สมรรถนะดีกว่าการถอดรหัสแบบโบนารีแอลดีพีซี ประมาณ 1 dB

นอกจากนี้เมื่อระบบนั้นได้รับผลกระทบจากความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นพบว่า ยิ่งเพิ่มความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้น จะทำให้สมรรถนะของระบบก็จะแย่ลงและที่  $BER = 10^{-3}$  การถอดรหัสของแอลดีพีซีแบบนอนไบนารี GF(16) ให้สมรรถนะดีกว่าวิธีการลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงโดยใช้อีควอไลเซอร์ร่วมกับวิเทอร์บีประมาณ 4 dB



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการบันทึกข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยจะส่งผลกระทบให้ข้อมูลที่ทำการถอดรหัสสั้น มีโอกาสก่อให้เกิดความผิดพลาดและมีผลให้สมรรถนะของระบบต่ำลง งานวิจัยนี้จึงใช้วิธีการดิงไดบิต เพื่อศึกษาผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยความสัมพันธ์ของค่าสหสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณอ่านกลับที่ได้ทำการสุ่มตัวอย่างเกินกับลำดับข้อมูลอินพุตที่สร้างจากลำดับสุ่มเทียม จากนั้นใช้คุณสมบัติของสหสัมพันธ์เพื่อหาค่าของผลตอบสนองไดบิต ผลลัพธ์ที่ได้แบ่งเป็นส่วนสูงสุดของสัญญาณแสดงความเป็นเชิงเส้นและแอมพลิจูดรอบๆ คือ เอกโค หรือตำแหน่งที่แสดงความเป็นเชิงเส้น ซึ่งเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลตอบสนองไดบิตจากสัญญาณจริงที่ได้รับจากทางอุตสาหกรรมนั้น ผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตามการหลีกเลี่ยงและกำจัดความไม่เป็นเชิงเส้นออกนั้นทำได้ยากในทางปฏิบัติ เนื่องจากมีความซับซ้อนมาก

ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ 2 วิธีหลักด้วยกัน คือ วิธีการที่ 1 ได้ทำการศึกษาและออกแบบทาร์เก็ตและอีควอลไลเซอร์ เพื่อปรับปรุงร่างของผลตอบสนองรวมให้อยู่ในรูปแบบของผลตอบสนองที่ต้องการ จากนั้นนำมาใช้ร่วมกับวงจรตรวจหาแบบวิเทอร์บีเพื่อคำนวณหาลำดับข้อมูลอินพุตที่ส่งมาจากวงจรภาคส่ง โดยได้ทำการออกแบบทาร์เก็ต จากนั้นทำการทดลองหาค่า MMSE เพื่อเปรียบเทียบว่าเงื่อนไขทาร์เก็ตแบบใดให้ค่า MMSE ต่ำสุด จากการทดลองของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นพบว่า ทาร์เก็ตแบบเงื่อนไขแบบโมนิก  $g_0 = 1$  และ  $g_1 = 1$  ให้ค่า MMSE ใกล้เคียงกัน จึงได้เลือกนำไปเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ณ  $BER = 10^{-3}$  ทาร์เก็ตแบบ  $g_1 = 1$  นั้นให้สมรรถนะดีกว่า ทาร์เก็ตแบบเงื่อนไขแบบโมนิก  $g_0 = 1$  ประมาณ 1 dB และ ถ้ายังระบบได้รับผลกระทบจากความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นเท่าไร (ค่าสัมประสิทธิ์  $c_2$  มีค่าเพิ่มขึ้น) จะส่งผลกระทบให้สมรรถนะของระบบแย่ลง นอกจากนี้ยังได้ทดสอบผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสีบ้นที่ร่วมกับสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวค โดยได้เลือกใช้ อีควอลไลเซอร์ที่มีเงื่อนไขทาร์เก็ตเป็นแบบโมนิก  $g_1 = 1$  จากผลการทดลองของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น จะเห็นได้ว่าระบบที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสีบ้นที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบแย่ลง ถ้าสัญญาณรบกวนสีบ้นที่มากขึ้น

ต่อมาได้ใช้วิธีการลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นวิธีการที่ 2 โดยใช้วิธีการถอดรหัสข้อผิดพลาดของข้อมูลแบบรหัสพารีตี้เช็คความหนาแน่นต่ำหรือรหัสแอลดีพีซี ในงานวิจัยนี้ได้

ประยุกต์ใช้การถอดรหัสแบบไบนารีและนอนไบนารีมาลดผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำลองโดยใช้ช่องสัญญาณโวลเทราอันดับสอง โดยระบบที่จำลองนี้ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก จากนั้นทำการประมวลผลสัญญาณด้วยอีควอไลเซอร์แบบ MMSE ( $g_1 = 1$ ) และจึงใช้วงจรตรวจหาแบบซอฟต์แวร์ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้อัลกอริทึม BCJR จากนั้นจึงนำเข้าวงจรถอดรหัสแบบวนซ้ำ โดยในการทดลองนี้ ได้ยกตัวอย่างสนามจำกัด GF(16) แล้วทำการเปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสด้วยกราฟแสดงอัตราความผิดพลาดบิตกับสนามจำกัด GF(2) และได้ใช้จำนวนรอบในการถอดรหัสเท่ากับ 30 จากผลการทดลอง จะเห็นได้ว่า เมื่อระบบนั้นได้รับผลกระทบจากความรุนแรงของความไม่เป็นเชิงเส้น จะทำให้สมรรถนะของระบบแย่งและการถอดรหัสแบบนอนไบนารีให้สมรรถนะดีกว่าการถอดรหัสแบบไบนารี เมื่อพิจารณาที่ BER =  $10^{-3}$  และยังให้สมรรถนะดีกว่าวิธีการลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้อีควอไลเซอร์ร่วมกับวิเทอร์บี (วิธีที่ 1) ประมาณ 4 dB

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

ในการทดลองเพื่อหาค่าไคบิตนั้น ในงานวิจัยนี้ได้รับสัญญาณมาจากการใช้งานจริง จากการทดสอบสมรรถนะของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟในโรงงานอุตสาหกรรม ทำให้เกิดการแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสาร และตรวจสอบผลการทดลองเพื่อหาค่าผลตอบสนองไคบิต แต่ในบางครั้งก่อให้เกิดความซับซ้อนในการศึกษาเพื่อหาวิธีการลดความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณด้วยกระบวนการอื่นๆ เนื่องด้วยข้อจำกัดหลายสาเหตุ เช่น ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อนำมาใช้ในการสร้างสัญญาณทดสอบ การกำหนดข้อมูลเริ่มต้น สัญญาณรบกวนต่างๆ ที่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณ ในบางครั้งทางโรงงานอุตสาหกรรมไม่สามารถบอกที่มาของค่าพารามิเตอร์บางตัวได้ ทำให้ยากต่อการนำสัญญาณที่จากการใช้งานจริงนั้นมาแก้ไขด้วยวิธีการอื่น นอกจากนี้การลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น อาจใช้การชดเชยสถานะก่อนการเขียนเข้ามาเพิ่มให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นอีกด้วย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์. การประมวลผลสัญญาณสำหรับข้อมูลดิจิทัล เล่ม 1 : พื้นฐานช่องสัญญาณอ่าน - เขียน. ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (เนคเทค). 2550.
- [2] B. Vasic and E.M. Kurtas. Coding and Signal Processing for Magnetics Recording System. CRC Press. 2004.
- [3] M. Schetzen. The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear System. Wiley. 1980.
- [4] R. Hermann, "Volterra modeling of digital magnetic saturation recording channels." IEEE Tran. Magn., vol. 26, no. 5, pp. 2125-2127, Sep. 1990.
- [5] V. Braun, "Dipulse-response measurement of a magnetic recording channel using Golay complementary sequences," IEEE Tran. Magn., vol. 34, no. 1, pp. 309-316, Jan. 1998.
- [6] P. Kovintavewat, I. Ozgunes, E. Kurtas, J.R. Barry and S. W. McLaughlin, "Generalized Partial-Response Targets for Perpendicular Recording with Jitter Noise," IEEE Trans. Magn., vol.38, no.5, Sep. 2002.
- [7] R. Wood, "Jitter vs. additive noise in magnetic recording: effects on detection," IEEE Tran. Magn., vol. Magn. 23, no. 5, pp. 2683-2685, Sept. 1987.
- [8] R. Gallager, "Low-density parity-check codes," IRE Trans. Inform. Theory, vol. 8, pp. 21-28, 1962.
- [9] Y. Nakamura, Y. Okamoto, H. Osawa, H. Aoi, and H. Muraoka. "A study of LDPC coding and iterative decoding system in magnetic recording system using bit-patterned medium with write error," IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 10, pp. 3753-3756, Oct. 2009.
- [10] Z. Z. Bandić and R. H. Victora. "Advances in Magnetic Data Storage Technologies." [online]. Available : [http://ieeexplore.ieee.org/ieee\\_pilot/articles/96jproc11/jproc-ZBandic-2004308/article.html](http://ieeexplore.ieee.org/ieee_pilot/articles/96jproc11/jproc-ZBandic-2004308/article.html).
- [11] D. Barry. "The Physics of Computers." [online]. Available : [http://ffden-2.phys.uaf.edu/212\\_fall2009.web/chris\\_plutt/storage.html](http://ffden-2.phys.uaf.edu/212_fall2009.web/chris_plutt/storage.html).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] Computational Geometry Class. "Lecture 16: Fortune's Algorithm and Voronoi diagrams," [online] Available : <http://www.cs.wustl.edu/~pless/546/lectures/L11.html>.
- [13] University of California. "The 25<sup>th</sup> Magnetic Recording Conference," [online] Available : [http://cml.me.berkeley.edu/TMRC2014/general\\_information.php](http://cml.me.berkeley.edu/TMRC2014/general_information.php)
- [14] รศ.ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์. การประมวลผลสัญญาณสำหรับจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล. เล่ม 3 : การออกแบบวงจรภาครับขั้นสูง. พิมพ์ครั้งที่ 1. นครปฐม : บริษัท เพชรเกษม พรีนติ้ง กรุ๊ป จำกัด. 2554.
- [15] D. Huey. "Hitachi Shoots For 10 TB Hard Drive," [online]. Available : [http://www.overclock3d.net/news/storage/hitachi\\_shoots\\_for\\_10tb\\_hard\\_drives/1](http://www.overclock3d.net/news/storage/hitachi_shoots_for_10tb_hard_drives/1)
- [16] R. Waser. "Future Technologies ," [online]. Available : [http://web.it.kth.se/~me02\\_etr/hdd/future.php](http://web.it.kth.se/~me02_etr/hdd/future.php)
- [17] W.R. Eppler and I. Ozgunes, "Channel Characterization Method Using Dipulse Extraction," IEEE Trans. Magn., vol. 42, no.2, Feb. 2006.
- [18] F. J. Macwilliams and N. J. A. Sloane, "Pseudo-Random Sequences and Arrays," Proc.of the IEEE, vol. 64, no. 12, Dec. 1976.
- [19] ผศ.ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์. สัญญาณและระบบกับการประยุกต์ใช้โปรแกรม SCILAB พิมพ์ครั้งที่ 1. นครปฐม : บริษัท เพชรเกษม พรีนติ้ง กรุ๊ป จำกัด. 2554.
- [20] D. Palmer, P. Ziperovich, R. Wood, T. D. Howell, "Identificaiton of Nonlinear Write Effects Using Pseudorandom Sequences," IEEE Trans. Magn., vol. 23, no.5, Sept. 1987.
- [21] D. Palmer, J. Hong, D. Stanek and R. wood, "Characterization of the Read/Write Process for Magnetic Recording," IEEE Trans. Magn., vol. 31, no.52, Mar. 1995.
- [22] ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์. การประมวลผลสัญญาณสำหรับข้อมูลดิจิทัล เล่ม 2 : การออกแบบวงจรภาครับ. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : .บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน). 2550.
- [23] S. Nabavi and B. V. K. Vijaya Kumar, " Two-Dimensional Generalized Partial Response Equalizer for Bit-Patterned Media," in Proc. of IEEE International Conference Communication (ICC), pp. 6249-6254, 2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] T. R. Oenning and J. Moon, "The effect of jitter noise on binary input intersymbol interference channel capacity," in Proc. of IEEE International Conference Communication(ICC), vol. 8, 2001.
- [25] R. M. Tanner, "A Recursive Approach to Low Complexity Coeds," IEEE Trans. Inf. Theory., vol.27, no.5, Sep. 1981
- [26] รศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิธิ. ระบบการสื่อสารดิจิทัลขั้นสูง. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : มินเซอริวิส ซัพพลาย. 2555.
- [27] R. A. Carrasco. Non-Binary Error Control Coding for Wireless Communication and Data Storage. John Wiley& Son. 2008.
- [28] พิสิฐ วณิชชานันท์, ปิยะโควินท์ทวีวัฒน์, อุศนา ตันกุลเวศม์, เกียรติศักดิ์ ศรีพิมานวัฒน์, กำพล วรดิษฐ์, ประมินทร์ แสงวงษ์งาม, ดิสพล ฉ่ำเฉียวกุล, ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ. ทฤษฎีรหัสช่องสัญญาณ. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ. สถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (สพท). 2552.
- [29] X.Y. Hu, "Regular and Irregular Progressive Edge-Growth Tanner Graph," IEEE Trans. Inf. Theory., vol.51, no.1, Jan. 2005
- [30] S. Lin and D. J.Costello. Error Control Coding Fundamental and Application. Pearson Prentice Hall. Jan. 2004



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.

ตัวอย่างเมทริกซ์พาริตีเชิง H

$GF(16)$ ,  $(n,k) = (1152,128)$ ,  $R = 0.8889$ ,  $d_{w_c} = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	...	1141	1142	1143	1146	1147	1148	1149	1150	1151	1152
1	0	0	0	0	0	6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	9
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
123	0	8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	6	0	0	0	0	0	0	0	0
124	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
125	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
126	0	0	0	7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
127	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	3	0	0	0	...	0	0	0	0	0	0	0	4	0	0
128	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





## MATLAB source code

### สำหรับการออกแบบอีควอไลเซอร์

```

clear all;
close all;
%save
aa = fopen('MmseLinearMonicL3.txt','wt');
bb = fopen('MmseLinearPR2.txt','wt');
cc = fopen('MmseLinearEPR2.txt','wt');
LL = 4096; % The number of the input sequence
n = LL;
Alphabet = [1 -1]; % Input sequence (The +-1 are used for binary
sequence)
Ak = Alphabet(ceil(2*rand(1,LL))); % The input sequence
%ND = 2; % Normalized Density
Upovsp = 10;
Dwovsp = 1;
Channel = 10;
T = 1;
dt = Dwovsp/Upovsp;
t = -Channel:dt:Channel;
% Defined
SNR = 7;
sigma = sqrt((10^(-SNR/10))/2);
Ovsp = Upovsp/Dwovsp;
for ND = 2 : 0.5 : 2.5
% ===== Impulse response of PMR =====
% Gt1 = erf(t*sqrt(log(16))/ND);
Gt2 = erf((t+T/2)*sqrt(log(16))/ND);
GtT = erf((t-T/2)*sqrt(log(16))/ND);
Ht = (Gt2 - GtT);
Ak_ovsp = upsample(Ak,Upovsp)';
st = conv(Ak_ovsp,Ht); % The readback signal without noise
start = ((length(Ht)-1)/2)+1;
st_noise = st + sigma*randn(size(st)); %adding noise
st_noise_LPF = m_LPF_raman(st_noise', 1/Ovsp, 1, Ovsp)';%LPF
st_noise_LPF = st_noise_LPF(15:end);
Sk = st_noise_LPF(start:Upovsp:length(Ak)*Upovsp+start-1);
% plot(st(start:LL*Upovsp));
% hold on
% % plot(st_noise(start:LL*Upovsp), 'r');
% plot(st_noise_LPF(start:LL*Upovsp), 'g');
% xlabel('Time');
% ylabel('Amplitude');
%
%
% figure(2);
% subplot(2,2,1); plot(st(start:LL*Upovsp));
% title('readback');
% xlabel('Time');
% ylabel('Amplitude');
%
% subplot(2,2,2); plot(st_noise(start:LL*Upovsp), 'r');
% title('readback + noise');
% xlabel('Time');
% ylabel('Amplitude');
%
%

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





## MATLAB source code

### สำหรับผลการจำลองการเข้ารหัสและถอดรหัสนอนไบนารี

```

clear;clc;
%SAVE Txt
saveTxt1ITER = fopen('Test_LDPCiter_matrixPEG_GF_2.txt','wt');
%SAVE print date
fprintf(saveTxt1ITER,'%d year %d month %d day %d hour %d minute %d
seconds\n',clock);
%defined target
target1 = [1 2 1];
target2 = [1 2 1 0];
target3 = [1 2 1 0 0];
target4 = [1 2 1 0 0 0];
target5 = [1 2 1 0 0 0 0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% gf2
n_gf2 = 4608;data_gf2 = 2*randint(1,n_gf2)-1;
n_gf2 = length(data_gf2);
load matrixPEG_GF2_4608_512_2.mat;H_gf2 = buildH(double(H));
R_gf2 = (H_gf2.N-H_gf2.M)/H_gf2.N;
%gf8
n_gf8 = 4617;data_gf8 = 2*randint(1,n_gf8)-1;
n_gf8 = length(data_gf8);
load matrixPEG_GF8_4617_513_2.mat;H_gf8 = buildH(double(H));
R_gf8 = (H_gf8.N-H_gf8.M)/H_gf8.N;
%gf16
n_gf16 = 4608;data_gf16 = 2*randint(1,n_gf16)-1;
n_gf16 = length(data_gf16);
load matrixPEG_GF16_4608_512_2.mat;H_gf16 = buildH(double(H));
R_gf16 = (H_gf16.N-H_gf16.M)/H_gf16.N;
%gf32
n_gf32 = 4095;data_gf32 = 2*randint(1,n_gf32)-1;
n_gf32 = length(data_gf32);
load matrixPEG_GF32_4635_515_2.mat;H_gf32 = buildH(double(H));
R_gf32 = (H_gf32.N-H_gf32.M)/H_gf32.N;
% gf64
n_gf64 = 4644;data_gf64 = 2*randint(1,n_gf64)-1;n_gf64 =
length(data_gf64);
load matrixPEG_GF64_4644_516_2.mat;H_gf64 = buildH(double(H));R_gf64
= (H_gf64.N-H_gf64.M)/H_gf64.N;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
SNR = 1:0.5:8; %defined SNR
for iter = 1:length(SNR) %calculate BER
iter
err = 0;err_1 = 0;err_2 = 0;err_3 = 0;err_4 = 0;
counter = 0;
while err < 5000
%gf2
message_gf2 = randint(1,(H_gf2.N-H_gf2.M)*H_gf2.m); codeword_gf2 =
encodeNonLDPCsmex(H_gf2,message_gf2);
data_gf2 = 2*codeword_gf2 - 1;
t_gf2 = conv(data_gf2,target1);
%gf8

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

message_gf8 = randint(1, (H_gf8.N-H_gf8.M)*H_gf8.m); codeword_gf8 =
encodeNonLDPCsmex(H_gf8,message_gf8);
data_gf8 = 2*codeword_gf8 - 1;
t_gf8 = conv(data_gf8,target2);
%gf16
message_gf16 = randint(1, (H_gf16.N-H_gf16.M)*H_gf16.m); codeword_gf16
= encodeNonLDPCsmex(H_gf16,message_gf16);
data_gf16 = 2*codeword_gf16 - 1;
t_gf16 = conv(data_gf16,target3);
%gf32
message_gf32 = randint(1, (H_gf32.N-H_gf32.M)*H_gf32.m); codeword_gf32
= encodeNonLDPCsmex(H_gf32,message_gf32);
data_gf32 = 2*codeword_gf32 - 1;
t_gf32 = conv(data_gf32,target4);
%gf64
message_gf64 = randint(1, (H_gf64.N-H_gf64.M)*H_gf64.m); codeword_gf64
= encodeNonLDPCsmex(H_gf64,message_gf64);
data_gf64 = 2*codeword_gf64 - 1;
t_gf64 = conv(data_gf64,target5);
%Noise AWGN
sigma_gf2 = sqrt(sum(target1.^2)*(10^(-SNR(iter)/10)/(2*R_gf2)));
var_gf2 = sigma_gf2^2; Ek_gf2 = t_gf2 +
(sigma_gf2*randn(size(t_gf2)));
sigma_gf8 = sqrt(sum(target2.^2)*(10^(-SNR(iter)/10)/(2*R_gf8)));
var_gf8 = sigma_gf8^2; Ek_gf8 = t_gf8 +
(sigma_gf8*randn(size(t_gf8)));
sigma_gf16 = sqrt(sum(target3.^2)*(10^(-
SNR(iter)/10)/(2*R_gf16)));var_gf16 = sigma_gf16^2; Ek_gf16 = t_gf16
+ (sigma_gf16*randn(size(t_gf16)));
sigma_gf32 = sqrt(sum(target4.^2)*(10^(-
SNR(iter)/10)/(2*R_gf32)));var_gf32 = sigma_gf32^2; Ek_gf32 = t_gf32
+ (sigma_gf32*randn(size(t_gf32)));
sigma_gf64 = sqrt(sum(target5.^2)*(10^(-
SNR(iter)/10)/(2*R_gf64)));var_gf64 = sigma_gf64^2; Ek_gf64 = t_gf64
+ (sigma_gf64*randn(size(t_gf64)));
%===== BCJR Decoder =====
prob_gf2 = ones(2^H_gf2.m,length(Ek_gf2)/H_gf2.m);
prob_gf8 = ones(2^H_gf8.m,length(Ek_gf8)/H_gf8.m);
prob_gf16 = ones(2^H_gf16.m,length(Ek_gf16)/H_gf16.m);
prob_gf32 = ones(2^H_gf32.m,length(Ek_gf32)/H_gf32.m);
prob_gf64 = ones(2^H_gf64.m,length(Ek_gf64)/H_gf64.m);
[aa_gf2,Soft_SOVA_gf2] = BCJRMex(Ek_gf2,var_gf2,target1,prob_gf2);
[aa_gf8,Soft_SOVA_gf8] =
NonBCJRMex(Ek_gf8,var_gf8,target2,2^H_gf8.m,prob_gf8);
[aa_gf16,Soft_SOVA_gf16] =
NonBCJRMex(Ek_gf16,var_gf16,target3,2^H_gf16.m,prob_gf16);
[aa_gf32,Soft_SOVA_gf32] =
NonBCJRMex(Ek_gf32,var_gf32,target4,2^H_gf32.m,prob_gf32);
[aa_gf64,Soft_SOVA_gf64] =
NonBCJRMex(Ek_gf64,var_gf64,target5,2^H_gf64.m,prob_gf64);
Hard_LDPC2 = decodeProbDomainFFTSmex(H_gf2,-
Soft_SOVA_gf2(:,1:H_gf2.N),-2,30); % iteraton
Hard_LDPC8 =
decodeProbDomainFFTSmex(H_gf8,Soft_SOVA_gf8(:,1:H_gf8.N)',var_gf8,30)
; % iteraton
Hard_LDPC16 =
decodeProbDomainFFTSmex(H_gf16,Soft_SOVA_gf16(:,1:H_gf16.N)',var_gf16
,30); % iteraton
Hard_LDPC32 =
decodeProbDomainFFTSmex(H_gf32,Soft_SOVA_gf32(:,1:H_gf32.N)',var_gf32
,30); % iteraton

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Hard_LDPC64 =
decodeProbDomainFFTsMex(H_gf64,Soft_SOVA_gf64(:,1:H_gf64.N)',var_gf64
,30); % iteraton
%===== BER Test =====
err = err + sum( message_gf2 ~= Hard_LDPC2(H_gf2.M*H_gf2.m+1:end));
err_1 = err_1 + sum( message_gf8 ~=
Hard_LDPC8(H_gf8.M*H_gf8.m+1:end));
err_2 = err_2 + sum( message_gf16 ~=
Hard_LDPC16(H_gf16.M*H_gf16.m+1:end));
err_3 = err_3 + sum( message_gf32 ~=
Hard_LDPC32(H_gf32.M*H_gf32.m+1:end));
err_4 = err_4 + sum( message_gf64 ~=
Hard_LDPC64(H_gf64.M*H_gf64.m+1:end));
counter = counter+1;
disp(['ERR = ' num2str(err) ' COUNTER = ' num2str(counter)]);
end
BER(1,iter) = err/((H_gf2.N-H_gf2.M)*H_gf2.m*counter);
BER_volterra_1(1,iter) = err_1/((H_gf8.N-H_gf8.M)*H_gf8.m*counter);
BER_volterra_2(1,iter) = err_2/((H_gf16.N-
H_gf16.M)*H_gf16.m*counter);
BER_volterra_3(1,iter) = err_3/((H_gf32.N-
H_gf32.M)*H_gf32.m*counter);
BER_volterra_4(1,iter) = err_4/((H_gf64.N-
H_gf64.M)*H_gf64.m*counter);
fprintf(saveTxt1ITER,'SNR = %d \n BER = %d \n BER_volterra_1 = %d \n
BER_volterra_2 = %d \n BER_volterra_3 = %d \n BER_volterra_4 = %d
\n',iter,BER(1,iter),BER_volterra_1(1,iter),BER_volterra_2(1,iter),BE
R_volterra_3(1,iter),BER_volterra_4(1,iter));
save('BER_mat','BER')
save('BER_volterra_1_mat','BER_volterra_1')
save('BER_volterra_2_mat','BER_volterra_2')
save('BER_volterra_3_mat','BER_volterra_3')
save('BER_volterra_4_mat','BER_volterra_4')
end
figure(1)
semilogy(SNR,BER,'ms-');hold on
semilogy(SNR,BER_volterra_1,'rs-');grid on;hold on
semilogy(SNR,BER_volterra_2,'gs-');hold on
semilogy(SNR,BER_volterra_3,'bs-');hold on
semilogy(SNR,BER_volterra_4,'bs-');hold on

```

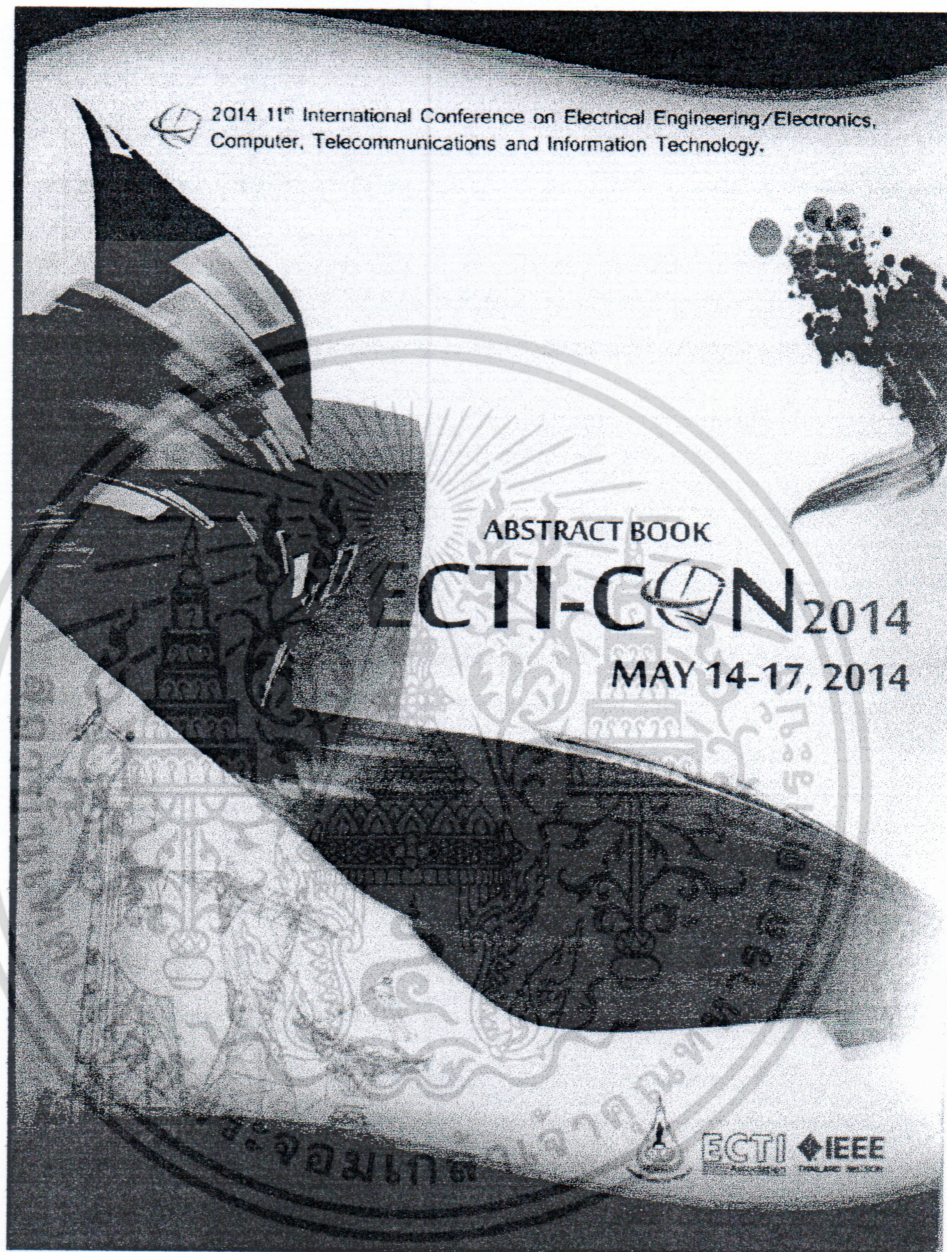
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Designed MMSE Equalizers for Nonlinear Magnetic Recording Channels

Atitaya Sirirungsakulwong<sup>1</sup>, Nattakan Puttarak<sup>2</sup> and Pomchai Supnithi<sup>3</sup>  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand  
s5611911@kmitl.ac.th<sup>1</sup>, kpnattak@kmitl.ac.th<sup>2</sup>, ksupornc@kmitl.ac.th<sup>3</sup>

**Abstract**—Writing process in hard disk drives (HDD) is affected from nonlinearity. Normally, nonlinearity is not easy to be avoided or removed since it is unexpected and caused by various sources. In this paper, we review a description of a nonlinearity behavior by using a Volterra model, and using a random binary number to generate an input data. The Volterra model can describe both linear and nonlinear parts of the read-back signals in terms of the volterra equations. In addition, we propose to use an MMSE method to equalize the read-back signals with nonlinearity using various constraints before applying the Viterbi detector. For a 2nd-order Volterra model, the results show that the equalizer with  $g_1 = 1$  constraint gives the lowest MMSE values. Furthermore, as the nonlinearity level increases, the bit error rate (BER) performance degrades.

**Keywords**—Nonlinearity; Volterra model; MMSE equalizers

## I. INTRODUCTION

Hard disk drive (HDD) is an important equipment to store data, which is an essential variable in a magnetic recording channels. A perpendicular magnetic recording is used in order to increase the areal density in the storage media in recent years. Typically, the more the areal density gets, the more errors in decoded bits occur due to lower signal-to-noise ratio (SNR) and increased intersymbol interference (ISI). In the read-back signal, there are both linear part, which is the signal we desire, and nonlinear part, which need to be removed or precompensated on the write side. The nonlinear part from recording data in the manufacturing may come from various sources such as nonlinear transfer function of the read heads and a nonlinear transition shift (NLTS) inherent in the writing process, becoming more severe as the areal density increases. Nevertheless, channels can suffer from the nonlinear distortion caused by magnetoresistive (MR) sensor. To remove the nonlinear part in the writing process, we need to understand its behavior and can predict its positions; but this is generally not a trivial task. Volterra model [1] is a technique that can be used to model the nonlinearity behavior in the recording channels. The Volterra method is useful to show the relationship between inputs and outputs. In [2], a Volterra function is used to describe the behavior of the nonlinearity, both in time domain and frequency domain. Moreover, they can find the gain factor or kernel that shows the effects of nonlinear distortion represented by the equations in [3]. Besides, they can characterize channels of the nonlinearity by extracted dipulse technique [4] written by pseudo random sequence. In order to solve this problem, the Golay

complementary [5] sequence is applied to calculate the dipulse response and transfer function of those channels.

Generally, the volterra equation can show the nonlinear density by coefficients of kernels. The larger the coefficient is, the higher the nonlinearity will get. So in this work, we propose the designed minimum mean-square error (MMSE) equalizers to reduce the effects from the channel with nonlinearity and present its performance compared with that of a linear system. The nonlinear channel model in this work has been designed based on the Volterra model with different kernels that yield nonlinearity of this system.

The organization of this paper is as follows. The theory of magnetic recording will be in Section II. Then, Section III describes the nonlinear magnetic recording channel and Section IV proposes the target and equalizer designed by an MMSE method. Section V introduces the experimental setup and compares their performance by BER graph. Finally, the conclusions are given in Section VI.

## II. MAGNETIC RECORDING CHANNELS

In the digital magnetic recording system [4], a stored binary input sequence is transformed to a write current of NRZI (non-return-to-zero inverse), bits  $a_k \in \{1, -1\}$ . In a perpendicular magnetic recording, the read-back signal can be generated by an isolated transition response which can be expressed as

$$g(t) = V_p \times \text{erf}\left(\frac{2t\sqrt{\ln 2}}{w}\right), \quad (1)$$

where  $\text{erf}(\cdot)$  is the error function defined as  $\text{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t e^{-x^2} dx$ ,  $V_p$  is the peak value of the transition response,  $w$  is a  $PW50$  parameter defined as the width of the read-back signal  $g(t)$  at half of its peak amplitude, and a normalized recording density is  $ND = PW50/T$ , where  $T$  is the bit period. It can identify the density of the data. The dibit response can be defined as  $h(t) = g(t) - g(t-T)$ . In this research, we simulate the system with the effects of ISI, when the read-back signal in the magnetic recording system can be defined as

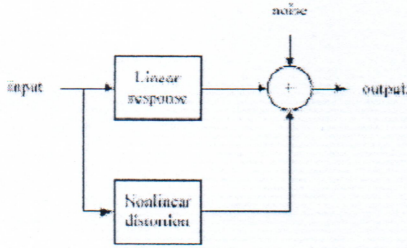


Fig. 1 A simple model of magnetic recording process with nonlinearity.

$$r(t) = \sum a_k h(t - kT) + n(t), \quad (2)$$

where  $n(t)$  is an additive white gaussian noise (AWGN) sequence. Figure 1 shows a simple model of the magnetic recording process which gets affected from nonlinear distortion and noise in a recording channel.

### III. NONLINEAR MAGNETIC RECORDING CHANNELS

Generally, the writing process in HDD is influenced from nonlinear distortion. An example of a nonlinear effect is NLTS, which occurs from a nonlinear distortion from a nearby location transition due to a magnetic interaction existence in the reading processes. A binary input sequence is a pseudorandom binary sequence (PRBS) [7] of length  $n = 2^L - 1$  and a primitive polynomial  $p(x)$  degree  $L$  is used for constructing the  $L$ -memory in the feed-back shift register. The Volterra model is used to describe the nonlinearity in the recording channel, when a nonlinear distortion is from an unknown nonlinear system, and is unpredictable. The Volterra model can be described by using the Volterra series that can represent the relationship between the input and output of a nonlinear system. A generic Volterra model can be shown in Fig.2.

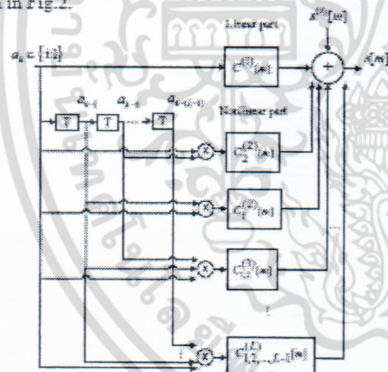


Fig. 2. Volterra model to describe recording channels with nonlinearity.

$$s[m] = s^{(0)}[m] + \sum_k a_k C^{(1)}[m - kT_b] + \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} C^{(2)}[m - kT_b] + \sum_k \sum_{d_1=1}^{L-2} \sum_{d_2=d_1+1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} a_{k-d_2} C^{(3)}[m - kT_b] + \dots + \sum_k a_k a_{k-1} \dots a_{k-(l-1)} C^{(l)}_{d_1, d_2, \dots, d_{l-1}}[m - kT_b] + \dots + \left( \sum_k \sum_{d_1=1}^{l-l+1} \dots \sum_{d_{l-1}=d_{l-2}+1}^{L-1} a_k a_{k-d_1} \dots a_{k-d_{l-1}} \right) \cdot C^{(l)}_{d_1, d_2, \dots, d_{l-1}}[m - kT_b], \quad l = \{2, \dots, L\}, \quad (3)$$

where we define any function  $q[m] = q(mT_s)$ ,  $T_s = T_b/p$  [8].  $T_s$  is a sampling interval,  $T_b$  is a bit interval and  $p$  is an integer greater than one.  $s[m]$  is an oversampled signal,  $a_k \in \{\pm 1\}$  is an input sequence,  $C^{(l)}_{d_1, d_2, \dots, d_{l-1}}$  is a Volterra kernel, where  $d_1, d_2, \dots, d_{l-1}$  are the a bit shift,  $L$  is the order of a Volterra kernel, and  $l \in \{2, \dots, L\}$ . The description of the output signal of nonlinear system with memory is described in terms of the input signal.

From [8] a read-back sensor's transfer function is used to show the nonlinearity in a writing process. The nonlinear transfer function can be described by the power series in

$$f(x) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k x^k (m) = c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots, \quad (4)$$

where  $s$  is the input and  $c_0, c_1, \dots$  are constants. Then, substituting (3) in (4) and focusing on the terms of polynomial up to a second order, the Volterra kernels  $s^{(0)}[m] = c_0$ , we obtain an independent term,  $C^{(1)}[m] = c_1 h[m]$  represented a linear part, and  $C^{(2)}[m] = 2c_2 h[m]h[m + dT_b]$ ,  $d = 1, 2, \dots, L-1$  is a nonlinear part in the recording channel.

### IV. TARGET AND EQUALIZER DESIGN

In this work, we design targets and equalizers by applying an MMSE method [9][10][11]. The designed system is introduced in Fig. 3. Let  $a_k$  be an input bit,  $n_k$  is an AWGN,  $S_k$  is a read-back signal with AWGN, and  $w_k$  is the difference between the equalizer output  $y_k$  and a target  $r_k$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

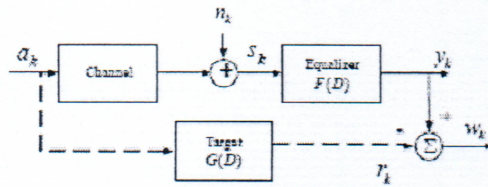


Fig. 3. A model of target and MMSE equalizer.

The mean-square error(MSE) can be computed from

$$E[w_k^2] = F^T R F + G^T A G - 2F^T P G, \quad (5)$$

where  $E[\cdot]$  is the expectation operator,  $[\cdot]^T$  represents the transpose operation,  $G = [g_{-k} \dots g_0 \dots g_k]^T$  and

$F = [f_{-k} \dots f_0 \dots f_k]^T$  be the target matrix and equalizer autocorrelation matrix, respectively. The matrix  $R$  is the autocorrelation matrix of the channel output  $s_k$ ,  $A$  is an autocorrelation matrix of the input data  $a_k$ , and  $P$  is the crosscorrelation matrix of the channel output  $s_k$  and the input data  $a_k$ . For the designed target and equalizer, we specify the target's length  $L$  and the number of taps in equalizer  $N = 2K + 1$ . Let  $\lambda$  be the Lagrange multiplication.

To minimize  $E[w_k^2]$  and avoid letting  $F = 0$  and  $G = 0$ , we compare the effects of the system by using the  $g_0 = 1$  constraint,  $g_1 = 1$  constraint and the fixed targets (PR1 and PR2). For the  $g_0 = 1$  constraint, let  $I$  be a vector  $I \times 1$  elements, so  $I = [1, 0, \dots, 0]^T$  and for the  $g_1 = 1$  constraint, let  $I = [0, 1, \dots, 0]^T$ . Then, the MSE is

$$E[w_k^2] = F^T R F + G^T A G - 2F^T P G - 2\lambda(I^T G - 1), \quad (6)$$

By letting (6) equals 0, we derive

$$\lambda = \frac{1}{I^T (A - P^T R^{-1} P)^{-1} I}, \quad (7)$$

$$G = \lambda (A - P^T R^{-1} P)^{-1} I, \quad (8)$$

and

$$F = R^{-1} P G. \quad (9)$$

## V. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSIONS

The system model in this experiment includes both linear and nonlinear effects in a writing process of HDD.

### A. PRBS with autocorrelation method

We create a PRBS input by using the polynomial  $p(x) = 1 + x^4 + x^7$  with degree 7, the sequence  $b_0, b_1, \dots$  is periodic, thus a feedback shift register is shown in Fig. 4. A period of this PRBS with  $n = 2^L - 1 = 2^7 - 1 = 127$ , is 10001001100010111010.... We will use an autocorrelation method to find the relationship among input bits. If the data bits are highly correlated, the result will have the peak value of 1. Figure 5 shows the autocorrelation of one period of the PRBS. From the simulation, the maximum value appears at a time lag of 127 bits. Therefore, our result shows the summation of our bit sequence which confirms that the period of 127 bits.

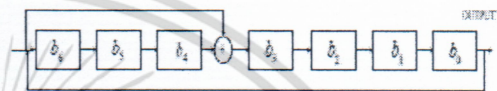


Fig. 4. A feedback shift register for the PRBS of degree 7.

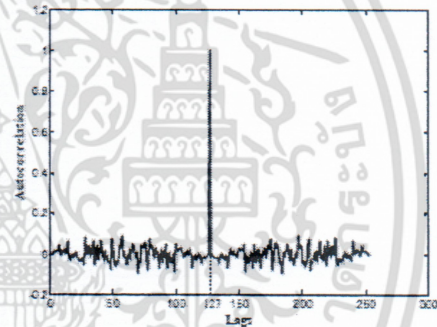


Fig. 5. An autocorrelation of one period of PRBS.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

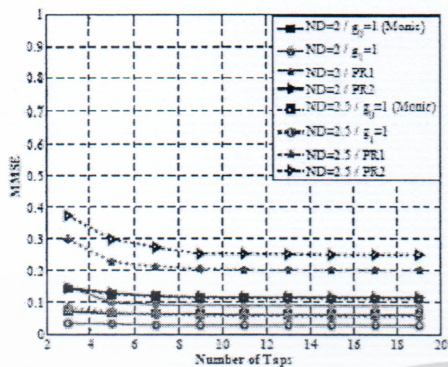


Fig. 6. The MMSE vs. the number of equalizer taps in a linear channel.

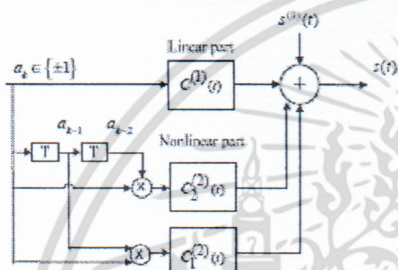


Fig. 7. The second-order Volterra Model for nonlinear reader response.

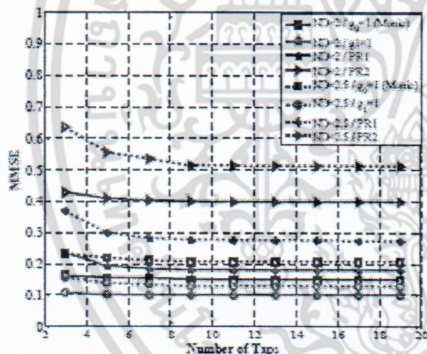


Fig. 8. The MMSE vs. the number of equalizer taps in the nonlinear channel.

**B. Performance of the magnetic recording systems with linear and nonlinearity.**

First, we compare the MMSE constraints that give the minimum MSE in the linear system, when the signal-to-

noise ratio (SNR) is  $SNR(dB) = 10 \log(E_b/N_0)$  where

$$N_0 = 2\sigma^2 \text{ and define } E_b = 1. \text{ Figure 6 compares the MMSE}$$

of various targets and the number of equalizer taps at ND = 2 and 2.5. The number of equalizer taps of all constraints are in the range of 3-19 taps. The cases of  $g_0 = 1$  and  $g_1 = 1$  constraints have the lower MMSE values than those of the fixed target. At ND = 2, the  $g_0 = 1$  constraint has the MMSE of 0.0611 and the  $g_1 = 1$  constraint has the MMSE of 0.0276. In addition, at ND = 2.5, the  $g_1 = 1$  constraint has the MMSE of 0.0548 as the  $g_0 = 1$  constraint gives the MMSE of 0.109, lower than fixed target constraint. The results show that the  $g_1 = 1$  constraint has the lowest MMSE when compared with the other constraints at the same ND. Note that we compare the performance of existing linear MMSE equalizers in the nonlinear channel, but these equalizers are not designed taking into account of the nonlinear coefficients.

The oversampled received signal through the 2nd-order Volterra model as shown in Fig. 7 without noise can be described by

$$z[m] = s^{(0)}[m] + \sum_k a_k C_d^{(1)}[m - kT_s] + \sum_k a_k a_{k-1} C_d^{(2)}[m - kT_s] + \sum_k a_k a_{k-2} C_d^{(2)}[m - kT_s] \quad (10)$$

where  $C_d^{(1)}[m] = c_d h[m]$  is referred to a linear part and let

$$c_d = 1, \text{ and } C_d^{(2)}[m] = 2c_d h[m]h[m + dT_s], d = 1, 2 \text{ presents}$$

the nonlinear part. Moreover, we design the MMSE equalizers in the nonlinear channel. Figure 8 compares the MMSE of various targets in the nonlinear channel by changing the number of equalizer taps. The fixed target constraint has higher MMSE than the others. At ND = 2, the  $g_0 = 1$  constraint has the MMSE of 0.1486, while the  $g_1 = 1$  constraint has the MMSE of 0.0995. For ND = 2.5, the  $g_0 = 1$  constraint has the MMSE of 0.2053 and the  $g_1 = 1$  constraint gives the MMSE value of 0.1283. If we compare the MMSE values of the linear channel with those of nonlinear channel for each constraint, the MMSE for the nonlinear channel increases at the same position of ND. The minimum MSE is preferable for both linear and nonlinear system due to the system error reduction. Next, we also compare  $g_0 = 1$  and  $g_1 = 1$  constraints at different levels of nonlinearity to observe the performance of the system. In the simulation, let  $c_2 = 0.05, 0.08, 0.1$  in order to define the various nonlinear

densities in this system. A block diagram of the system with nonlinearity and the read side is shown in Fig. 9.

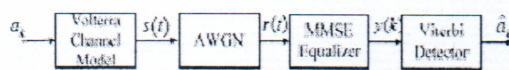


Fig. 9. A block diagram of a system affected from nonlinearity

From the simulation, we compare the BER performance with 2 MMSE constraints which are  $g_0=1$  and  $g_1=1$  constraint. For the  $g_0=1$  constraint, the selected target is [1.000 1.163 0.282], and the 11-tap equalizer is [-0.039 0.132 -0.297 0.569 -0.952 1.090 0.993 -0.379 0.147 -0.058]. For the  $g_1=1$  constraint, the target is [0.5389 1 0.54], and the 11-tap equalizer is [0.004 -0.002 0.004 -0.007 0.0082 -0.0087 1.133 -0.004 0.003 -0.002 0.006]. The BER performance of the system with nonlinearity is shown in Fig. 10.

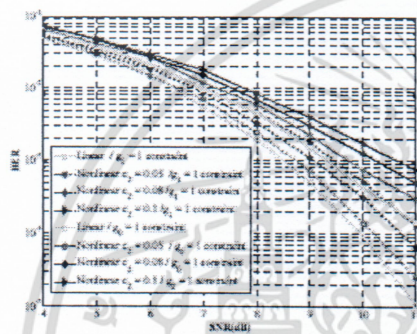


Fig. 10. BER of the system with linear and nonlinearity.

From Fig.10, compared to the linear system, a nonlinear system gets severely affected from nonlinearity. At the BER of  $10^{-3}$ , the SNR loss will be approximately 1 dB compared to the system without nonlinearity for both constraints. Moreover, the results show that the coefficients of the nonlinear parts affect the system performance. The larger the coefficients are, the worse the performance of the system gets, especially at the high SNRs. Evidently, the  $g_1=1$  constraint outperforms the  $g_0=1$  constraint.

## VI. CONCLUSIONS

In practice, the writing process is affected by both linear and nonlinear parts which are included in the read-back signal. In this work, we design the MMSE equalizers for the magnetic recording channels with nonlinearity in order to improve the system performance. In a second-order Volterra model, the MMSE equalizer with the  $g_1=1$  constraint gives the lowest MMSE value. Moreover, we compare the system performance of the recording systems with nonlinearity. The results show that higher nonlinearity levels leads to lower system performance.

## ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang and Seagate Technology (Thailand) Co., Ltd. Also, we would like to acknowledge the TRF-Master research grant, MRG555E101 from the Thailand Research Fund (TRF). It is additionally funded by Thailand Research Fund and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang under grant no. RSA5680055.

## REFERENCES

- [1] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear System*, Wiley, 1980.
- [2] P. Newby and R. Wood, "The Effects of Nonlinear Distortion on Class IV Partial Response," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-22, no.5, Sep. 1986.
- [3] R. Hermann, "Volterra Modeling of Digital Magnetic Saturation Recording Channels," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, no.5, Sep. 1990.
- [4] D. Palmer, J. Hong, D. Stanek and R. wood, "Characterization of the Read/Write Process for Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no.3, Mar. 1995.
- [5] V. Braun, "Dipulse-response Measurement of a Magnetic Recording Channel using Golay Complementary Sequence," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no.1, Jan. 1998.
- [6] B. Vasic and E.M. Kurtas, *Coding and Signal Processing for Magnetics Recording Systems*, CRC PRESS, 2005.
- [7] F. I. MacWilliams and N. J. A. Sloana, "Pseudo-Random Sequences and Arrays," *Proc. of the IEEE*, vol. 64, no. 12, Dec. 1976.
- [8] W.R. Eppler and I. Ozgunes, "Channel Characterization Method Using Dipulse Extraction," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 2, Feb. 2006.
- [9] S. Nabavi and B. V. K. Vijaya Kumar, "Two-Dimensional Generalized Partial Response Equalizer for Bit-Patterned Media," *Proc. IEEE International Conference Communication (ICC)*, pp.6349-6354, 2007.
- [10] P. Kovintavewat, I. Ozgunes, E. Kurtas, J.R. Barry and S. W. McLaughlin, "Generalized Partial-Response Targets for Perpendicular Recording with Jitter Noise," *IEEE Trans. Magn.*, vol.38, no.5, Sep. 2002.
- [11] P. Kovintavewat, *Signal Processing for Digital Data Storage Volume II: Receiver Design*, National Electronics and computer Technology Center (NECTEC), 2007.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล                      นางสาว อติตญา ศิริรุ่งสกุลวงศ์  
 วัน เดือน ปีเกิด                    7 มีนาคม 2533 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร  
 ที่อยู่                                    405 ลาดพร้าว ซอย 109 แขวง คลองจั่น  
   เขตบางกะปิ กรุงเทพมหานคร 10240  
 ประวัติการศึกษา                    2554 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
   สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

1. A. Sirirungsakulwong, N. Puttarak, and P. Supnithi, "Performance of Magnetic Recording Channels with Nonlinearity," 2013 Int. Workshop on Smart Info-Media Sys. in Asia (SISA 2013), Sept. 2013.
2. A. Sirirungsakulwong, N. Puttarak, and P. Supnithi, "Designed MMSE equalizers for nonlinear magnetic recording channels," Proc. 11<sup>th</sup> Int. Conf. Electrical Eng./Electronics, Comp., Telecomm. and Info. Tech. (ECTI-CON), pp. 1-5, May. 2014.
3. A. Sirirungsakulwong, N. Puttarak, and P. Supnithi, "Reduce - Nonlinear Effect on Magnetic Recording Channels Using MMSE Equalizers," accepted to publish on the ECTI transaction on Electrical Engineering, Electronics and Communications, 2015.