

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วิธีการเข้ารหัสสองมิติเพื่อลดผลกระทบการแทรกสอดระหว่างแพทริก  
ในช่องสัญญาณการบันทึกแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย

2D CODING SCHEME FOR ITI MITIGATION  
IN BIT-PATTERNED MEDIA RECORDING CHANNELS



T133787



อรรถสิทธิ์ อารยางกูร  
AUTTHASITH ARRAYANGKOOL

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 133787  
วัน,เดือน,ปี.. 3-0-๓๓๐...2557

b. 12644432  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบและข้อมูล  
วิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2557  
KMITL-2014-DS-D-001-01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2D CODING SCHEME FOR ITI MITIGATION IN BIT-PATTERNED MEDIA  
RECORDING CHANNELS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF PHILOSOPHY IN INFORMATION AND SYSTEM ENGINEERING  
COLLEGE OF DATA STORAGE INNOVATION  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2014

KMITL-2014-DS-D-001-01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2014

COLLEGE OF DATA STORAGE INNOVATION

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หัวข้อวิทยานิพนธ์

วิธีการเข้ารหัสสองมิติเพื่อลดผลกระทบการแทรกสอดระหว่างแทร็กในช่องสัญญาณการบันทึกแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย

นักศึกษา

นาย อรรถสิทธิ์ อารยางกูร

รหัสประจำตัว

54690151

ปริญญา

ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบและข้อมูล

พ.ศ.

2557

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ดร.ชานนท์ วริสาร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์

### บทคัดย่อ

ในการช่องสัญญาณการบันทึกแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (บีพีเอ็มอาร์) การแทรกสอดสองมิติที่ประกอบไปด้วยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ไอเอสไอ) และการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (ไอทีไอ) กลายเป็นปัญหาใหญ่เนื่องจากจากระยะระหว่างแทร็คและระยะระหว่างบิตแคบ โดยการแทรกสอดสองมิตินี้สามารถส่งผลกระทบได้สองแบบคือ แบบส่งเสริมสัญญาณ และแบบลดทอนสัญญาณ ทางหนึ่งที่จะหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอนสัญญาณ คือการเข้ารหัสลำดับข้อมูลก่อนการบันทึก โดยทั่วไปวิธีการเข้ารหัสสองมิติแบบดั้งเดิมต้องการบิตเกินจำนวนมาก ดังนั้นจึงมีอัตรารหัสที่ต่ำและทำให้ลดความจุในการบันทึกข้อมูล รวมถึงใช้ได้เฉพาะช่องสัญญาณที่มีโอเวอร์ชูดเท่านั้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติแบบใหม่บนช่องสัญญาณที่ปราศจากโอเวอร์ชูดโดยมีอัตรารหัสที่สูง เช่น วิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลแบบก่อนการบันทึก หรืออาร์บีพี และวิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลแบบก่อนการบันทึกหลายแทร็ค หรือเอ็มอาร์บีพี โดยการเลื่อนลำดับข้อมูลในแต่ละแทร็ค แม้ว่าสองวิธีการนี้จะสามารถพัฒนาประสิทธิภาพของระบบได้ แต่เนื่องจากมีความซับซ้อนสูง เราจึงพัฒนาการเข้ารหัสมอดดูเลชันแบบ 4/5, 5/6, 8/9 และ 6/9 ที่มีความซับซ้อนต่ำโดยใช้การดูตาราง ซึ่งผลการจำลองชี้ให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถพัฒนาประสิทธิภาพได้อย่างชัดเจนเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการเข้ารหัสที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	2D Coding Scheme for ITI Mitigation in Bit-patterned Media Recording Channels
Student	Mr. Autthasith Arrayangkool
Student ID.	54690151
Degree	Doctor of Philosophy
Program	Information and System Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Dr.Chanon Warisarn
Thesis Co-advisor	Assoc.Prof.Dr.Piya Kovintavewat

## ABSTRACT

In bit-patterned magnetic recording (BPMR) channels, two-dimensional (2D) interference consisting of inter-track interference (ITI) and inter-symbol interference (ISI) becomes a major impairment due to the small bit and track pitches. The 2D interference can cause both constructive and destructive effects. One way to alleviate the destructive effect is to encode the data sequence before recording. In general, two-dimensional coding scheme requires many redundant bits, thus lowering the code rate. This thesis proposes novel 2D coding schemes with high code rate to combat the destructive effects. Specifically, the recorded-bit patterning scheme (RBP) and multi-tracks recorded-bit patterning scheme (M-RBP) can improve the data patterns by circular shift method. Although they can improve the channel performance, but they still have high complexity. Therefore, we proposed the 4/5, 5/6, 7/9 and 6/9 modulation codes providing lower complexity with table lookup method. Simulation results indicate that the proposed scheme can provide a significant performance improvement if compared to the system without coding.

## กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยและวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณา ความตั้งใจและทุ่มเท จากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ชานนท์ วริสาร และ รศ.ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์ ที่ให้ความช่วยเหลือให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้ มุมมอง และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่านของข้าพเจ้าเป็นอย่างสูง ขอขอบพระคุณกรรมการสอบวัดคุณสมบัติ สอบหัวข้อและโครงร่างวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะ จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ ขอขอบพระคุณอาจารย์ในคณะทุกท่านที่ได้ให้ความรู้ คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางหลากหลายด้านสิ่งที่ทุกท่านได้แนะนำหรือสั่งสอนล้วนเป็นประโยชน์กับงานวิจัยนี้และการใช้ชีวิตของข้าพเจ้าไม่มากก็น้อย ขอขอบพระคุณวิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล และมหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม ที่ให้การสนับสนุนการวิจัยนี้ ขอขอบคุณพี่กบ พี่ศักดิ์ พี่นะ พี่ลิน พี่เบิร์ด พี่ไบโอ พี่ต้อม รวมทั้งอาจารย์และพี่ ๆ น้อง ๆ ใน SP-DSRU ทุกท่าน สำหรับความรู้ มุมมองแนวคิดใหม่ ๆ คำแนะนำ ความคิด คำปรึกษาที่มีค่า รวมถึง ความหวังดี ความเชื่อใจ น้ำใจ การแบ่งปัน และมิตรภาพดี ๆ ที่ข้าพเจ้ามีอาจลืมและจะรักษาไว้อย่างดี ขอขอบคุณ ที่เป็นเสมือนคู่คิดและเป็นกำลังใจที่ติดลมมาสุดท้ายต้องขอขอบคุณบิดามารดาและน้องชายทั้งสองที่เป็นทุกอย่างของข้าพเจ้า คอยให้คำปรึกษา คอยช่วยเหลือ คอยให้ความรัก กำลังใจ และอยู่ด้วยกันเสมอไม่ว่าจะสุขหรือทุกข์

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

อรุณสิทธิ์ อารยางกูร

# สารบัญ

หน้าที่

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	2
1.3 สมมติฐานในการวิจัย.....	2
1.4 ทฤษฎีและแนวคิดในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย.....	4
2.2 สรุปทฤษฎีและหลักการ.....	10
บทที่ 3 ปัญหาและแนวทางในการแก้ปัญหา.....	11
3.1 การแทรกสอดสองมิติ.....	11
3.2 แนวทางในการแก้ปัญหการแทรกสอดสองมิติ.....	14
3.2.1 การออกแบบอ็ควอไลเซอร์แบบสองมิติ.....	14
3.2.2 การออกแบบวงจรตรวจหาแบบสองมิติ.....	18
3.2.3 การออกแบบการเข้ารหัสข้อมูลแบบทั่วไป.....	23
3.3 สรุปปัญหาและแนวทางในการแก้ปัญหา.....	28
บทที่ 4 วิธีการเข้ารหัสมอดดูเลขชั้นสองมิติ.....	30
4.1 วิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึก.....	30
4.2 วิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึกหลายแตรีก.....	35
4.3 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 4/5.....	44
4.4 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 5/6.....	48
4.5 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 8/9.....	52
4.6 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 6/9.....	59
4.7 การเปรียบเทียบวิธีการเข้ารหัสมอดดูเลขชั้นสองมิติที่นำเสนอ.....	63
4.8 สรุปวิธีการเข้ารหัสมอดดูเลขชั้นสองมิติ.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้าที่
บทที่ 5 สรุป.....	66
เอกสารอ้างอิง.....	67
ภาคผนวก.....	70
ประวัติผู้เขียน.....	94



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้าที่
4.1 รูปแบบข้อมูลแบบลดทอน.....	33
4.2 ความซับซ้อนและอัตราการหีสเทียบกับขนาดของช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่ง.....	40
4.3 ตัวอย่างค่าน้ำหนัก.....	41
4.4 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 4/5.....	45
4.5 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 5/6.....	49
4.6 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 8/9.....	53
4.7 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 6/9.....	60
4.8 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการเข้ารหัสที่นำเสนอ.....	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้าที่
2.1	โครงสร้างของสื่อบันทึกข้อมูลของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย ..... 4
2.2	โครงสร้างของหัวอ่านแบบ MR และเกาะแม่เหล็ก ..... 5
2.3	ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติของกลุ่มแม่เหล็ก..... 6
3.1	การแทรกสอดสองมิติ ..... 11
3.2	รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชุตในแต่ละกรณี ..... 12
3.3	รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่ไม่มีโอเวอร์ชุตในแต่ละกรณี..... 13
3.4	รูปแบบสัญญาณอ่านกลับของแบบจำลองสื่อดีไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่องในแต่ละกรณี ..... 14
3.5	แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับการออกแบบทาร์เก็ตสองมิติและอีควอไลเซอร์สองมิติ ..... 15
3.6	แบบจำลองช่องสัญญาณแบบสมมูล ..... 19
3.7	คำอธิบายแผนภาพเทรลลิส..... 19
3.8	แผนภาพเทรลลิสของช่องสัญญาณ PR4 ..... 20
3.9	ขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมวีเทอร์บีหนึ่งมิติ..... 21
3.10	การเปลี่ยนแปลงสถานะในหนึ่งเส้นทางสาขาของแผนภาพเทรลลิส ..... 23
3.11	แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส 7/9..... 24
3.12	แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติของ Shao..... 25
3.13	คำรหัสของการเข้ารหัสด้วยอัตรารหัส 4:6 ..... 27
3.14	การศึกษาผลกระทบของการแทรกสอดสองมิติเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลเพิ่มขึ้น .... 28
4.1	แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกบิตแพตเทิร์นมีเดียพร้อมอัลกอริทึม RBP..... 31
4.2	วิธีการ RBP ที่นำเสนอ..... 33
4.3	ประสิทธิภาพ RBP ด้าน BER ที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 % ..... 35
4.4	ประสิทธิภาพ RBP ด้าน SNR กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่ BER $10^{-4}$ ..... 35
4.5	แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกบิตแพตเทิร์นมีเดียพร้อมอัลกอริทึม M-RBP..... 36
4.6	วิธีการ M-RBP ที่นำเสนอ ..... 37
4.7	ประสิทธิภาพ M-RBP ด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 % ..... 38
4.8	ประสิทธิภาพ M-RBP ด้าน SNR กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่ BER $10^{-4}$ ..... 39
4.9	ประสิทธิภาพ M-RBP ด้านความซับซ้อนและอัตรารหัสเมื่อ 1 แทร็กมีขนาด 1344 บิต ..... 39
4.10	ผลการเปรียบเทียบ 3 วิธีการในการหาค่าน้ำหนักสะสม ..... 42
4.11	ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล 2 และ 3 Tb/in <sup>2</sup> ..... 42
4.12	ประสิทธิภาพด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 % ..... 43
4.13	ประสิทธิภาพด้านSNRกับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่BER $10^{-4}$ ..... 43
4.14	แบบจำลองช่องสัญญาณและการเข้ารหัสแบบ 4/5 ..... 44
4.15	ประสิทธิภาพของรหัส 4/5 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ ..... 47
4.16	ประสิทธิภาพของรหัส 4/5 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล ..... 47

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้าที่
4.17 ภาพรวมระบบของการเข้ารหัส 5/6.....	48
4.18 รูปแบบการเข้ารหัส 5/6 โดย .....	48
4.19 รูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นคีย์ของการเข้ารหัส 5/6 .....	50
4.20 ประสิทธิภาพของรหัส 5/6 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ.....	51
4.21 ประสิทธิภาพของรหัส 5/6 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล .....	52
4.22 รูปแบบการเข้ารหัส 8/9.....	53
4.23 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคีย์ที่ 1 ของการเข้ารหัส 8/9 .....	54
4.24 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคีย์ที่ 2 ของการเข้ารหัส 8/9 .....	56
4.25 ประสิทธิภาพของรหัส 8/9 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ.....	58
4.26 ประสิทธิภาพของรหัส 8/9 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล .....	59
4.27 รูปแบบการเข้ารหัส 6/9 โดย (a) ข้อมูลอินพุต 6 บิตถูกแปลงเป็น (b) คีย์ 9 บิต .....	60
4.28 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคีย์ของการเข้ารหัส 6/9.....	61
4.29 ประสิทธิภาพของรหัส 6/9 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ.....	62
4.30 ประสิทธิภาพของรหัส 6/9 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล .....	63

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

เพื่อให้ก้าวทันความต้องการของการใช้พื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในปัจจุบัน ดังนั้นความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล (areal density: AD) จำเป็นต้องถูกทำให้เพิ่มมากขึ้นเพื่อรองรับความต้องการดังกล่าวในอนาคต แต่เนื่องด้วยข้อจำกัดซูเปอร์พาราแมกเนติก (super paramagnetic limitation) [1] ทำให้การบันทึกเชิงแม่เหล็กจำเป็นต้องอาศัยเทคโนโลยีใหม่ที่ทำให้เพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลได้ ระบบการบันทึกข้อมูลแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (bit-patterned magnetic recording : BPMP) หรือระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก [1] เป็นหนึ่งในเทคโนโลยีที่เป็นไปได้สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในยุคต่อไป ที่คาดว่าจะสามารถเพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลได้สูงสุดถึง 4 เทราบิตต่อตารางนิ้ว ( $Tb/in^2$ ) ด้วยความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลที่สูงขึ้นจึงส่งผลให้ระยะห่างระหว่างเกาะข้อมูล (bit island) ทั้งในทิศทางตามแนวขวางแทร็กและตามแนวแทร็กยิ่งใกล้กันมากขึ้น ดังนั้นสิ่งหนึ่งที่จะเกิดขึ้นนั่นก็คือการแทรกสอดสองมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference : ISI) และการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (inter-track interference : ITI) [2-10] โดยผลกระทบของทั้งสองเหตุการณ์นี้ส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบการบันทึกข้อมูลลดลงอย่างชัดเจน

โดยทั่วไปผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติสามารถเป็นไปได้ทั้งแบบส่งเสริม (constructive) และแบบลดทอน (destructive) ซึ่งทั้งสองกรณีสามารถตรวจสอบได้โดยการสังเกตจากรูปแบบคลื่นสัญญาณอ่านกลับ (read back signal waveform) เทียบกับบิตข้อมูลที่ถูกบันทึกในกรณีที่เกิดการแทรกสอดสองมิติแบบส่งเสริมนั้นค่าแอมพลิจูด (amplitude) ของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลาง (center bit) จะมีระดับที่เพิ่มสูงขึ้น (มากกว่าในกรณีที่เป็นบิตข้อมูลเดี่ยว) เช่นในกรณีที่บิตข้อมูล '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิตข้อมูล '1' ซึ่งกรณีนี้ถือได้ว่าเป็นกรณีที่ดีที่สุด ในขณะที่บิตข้อมูล '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิต '-1' นั้นพบว่าค่าแอมพลิจูดของบิตกลางจะลดต่ำลง เราเรียกเหตุการณ์เช่นนี้ว่าการแทรกสอดสองมิติที่เป็นแบบลดทอนซึ่งเป็นสิ่งที่ควรหลีกเลี่ยง

เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอน ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้มีการนำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติ [2] ที่มีอัตรารหัส 7/9 โดยรหัสสองมิตินี้ได้ถูกออกแบบเพื่อหลีกเลี่ยงบางกรณีที่ทำให้เกิดการแทรกสอดแบบลดทอนด้วยวิธีการแทรกบิตเกินลงไปในตำแหน่งที่ระบุเอาไว้ในอาร์เรย์ขนาด  $3 \times 3$  แต่เนื่องด้วยวิธีการเข้ารหัสนี้ต้องแลกมาด้วยบิตเกิน (redundant bit) ที่ไม่มีความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาด ดังนั้น Shao และคณะ [3] ได้นำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติแบบใหม่ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกที่สัญญาณอ่านกลับมีโอเวอร์ชูต (overshoot) ที่อัตรารหัส 5/6 ซึ่งมีจำนวนบิตเกินที่ต่ำกว่าและมีประสิทธิภาพที่ดีกว่ารหัสสองมิติที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้เราพิจารณาระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกที่สัญญาณอ่านกลับที่ปราศจากโอเวอร์ชูต พร้อมทั้งนำเสนอการเข้ารหัสสองมิติด้วยเช่นกัน อาทิเช่น วิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึก (recorded-bit patterning: RBP) [4] ได้ถูกนำเสนอด้วยอัตรารหัสสูงเพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอนซึ่งถูก

นำเสนอให้ใช้งานร่วมกับแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ 3 แทร็กโดยมีการด์แบนด์ (guard band) คั่นระหว่างแทร็กทั้งสาม อย่างไรก็ตามเพื่อเพิ่มสมรรถนะของการเข้ารหัสเราได้นำเสนอวิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึกแบบหลายแทร็ก (a multi-tracks recorded-bit patterning: M-RBP) [5] ซึ่งจะใช้งานบนแบบจำลองช่องสัญญาณหลายแทร็กที่ไม่มีการกัลดแบนด์คั่นระหว่างแทร็กซึ่งเป็นการเพิ่มความจุในการบันทึกข้อมูลอีกทางหนึ่ง ด้วยวิธีการหมุน (rotate) หรือการเลื่อนข้อมูลแบบวน (circular shift) เพื่อหารูปแบบบิตข้อมูลที่ดีที่สุดในแง่ที่ไม่ก่อให้เกิดการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอนด้วยการช่วยเหลือจากตารางข้อมูล (look-up table) ก่อนจะบันทึกข้อมูลที่มีรูปแบบข้อมูลที่เหมาะสมลงบนสื่อบันทึกข้อมูลต่อไป ยิ่งไปกว่านั้น งานวิจัยนี้ยังนำเสนอการเข้ารหัสรูปแบบใหม่ [9,10] ที่มีอัตรารหัส 4/5, 5/6, 8/9 และ 6/9 ที่มีความซับซ้อนต่ำและให้ประสิทธิภาพในด้านอัตราบิตผิดพลาด (bit error rate: BER) ที่ดีขึ้นอีกด้วย

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. ศึกษาผลกระทบและลักษณะของการเกิดการแทรกสอดสองมิติที่เกิดขึ้นในการบันทึกเชิงแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลสูง
2. ศึกษาและค้นหาเงื่อนไขที่เหมาะสมในการออกแบบการเข้ารหัส
3. ศึกษาและพัฒนาโครงสร้างและวิธีการเข้ารหัสเพื่อลดผลกระทบของการแทรกสอดสองมิติอย่างมีประสิทธิภาพและมีสมรรถนะดีขึ้น ทั้งในด้าน BER, อัตรารหัส (code rate) และความซับซ้อน (complexity)
4. วิเคราะห์ประสิทธิภาพ, เปรียบเทียบและสรุปผลของรูปแบบการเข้ารหัสที่นำเสนอทั้งหมด เพื่อเป็นแนวทางแก่ผู้สนใจการพัฒนาการเข้ารหัสสองมิติในอนาคต

## 1.3 สมมติฐานในการวิจัย

จากการศึกษาหลักการทำงานของระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก พบว่าในการอ่านบิตข้อมูลที่เรสนใจนั้น สัญญาณอ่านกลับจะถูกแทรกสอดโดยบิตที่อยู่ติดกันทั้งในแนวขวางแทร็กและแนวตามแทร็ก ทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตที่เรสนใจที่ได้ออกมาอาจจะถูกทำให้เพิ่มขึ้นหรือลดลง ซึ่งกรณีที่แอมพลิจูดของสัญญาณที่ถูกลดทอนลงนี้จะทำให้เกิดความผิดพลาดได้ง่ายในการตรวจหาลำดับข้อมูลของวงจรตรวจหาที่ภาครับ ดังนั้นสมมติฐานของงานวิจัยนี้คือ ถ้ามีรูปแบบการเข้ารหัสที่ทำการห้ามหรือหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลที่ลดทอนสัญญาณเหล่านี้ไม่ให้ถูกบันทึกในระบบได้ก็จะช่วยให้อัตราบิตผิดพลาด ในกระบวนการอ่านกลับนั้นลดลง กล่าวคือรูปแบบการเข้ารหัสนี้จะสามารถลดผลกระทบของการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอนลงได้นั่นเอง

นอกจากนั้นการที่ห้ามหรือหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลที่ลดทอนสัญญาณนั้น ทำให้รูปแบบข้อมูลที่ส่งเสริมสัญญาณเกิดขึ้นได้มากขึ้นไปโดยปริยาย นั่นจึงหมายความว่าสัญญาณที่ได้สามารถทนทานต่อสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise: AWGN) หรือสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึก (media noise) ได้ดีอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.4 ทฤษฎีและแนวคิดในการวิจัย

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาเทคโนโลยีของช่องสัญญาณอ่านเขียนของการบันทึกข้อมูลที่มีความหนาแน่นสูง ไม่ว่าจะเป็นเทคโนโลยีการการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (bit-patterned media recording: BPMP) และทำการทดสอบลักษณะการเกิดการแทรกสอดสองมิติของรูปแบบข้อมูลต่างๆ รวมทั้งการแก้ปัญหาการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอน ซึ่งทำให้สามารถกำหนดเงื่อนไขของรูปแบบข้อมูลที่ต้องหลีกเลี่ยงและสามารถนำเอาเงื่อนไขมาออกแบบเป็นการเข้ารหัสสองมิติด้วยวิธีการที่หลากหลายรวมถึงการถอดรหัสของแต่ละวิธีการ เช่น การอ้างอิงจากตาราง การเลื่อนลำดับข้อมูล หรือการใช้ระยะทางแบบยูคลิด (Euclidean distance) จากนั้นทำการทดสอบประสิทธิภาพของแต่ละวิธีการ

## 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ การออกแบบการเข้ารหัสสองมิติด้วยหลายวิธีการที่สามารถหลีกเลี่ยงหรือห้ามการบันทึกรูปแบบข้อมูลแบบลดทอน จากนั้นทำการทดสอบประสิทธิภาพโดยการจำลองในโปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาด เพื่อเปรียบเทียบกันของการเข้ารหัสแต่ละแบบและระบบที่ไม่มีการเข้ารหัสด้วย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังนี้

### บทที่ 1

อธิบายถึงที่มาและความสำคัญของปัญหา, ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย, สมมติฐานในการวิจัย, ทฤษฎีและแนวคิดในการวิจัย

### บทที่ 2

อธิบายถึงทฤษฎีและหลักการ ได้แก่ หลักการทำงานพื้นฐานและแบบจำลองของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์น, และแบบจำลองช่องสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง

### บทที่ 3

อธิบายการแทรกสอดแบบสองมิติในการบันทึกเชิงแม่เหล็ก พร้อมทั้งอธิบายผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการแทรกสอดดังกล่าว, การทำงานของวงจรปรับเท่า (equalization), หลักการตรวจหาข้อมูล (detection) และวิธีการเข้ารหัสสองมิติที่มีอยู่เดิม (conventional 2D coding)

### บทที่ 4

อธิบายถึงการวิธีการเข้ารหัสสองมิติที่นำเสนอและผลการทดลอง รวมถึงพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง โดยนำมาเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการเข้ารหัส

### บทที่ 5

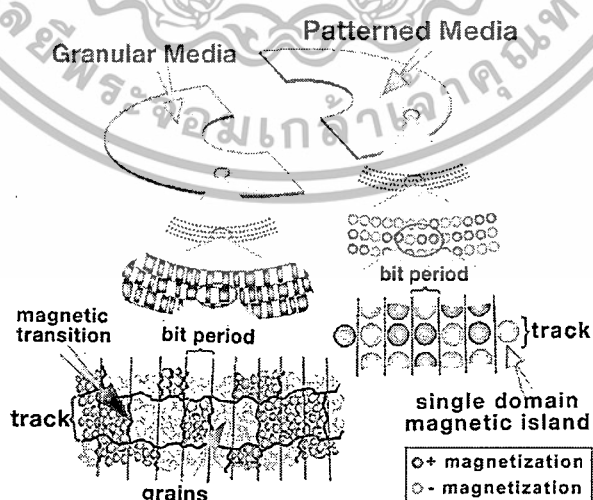
สรุปผลและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (bit-patterned media recording: BPMR), แบบจำลองช่องสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง และกล่าวถึงกระบวนการอ่านและเขียนข้อมูล เพื่อให้เข้าใจในภาพรวมของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กมากยิ่งขึ้น

### 2.1 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (bit-patterned media recording: BPMR)

ในปัจจุบันการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก (magnetic recording) มีความต้องการในการเพิ่มปริมาณความจุให้มากขึ้นและหลีกเลี่ยงผลกระทบของข้อจำกัดซูบเปอร์พาราแมกเนติก [1] ที่เป็นอุปสรรคต่อการเพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลในการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (perpendicular magnetic recording) ผู้พัฒนาจึงได้พยายามพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อเพิ่มความจุสำหรับการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (hard disk drive) ให้เพิ่มความจุได้มากกว่า 1 เทระบิตต่อตารางนิ้ว ( $Tb/in^2$ ) เทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย หรือการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก (bit-patterned media recording: BPMR) เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่มีจุดประสงค์ในการเพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลสำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 โครงสร้างของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียมีการจัดสรรพื้นที่สำหรับเก็บบิตข้อมูล (bit area) ที่มีรูปแบบเป็นเกาะแม่เหล็ก (magnetic island) ที่มีรูปทรง, ขนาดและตำแหน่งที่ค่อนข้างแน่นอนโดยมีหน่วยเป็นนาโนเมตร (nanometer) [11]



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสื่อบันทึกข้อมูลของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย [11]

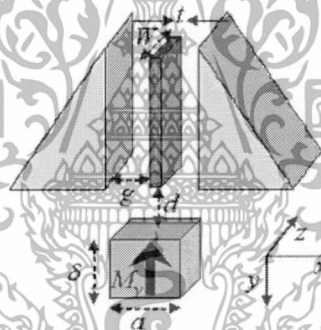
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกระบวนการอ่านข้อมูล หัวอ่านจะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็ก ณ ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนสถานะภาพความเป็นแม่เหล็ก ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณพัลส์แรงดันไฟฟ้า เหนี่ยวนำในขดลวด ตามกฎของฟาราเดย์ (Faraday's law) ซึ่งหัวอ่านจะให้แรงดันไฟฟ้า คือ  $V = -N \frac{d\phi}{dt}$  โดยที่  $N$  คือ จำนวนขดลวด และ  $\phi$  คือ ฟลักซ์สัญญาณ

ในแบบจำลองผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติที่ใช้หัวอ่านแบบ MR (magneto-resistive) แรงดันไฟฟ้าอ่านกลับจะเป็นสัดส่วนกับฟลักซ์สัญญาณ ณ บริเวณพื้นผิวของ ABS (air-bearing surface) จึงสามารถเขียนสมการที่ 2.1 ได้ดังนี้ [12]

$$V_{MR}(x, y) = C\phi(x, z) \quad (2.1)$$

รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างหัวอ่านแบบ MR และเกาะแม่เหล็กแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส เมื่อ  $V_{MR}$  คือ แรงดันไฟฟ้าอ่านกลับ,  $C$  คือ ค่าคงที่,  $\phi$  คือ ฟลักซ์แม่เหล็ก และ  $a$  คือ ความยาวของเกาะแม่เหล็ก,  $\delta$  คือ ความสูงของเกาะแม่เหล็ก,  $d$  คือ ระยะการบินของหัวอ่าน,  $g$  คือ ความกว้างของช่องว่างระหว่างฉนวนและชิ้นส่วนของหัวอ่าน MR,  $l$  คือ ความหนาของชิ้นส่วนหัวอ่าน MR และ  $W$  คือ ความกว้างของชิ้นส่วนหัวอ่าน MR



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของหัวอ่านแบบ MR และเกาะแม่เหล็ก [12]

หลักการตอบสนองฟลักซ์แม่เหล็กสามารถถูกเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\phi(x, y) = \mu_0 \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_{-d}^{d+\delta} \int_{-\alpha}^{\alpha} \frac{H_y(x', y', z')}{i} M_y(x' - x, y', z' - z) dx' dy' dz' \quad (2.2)$$

เมื่อ  $\mu_0$  คือ สภาพซึมผ่านได้ของช่องว่างอิสระ (free space),  $i$  คือ กระแสในขดลวดจินตภาพ,  $H_y$  คือ สนามแม่เหล็กหัวอ่านที่เกิดจากขดลวดจินตภาพ,  $M_y(x, y, z)$  คือ สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึก (media magnetization),  $y$  คือ ทิศทางในแนวตั้งฉากกับสื่อบันทึก ดังนั้นสภาพความเป็นแม่เหล็กแบบแนวตั้ง การปริพันธ์ของผลตอบสนองสามารถแสดงได้ในรูปศักย์สนามแม่เหล็ก ( $\psi$ ) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathcal{O}(x, y) = \frac{\mu_0}{i} \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_d^{d+\delta} \int_{-\alpha}^{\alpha} \frac{\partial \psi(x', y', z')}{\partial y'} M_y(x'-x, y', z'-z) dx' dy' dz' \quad (2.3)$$

$$\text{หรือ } \mathcal{O}(x, y) = \frac{\mu_0}{i} \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_d^{d+\delta} \int_{-\alpha}^{\alpha} \psi(x', y', z') \left[ \frac{\partial M_y(x', y', z')}{\partial y'} \right] dx' dy' dz' \quad (2.4)$$

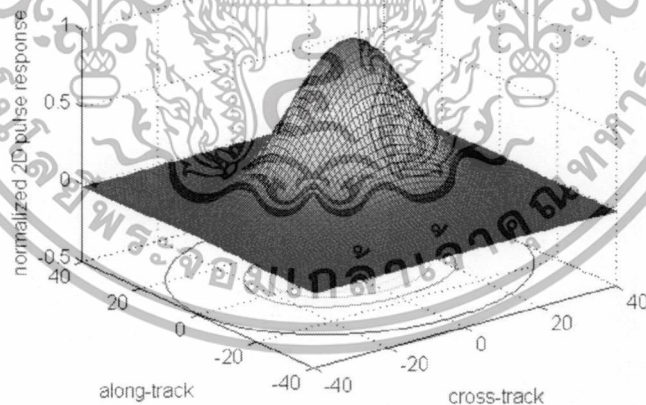
โดยเพื่อความง่ายจึงกำหนดให้หัวอ่านเคลื่อนที่แบบไม่มีการสั่นทำให้ระยะการบินในแนวตั้งหรือแนวแกน  $y$  นั้นคงที่

เมื่อทราบว่าสภาพความเป็นแม่เหล็กแบบแนวตั้ง มีค่าเท่ากับค่าคงตัว  $M$  เฉพาะบริเวณที่เป็นกลุ่มแม่เหล็ก ดังนั้นสมการที่ 2.4 เขียนได้ดังนี้

$$V(x, z) = C \int_{x-\alpha/2}^{x+\alpha/2} \int_{z-\alpha/2}^{z+\alpha/2} M(x'-x, y', z'-z) \{\psi(x', d, z') - \psi(x', d+2\delta, z')\} dx' dz' \quad (2.5)$$

เมื่อ  $M(x, y, z) = \begin{cases} M(\text{media magnetization}), & x, z \in \text{island} \\ 0, & \text{else} \end{cases}$  และ  $C$  คือ ค่าคงที่

จากสมการสามารถซึ่งสมการนี้สามารถนำไปใช้หาค่าสัญญาณอ่านกลับในระบบบันทึกข้อมูลแบบแม่เหล็กนั่นเอง โดยที่  $\psi$  หาค่าได้จากการสร้างผลตอบสนองของสัญญาณพัลส์แบบสองมิติสำหรับรูปทรงของหัวอ่านและกลุ่มแม่เหล็กได้ดังนี้



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติของกลุ่มแม่เหล็กขนาด  $a=11$  นาโนเมตร,  $\delta=10$  นาโนเมตร และ  $d=10$  นาโนเมตร [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบ บิตแพตเทิร์นมีเดียสามารถประมาณค่าสัญญาณพัลส์ให้เป็นเกาส์เซียนแบบสองมิติ เขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้

$$P(x, z) = A \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[ \frac{x^2}{W_x^2} + \frac{z^2}{W_z^2} \right] \right\} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $P(x, z)$  คือ ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ,  $A$  คือ แอมพลิจูด(amplitude) สูงสุดมีค่าเท่ากับ 1,  $x$  คือ ระยะห่างในแนวตามแทร็ก (along track),  $z$  คือระยะห่างในแนวขวาง แทร็ก (across track),  $W_x$  คือ ค่า  $PW50_x$  (ความกว้างของพัลส์ที่แอมพลิจูด50%) ของสัญญาณ พัลส์ในแนวตามแทร็ก,  $W_z$  คือ  $PW50_z$  ของสัญญาณพัลส์ในแนวขวางแทร็ก

$$W_x = \frac{\text{along-trackPW50}}{2.3548} \quad (2.7)$$

$$W_z = \frac{\text{across-trackPW50}}{2.3548} \quad (2.8)$$

สัญญาณรบกวนสื่อบันทึก (media noise) เกิดขึ้นได้จากความไม่แน่นอนของสภาพความ เป็นแม่เหล็กในสื่อบันทึก หรือเกิดจากการผันผวนของเกาะแม่เหล็ก ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่ ก่อให้เกิดผลกระทบต่อระบบช่องสัญญาณมากที่สุดและมีผลให้สมรรถนะของระบบลดลง โดยระบบ การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียสามารถจะเกิดสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกได้จาก 5 สาเหตุ [12] ดังต่อไปนี้ ความผันผวนของตำแหน่ง (position fluctuation) ความผันผวนของขนาด (size fluctuation) ความผันผวนของความหนา (thickness fluctuation) ความผันผวนของรูปร่าง (shape fluctuation) และการแมกนีไทเซชัน (magnetization) อย่างไรก็ตามในระบบการบันทึก ข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียจะพบสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกที่เป็นความผันผวนของ ตำแหน่ง และความผันผวนของขนาดมากที่สุด [12]

สัญญาณรบกวนสื่อบันทึกในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียที่ เกิดจากความผันผวนของตำแหน่ง สามารถเขียนได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$P(x, z) = (A + \Delta_a) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[ \left( \frac{x + \Delta_x}{c(W_x + \Delta_{W_x})} \right)^2 + \left( \frac{z + \Delta_z}{c(W_z + \Delta_{W_z})} \right)^2 \right] \right\} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $P(x, z)$  เป็นผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ  $A$  คือแอมพลิจูดสูงสุดมีค่า เท่ากับ 1,  $x$  คือ ระยะห่างในแนวตามแทร็ก,  $z$  คือ ระยะห่างในแนวขวางแทร็ก,  $\Delta_x$  คือ ความผัน ผวนของตำแหน่งตามแนวแทร็ก,  $\Delta_z$  คือ ความผันผวนของตำแหน่งตามแนวขวางแทร็ก,  $W_x$  คือ ค่า  $PW_{50_x}$  หรือความกว้างพัลส์ที่แอมพลิจูดครึ่งหนึ่งในแนวตามแทร็ก,  $W_z$  คือ ค่า  $PW_{50_z}$  หรือความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือมีการสงวนลิขสิทธิ์เท่านั้น เมื่อผู้ถูกสงวนลิขสิทธิ์หรือเจ้าของลิขสิทธิ์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว้างพัลส์ที่แอมพลิจูดครึ่งหนึ่งในแนวขวางแทร์ก,  $\Delta_a$  คือ ความผันผวนของแอมพลิจูด,  $\Delta_{w_x}$  คือ ความผันผวนของ  $PW_{50}$  ในแนวตามแทร์ก และ  $\Delta_{w_z}$  คือ ความผันผวนของ  $PW_{50}$  ในแนวขวางแทร์ก และค่าคงที่  $c=1/2.3548$  คือ ค่าคงที่จากความสัมพันธ์ระหว่าง  $PW_{50}$  และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของฟังก์ชันเกาส์เซียน [12]

เราสามารถจำลองช่องสัญญาณอ่านกลับสำหรับระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียได้ โดยสัญญาณอ่านกลับจากบิตข้อมูลหลักที่เราสนใจ เป็นหาผลรวมของผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบเชิงเส้นของกลุ่มแม่เหล็กในแนวตามแทร์ก และสองจากแทร์กข้างเคียง ที่มีความสัมพันธ์กับแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้จากหัวอ่าน ระยะในแนวตามแทร์กและในแนวขวางแทร์ก ดังนั้นการรวมสัญญาณแทร์กหลักจึงมีผลกระทบจากสัญญาณการแทรกสอดระหว่างแทร์ก เราสามารถนำเสนอแบบจำลองสัญญาณอ่านกลับของช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time) จากการแปลงสมการที่ 2.5 ให้เป็นแบบไม่ต่อเนื่องได้ดังนี้

$$r_{l,k} = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N h_{m,n} x_{l-m,k-n} + n_{l,k} = x_{l,k} \otimes h_{l,k} + n_{l,k} \quad (2.10)$$

โดยเรากำหนดค่าอินพุตในช่องสัญญาณ  $x_{l,k}$  มีจำนวนบิตข้อมูล  $M$  บิต และจำนวนแทร์ก  $N$  แทร์ก เมื่อ  $h_{m,n}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ผลตอบสนองช่องสัญญาณสองมิติ,  $m$  และ  $n$  คือ ดัชนีของจำนวนบิตกลุ่มแม่เหล็กในแนวตามแทร์ก และในแนวขวางแทร์กตามลำดับ,  $n_{l,k}$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก โดยสามารถคำนวณหาได้จากอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio: SNR) ซึ่งถูกนิยามโดย  $SNR = 20 \log_{10}(1/\sigma)$  มีหน่วยเป็นเดซิเบล (decibel: dB) เมื่อ  $\sigma$  คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว นอกจากนี้สมการที่ 2.10 ยังสามารถเขียนแบบคอนโวลูชันสองมิติ (2D convolution :  $\otimes$ ) ได้อีกด้วย

เราสามารถประมาณค่าของช่องสัญญาณอ่านกลับที่มีผลตอบสนองแบบเมทริกซ์ขนาด  $3 \times 3$  ได้ดังสมการนี้

$$H = \begin{bmatrix} h_{j-1,k-1} & h_{j,k-1} & h_{j+1,k-1} \\ h_{j-1,k} & h_{j,k} & h_{j+1,k} \\ h_{j-1,k+1} & h_{j,k+1} & h_{j+1,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & a & \alpha \\ \beta & b & \beta \\ \alpha & a & \alpha \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

โดยที่

$$h_{m,n} = P(-mT_x, -nT_z) \quad m, n \in (-L, 0, L) \quad (2.12)$$

ที่ซึ่ง  $P(x,z)$  คือ ผลตอบสนองแบบเกาส์เซียนสองมิติ (2D Gaussian pulse response),  $2L+1$  คือ ความยาวของสัญญาณสองมิติ,  $T_x$  และ  $T_z$  คือ ความกว้างบิตและความกว้างแทร์กตามลำดับ โดยปรกติการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียจะมี  $T_x$  เท่ากับ  $T_z$  และสามารถคำนวณหาความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$AD = \frac{10^6}{1550(T_x T_z)} \text{ Tb/in}^2 \quad (2.13)$$

โดยที่  $AD$  คือ ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลมีหน่วยเป็นเทระบิตต่อตารางนิ้ว โดยที่ 1 ตารางเมตร เท่ากับ 1550 ตารางนิ้ว และ  $T_x$  และ  $T_z$  มีหน่วยเป็นนาโนเมตร เมื่อ  $T_x = T_z = 18 \text{ nm}$  เราจะได้ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลเป็น  $2.0 \text{ Tb/in}^2$  และได้

$$H = \begin{bmatrix} 0.0213 & 0.2321 & 0.0213 \\ 0.0919 & 1.0000 & 0.0919 \\ 0.0213 & 0.2321 & 0.0213 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

เมื่อ  $T_x = T_z = 16 \text{ nm}$  เราจะได้ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลเป็น  $2.5 \text{ Tb/in}^2$  และได้

$$H = \begin{bmatrix} 0.0478 & 0.3154 & 0.0478 \\ 0.1517 & 1.0000 & 0.1517 \\ 0.0478 & 0.3154 & 0.0478 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

เมื่อ  $T_x = T_z = 14.5 \text{ nm}$  เราจะได้ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลเป็น  $3.0 \text{ Tb/in}^2$  และได้

$$H = \begin{bmatrix} 0.0824 & 0.3876 & 0.0824 \\ 0.2125 & 1.0000 & 0.2125 \\ 0.0824 & 0.3876 & 0.0824 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

นอกจากนั้นเราสามารถสร้างสัญญาณรบกวนจากความผันผวนของตำแหน่ง (position jitter:  $\Delta_x, \Delta_z$ ) ได้โดยฟังก์ชันการกระจายความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความแปรปรวน  $\sigma_j^2$  ที่ซึ่ง  $\sigma_j$  เป็นเปอร์เซ็นต์ (%) ของความยาวบิต  $T_x$  ในสมการผลตอบแทนแบบเกาส์เซียนสองมิติ  $P(x, z)$

รูปต่อไปนี้จะแสดงการนำเสนอสัญญาณอ่านกลับแบบไม่ต่อเนื่องของแต่ละบิตข้อมูลในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียที่มีผลตอบสนองขนาด  $3 \times N$  ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} r_{0,k-1} & \cdots & r_{j-1,k-1} & r_{j,k-1} & r_{j+1,k-1} & \cdots & r_{j-N,k-1} \\ r_{0,k} & \cdots & r_{j-1,k} & r_{j,k} & r_{j+1,k} & \cdots & r_{j-N,k} \\ r_{0,k+1} & \cdots & r_{j-1,k+1} & r_{j,k+1} & r_{j+1,k+1} & \cdots & r_{j-N,k+1} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

โดยใช้สมการที่ 2.10 เราสามารถคำนวณหาค่าสัญญาณอ่านกลับของแต่ละตำแหน่งเกาะข้อมูลที่สนใจ  $r_{j,k}$  โดยรวมเอาสัญญาณจากบิตรอบข้างทั้งในแนวตามแตรีกและขวางแตรีกจำนวน 8 บิต อันเนื่องมาจากการแทรกสอดสองมิติ (2D interference) ได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
r_{l,k} = & \left[ h_{j-1,k} x_{j-1,k} + h_{j,k} x_{j,k} + h_{j+1,k} x_{j+1,k} \right] \\
& + \left[ h_{j-1,k-1} x_{j-1,k-1} + h_{j,k-1} x_{j,k-1} + h_{j+1,k-1} x_{j+1,k-1} \right] \\
& + \left[ h_{j-1,k+1} x_{j-1,k+1} + h_{j,k+1} x_{j,k+1} + h_{j+1,k+1} x_{j+1,k+1} \right] + n_{j,k}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

จากทฤษฎีบทที่ 2.14-2.16 จะเห็นได้ว่าเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลสูงขึ้น สัญญาณของบิตรอบข้างจะมีความรุนแรงขึ้นอันเนื่องมาจากการแทรกสอดสองมิติที่รุนแรงขึ้นนั่นเอง

## 2.2 สรุปทฤษฎีและหลักการ

ในบทนี้เราได้กล่าวถึงลักษณะและหลักการที่เกี่ยวข้อง รวมถึงการจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย ซึ่งทำให้เราเข้าใจถึงปัจจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อเป็นพื้นฐานในการจำลองระบบ โดยการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียสามารถลดระยะห่างระหว่างบิตทั้งในแนวตามแตรีกและขวางแตรีกทำให้สามารถเพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลได้ อย่างไรก็ตามวิธีการนี้สามารถทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดสองมิติได้ซึ่งรายละเอียดจะอยู่ในส่วนต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## ปัญหาและแนวทางในการแก้ปัญหา

บทนี้อธิบายถึงปัญหาการแทรกสอดสองมิติที่งานวิจัยนี้ให้ความสำคัญ โดยจะเริ่มตั้งแต่การอธิบายสาเหตุ ผลกระทบในแบบต่างๆ ตลอดจนแนวทางในการแก้ปัญหาที่มีอยู่ในปัจจุบัน ข้อดี ข้อเสีย และแนวทางการปรับปรุง เพื่อเป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

### 3.1 การแทรกสอดสองมิติ (two-dimensional interference)

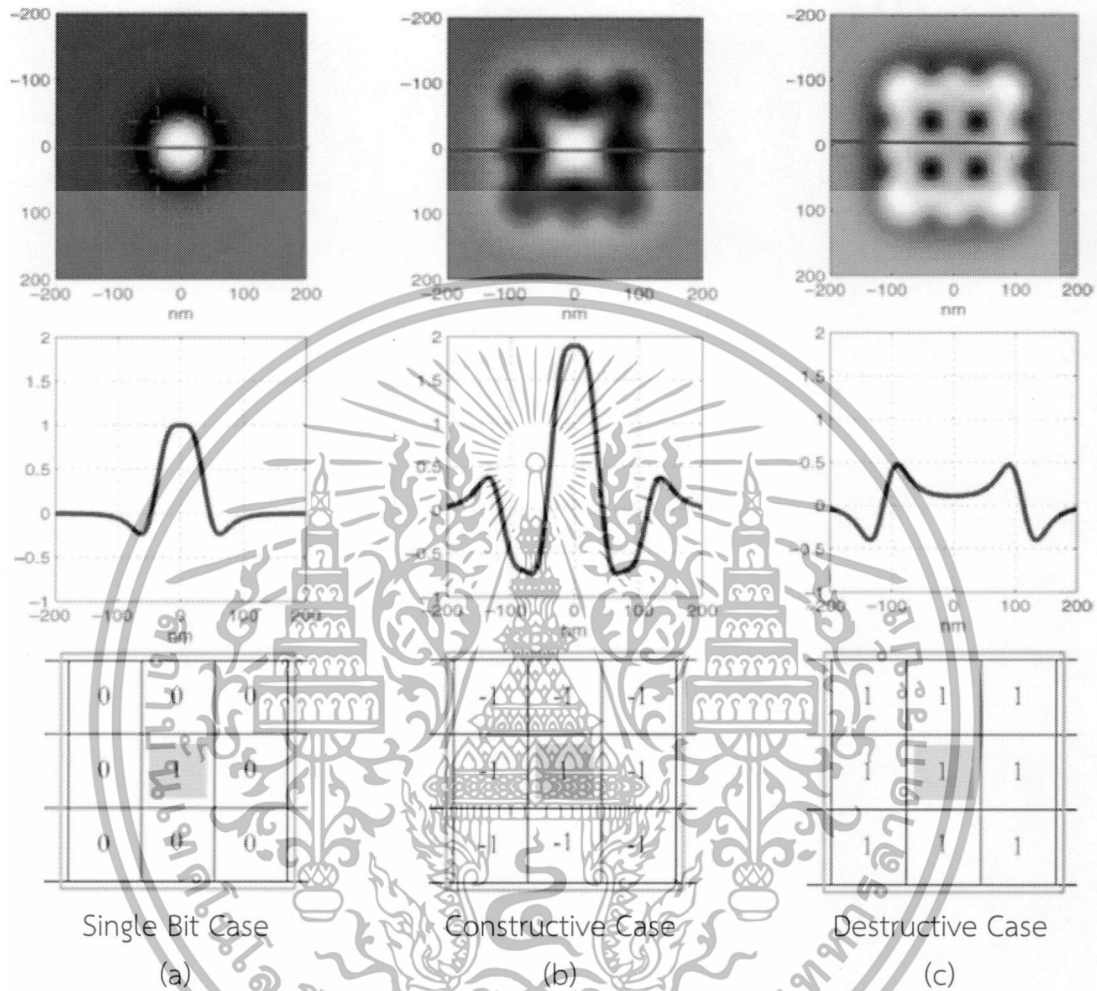
ด้วยความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลที่สูงขึ้นในการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย จึงส่งผลให้ระยะห่างระหว่างเกาะข้อมูล (data bit island) ทั้งในทิศทางตามแนวขวางแตร็กและตามแนว แตร็กแคบลงมากขึ้น ดังนั้นสิ่งหนึ่งที่จะเกิดขึ้นนั้นก็คือการแทรกสอดสองมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference : ISI) ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณของบิตกลางได้รับผลกระทบจากบิตข้างเคียงในแนวตามแตร็ก และการแทรกสอดระหว่างแตร็ก (inter-track interference : ITI) ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณของบิตกลางได้รับผลกระทบจากบิตข้างเคียงในแนวขวางแตร็ก ตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 การแทรกสอดสองมิติ

ผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติสามารถก่อให้เกิดการส่งเสริม (constructive) และการลดทอน (destructive) สัญญาณได้ ที่ซึ่งเราสามารถดูได้จากการอ่านสัญญาณกลับว่ามีโอเวอร์ชูต (overshoot) เกิดขึ้นหรือไม่ และค่าของบิตที่อยู่รอบๆบิตที่เราสนใจนั้นเป็นอย่างไร ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้พิจารณาถึงกรณีสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชูตเกิดขึ้น [2,3] ซึ่งเป็นผลมาจากการที่สื่อบันทึกไม่มี SUL (soft under layer) ที่คอยดูดซับหรือส่งผ่านหัวแม่เหล็กอีกด้านหนึ่งที่ตรงข้ามกับหัวที่เราต้องการบันทึก ทำให้สภาพความเป็นแม่เหล็กด้านที่ไม่ต้องการนั้นสะท้อนกลับมาส่งผลที่บริเวณรอบๆเกาะข้อมูล ตามที่แสดงในรูปที่ 3.2 เนื่องมาจากโอเวอร์ชูต สัญญาณของบิตกลางบางครั้งจะถูกเพิ่มขึ้น เช่นกรณีที่บิต 1 ถูกล้อมรอบด้วยบิต -1 (ซึ่งเป็นกรณีที่ดีสุด) ในขณะที่สัญญาณของบิตกลางบางครั้งจะถูกลดทอน เช่นกรณีที่บิต 1 ถูกล้อมรอบด้วยบิต 1 (เป็นกรณีที่แย่สุด) ในกรณีที่แย่สุดนี้แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

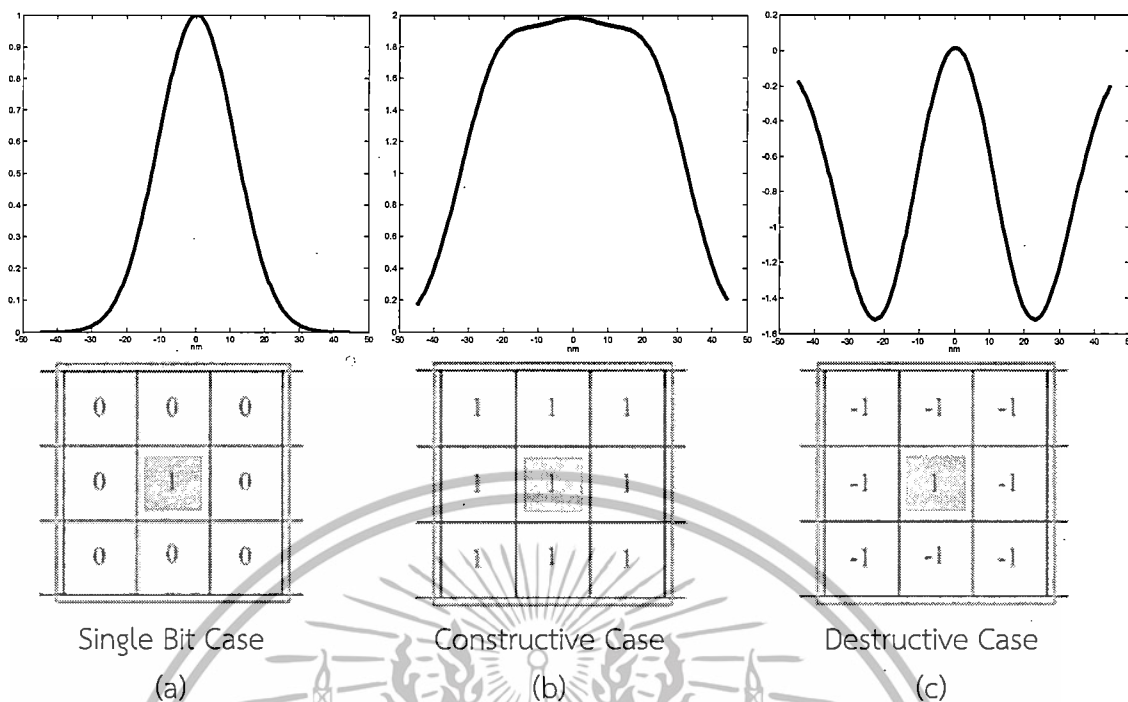
สัญญาณของบิตที่ต้องการจะถูกลดทอนเป็นอย่างมากที่ซึ่งสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึก และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบววก ทำให้เกิดความผิดพลาดในการอ่านหรือเกิดความไม่แน่ใจถือในกระบวนการอ่านข้อมูลกลับที่ภาครับ



รูปที่ 3.2 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชูดในแต่ละกรณี (a) กรณีบิตเดียว (b) กรณีที่ดีที่สุด (c) กรณีที่แย่มาก [3]

อย่างไรก็ตามเราพิจารณาสัญญาณอ่านกลับโดยปราศจากโอเวอร์ชูด (มี SUL) ตามที่แสดงในรูปที่ 3.3 แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางจะถูกเพิ่ม ถ้าบิต '1' ทุกบิตถูกบันทึก (กรณีที่ดีที่สุด) นั่นคือ การแทรกสอดสองมิตินี้เป็นแบบส่งเสริม ในขณะที่แอมพลิจูดของบิตกลางจะลดลงเมื่อบิต '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิต '-1' (กรณีที่แย่มาก) เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณต่ำมาก มันจึงง่ายที่จะเกิดความผิดพลาดที่กระบวนการอ่านข้อมูลกลับ นั่นคือการแทรกสอดสองมิติกรณีนี้เป็นแบบลดทอนนั่นเอง

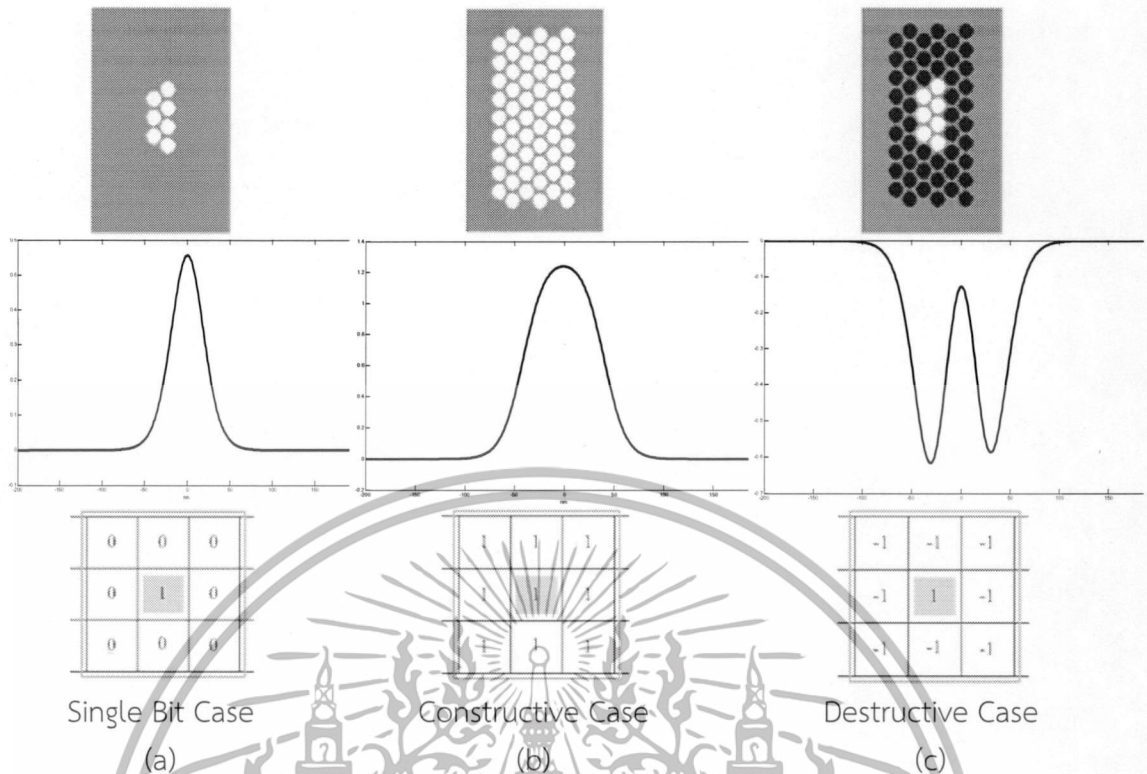
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่ไม่มีโอเวอร์ชุตในแต่ละกรณี (a) กรณีบิตเดียว (b) กรณีที่ดีที่สุด (c) กรณีที่แย่มาก

ในทำนองเดียวกันเราพิจารณาสัญญาณอ่านกลับของแบบจำลองสื่อไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete Voronoi model) โดยปราศจากโอเวอร์ชุตในการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ ตามที่แสดงในรูปที่ 3.4 แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางจะถูกเพิ่ม ถ้าบิต '1' ทุกบิตถูกบันทึก (กรณีที่ดีที่สุด) นั่นคือการแทรกสอดสองมิตินี้เป็นแบบส่งเสริม ในขณะที่แอมพลิจูดของบิตกลางจะลดลงเมื่อบิต '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิต '-1' (กรณีที่แย่มาก) เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณแย่มาก มันจึงง่ายที่จะเกิดความผิดพลาดที่กระบวนการอ่านข้อมูลกลับ นั่นคือการแทรกสอดสองมิติกรณีนี้เป็นแบบลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับของแบบจำลองสื่อไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่องในแต่ละกรณี (a) กรณีบิตเดียว (b) กรณีที่ตีสุด (c) กรณีที่แย่มาก

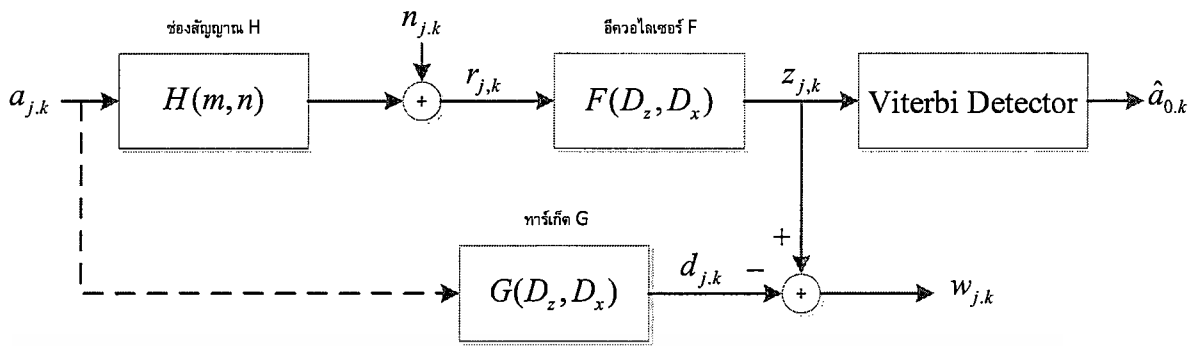
### 3.2 แนวทางการแก้ปัญหาการแทรกสอดสองมิติ

เนื่องจากการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอนนั้นมีผลที่ไปลดทอนแอมพลิจูดของสัญญาณที่ตำแหน่งบิตกลาง ซึ่งส่งผลให้ที่การอ่านข้อมูลกลับมีความผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงมีวิธีการในการลดข้อผิดพลาดนี้โดยใช้วิธีการพื้นฐาน 3 วิธี คือ การออกแบบอีควอไลเซอร์, การออกแบบวงจรตรวจหา และการออกแบบการเข้ารหัสข้อมูล ดังนี้

#### 3.2.1 การออกแบบอีควอไลเซอร์แบบสองมิติ

หัวข้อนี้จะอธิบายวิธีการลดผลกระทบของ ISI และ ITI โดยใช้ทาร์เก็ตสองมิติและอีควอไลเซอร์สองมิติ [12] ซึ่งมีสมรรถนะดีกว่าอีควอไลเซอร์หนึ่งมิติ [13] รูปที่ 3.5 แสดงช่องสัญญาณ BPMP ที่ใช้หัวอ่านหลายหัวในการอ่านข้อมูลสำหรับการออกแบบอีควอไลเซอร์และทาร์เก็ตสองมิติถ้าสมมติว่าตำแหน่งบิตข้อมูลได้ถูกกำหนดมาอย่างแน่นอนแล้วในสื่อบันทึกด้วยตำแหน่งเกาะข้อมูล (แทนที่ตรรกษณเวลา) ถ้าพารามิเตอร์  $j$  และ  $k$  แทนตำแหน่งของเกาะข้อมูลในแนวขวางแตร็กและในแนวตามแตร็กตามลำดับ โดยที่  $j = 0$  จะสอดคล้องกับแตร็กกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับการออกแบบทาร์เก็ตสองมิติและอีควอลไลเซอร์สองมิติ

จากรูปข้อมูลอินพุต  $a \in \{\pm 1\}$  จะถูกป้อนเข้าช่องสัญญาณ BPMR ที่มีผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ  $H(m, n)$  ทำให้ได้สัญญาณอ่านกลับ  $r_{j,k}$  สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$r_{j,k} = \sum_m \sum_n h_{m,n} a_{j-m, k-n} + n_{j,k} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $h_{m,n}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ  $H(m, n)$  และ  $n_{j,k}$  คือสัญญาณรบกวน AWGN ในทำนองเดียวกัน ณ วงจรภาครับ สัญญาณอ่านกลับ  $r_{j,k}$  จะถูกส่งไปยังอีควอลไลเซอร์สองมิติ  $F(D_z, D_x)$  ที่มีรูปสมการคือ

$$F(D_z, D_x) = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-K}^K f_{m,n} D_z^m D_x^n \quad (3.2)$$

เมื่อ  $f_{m,n}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของ  $F(D_z, D_x)$ ,  $\{M, K\}$  คือ เลขจำนวนเต็มบวก, และ  $D_z$  และ  $D_x$  คือ ตัวเลื่อนหนึ่งหน่วย (unit shift) ในแนวขวางแตรีกและตามแตรีกตามลำดับ เพื่อปรับคุณสมบัติของสัญญาณอ่านกลับให้เป็นไปตามทาร์เก็ตสองมิติ  $G(D_z, D_x)$  ที่ต้องการ ซึ่งมีรูปสมการคือ

$$G(D_z, D_x) = \sum_{m=-L}^L \sum_{n=0}^{2L} g_{m,n} D_z^m D_x^n \quad (3.3)$$

เมื่อ  $g_{m,n}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของ  $G(D_z, D_x)$  ตามลำดับ และ  $L$  คือเลขจำนวนเต็มบวก ก่อนจะส่งผลลัพธ์ที่ได้ไปยังวงจรตรวจหาวิเทอร์บีเพื่อหาค่าประมาณของลำดับข้อมูล  $a_{0,k}$  (นั่นคือ  $\hat{a}_{0,k}$ )

จุดประสงค์ของวงจรภาครับคือจะทำการตรวจหาลำดับข้อมูลเฉพาะของแตรีกกลาง (นั่นคือ  $j = 0$ ) ดังนั้น ในการออกแบบทาร์เก็ตสองมิติและอีควอลไลเซอร์สองมิตินี้จะใช้ได้เฉพาะข้อมูลเอาต์พุตของอีควอลไลเซอร์ของแตรีกกลางและเอาต์พุตของแตรีกกลางเท่านั้น ซึ่งเขียนแทนได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$z_{0,k}$  และ  $d_{0,k}$  ตามลำดับ เพราะฉะนั้นถ้าให้  $F(D_z, D_x)$  ในสมการที่ 3.2 มีรูปเมทริกซ์ขนาด  $(2M+1) \times (2K+1)$  คือ

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} f_{-M,-K} & \cdots & f_{-M,0} & \cdots & f_{-M,K} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{0,-K} & \cdots & f_{0,0} & \cdots & f_{0,K} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{M,-K} & \cdots & f_{M,0} & \cdots & f_{M,K} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

และให้  $G(D_z, D_x)$  ในสมการ (3.3) มีรูปเมทริกซ์ขนาด  $(2L+1) \times (2L+1)$  คือ

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{-L,0} & \cdots & g_{-L,L} & \cdots & g_{-L,2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{0,0} & \cdots & g_{0,L} & \cdots & g_{0,2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{L,0} & \cdots & g_{L,L} & \cdots & g_{L,2L} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $2M+1$  คือ จำนวนหัวอ่าน,  $N=2K+1$  คือ จำนวนแท่งของอ็ควอไลเซอร์ในแต่ละแถว และ  $2L+1$  คือ จำนวนแท่งของทาร์เก็ตในแต่ละแถว ดังนั้นจากแบบจำลองช่องสัญญาณ BPMP ในรูปที่ 3.5 ข้อมูลเอาต์พุตของอ็ควอไลเซอร์ของแท่งกลางมีค่าเท่ากับ

$$z_k \equiv z_{0,k} = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-K}^K f_{m,n} r_{-m,k-n} = \mathbf{f}^T \mathbf{r}_k \quad (3.6)$$

ซึ่งเป็นการทำคอนโวลูชันแบบสองมิติ (2D convolution) ระหว่างข้อมูล  $r_{j,k}$  และ  $f_{m,n}$  เมื่อ  $\mathbf{f} = [f_{-M,-K} \ f_{-M,-K+1} \ \cdots \ f_{-M,K} \ f_{-M+1,-K} \ \cdots \ f_0 \ \cdots \ f_{M,K-1} \ f_{M,K}]^T$  คือ เวกเตอร์แนวตั้งของอ็ควอไลเซอร์ (นั่นคือนำสมาชิกในแต่ละแถวของเมทริกซ์  $\mathbf{F}$  มาเรียงต่อกันเป็น เวกเตอร์  $\mathbf{f}$ ) ที่มีสมาชิก  $M(2N+1)$  ตัว และ

$\mathbf{r}_k = [r_{M,k+K} \ r_{M,k+K-1} \ \cdots \ r_{M,k-K} \ r_{M-1,k+K} \ \cdots \ r_{0,k} \ \cdots \ r_{-M,k-K+1} \ r_{-M,k-K}]^T$  คือ เวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณอ่านกลับที่มีความสอดคล้องกับเวกเตอร์  $\mathbf{f}$  ในทำนองเดียวกันข้อมูลเอาต์พุตของทาร์เก็ตของแท่งกลางมีค่าเท่ากับ

$$d_k = d_{0,k} = \sum_{m=-L}^L \sum_{n=0}^{2L} g_{m,n} a_{-m,k-n} = \mathbf{g}^T \mathbf{a}_k \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\mathbf{g} = [g_{-L,0} \ g_{-L,1} \ \dots \ g_{-L,2L} \ g_{-L+1,0} \ \dots \ g_{0,L} \ \dots \ g_{L,2L-1} \ g_{L,2L}]^T$  คือเวกเตอร์แนวตั้งของทาร์เก็ต (นั่นคือสมาชิกในแต่ละแถวของเมทริกซ์  $\mathbf{G}$  มาเรียงต่อกันเป็นเวกเตอร์  $\mathbf{g}$ ) ดังนั้นผลต่างระหว่างลำดับข้อมูล  $z_k$  และ ลำดับข้อมูล  $d_k$  มีค่าเท่ากับ

$$w_k = z_k - d_k = \mathbf{f}^T \mathbf{r}_k - \mathbf{g}^T \mathbf{a}_k \quad (3.8)$$

และค่าข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (MSE) มีค่าเท่ากับ

$$E[w^2] = E[(z_k - d_k)^2] = \mathbf{f}^T \mathbf{R} \mathbf{f} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} - 2\mathbf{f}^T \mathbf{P} \mathbf{g} \quad (3.9)$$

เมื่อ  $\mathbf{R} = E[\mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T]$  คือ เมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของข้อมูล  $\mathbf{r}_k$ ,  $\mathbf{P} = E[\mathbf{r}_k \mathbf{a}_k^T]$  คือ เมทริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามของข้อมูล  $\mathbf{r}_k$  และ  $\mathbf{a}_k$  และ  $\mathbf{A} = E[\mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^T]$  คือ เมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของข้อมูล  $\mathbf{a}_k$

การออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ด้วยวิธีการข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (minimum mean-squared error: MMSE) จะใช้เงื่อนไขบังคับแบบโมนิก นั่นคือ  $g_{0,0} = 1$  (เพื่อหลีกเลี่ยงการได้คำตอบเป็น  $\mathbf{f} = \mathbf{g} = 0$ ) นอกจากนี้เพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งานวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติที่มีความซับซ้อนสูงมากจะทำการใส่เงื่อนไขบังคับอีกข้อหนึ่งให้กับ  $\mathbf{g}$  โดยการทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ตของแทรกข้างเคียงทั้งหมดมีค่าเท่ากับ 0 (zero ITI forcing constraint) เพื่อกำจัดผลกระทบของ ITI และทำให้สามารถใช้งานวงจรตรวจหาวิเทอร์บีแบบทั่วไป (หรือวงจรตรวจหาวิเทอร์บี 1 มิติ) ได้ ตัวอย่างของทาร์เก็ต  $\mathbf{G}$  ขนาด  $3 \times 3$  (ความยาวของ ISI และ ITI เท่ากับ 3 หน่วย) ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขบังคับสองข้อนี้ เช่น

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_{0,0} & 1 & g_{0,2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ซึ่งเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้คือ

$$\mathbf{g} = [0 \ 0 \ 0 \ g_{0,0} \ 1 \ g_{0,2} \ 0 \ 0 \ 0] \quad (3.11)$$

เพราะฉะนั้นเงื่อนไขบังคับทั้งสองแบบสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$\mathbf{E}^T \mathbf{g} = \mathbf{I} \quad (3.12)$$

โดยที่

$$\mathbf{I} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (3.13)$$

และ

$$\mathbf{E}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

วิธีการ MMSE ที่ใช้เงื่อนไขบังคับทั้งสองแบบจะพยายามทำให้ค่า MSE ในสมการ 3.9 มีค่าน้อยที่สุด โดยรักษาให้  $\mathbf{E}^T \mathbf{g} = \mathbf{I}$  ตลอดเวลา กล่าวคือการออกแบบทาร์เก็ตวิธีนี้จะทำให้ค่า

$$E[w^2] = E[(z_k - d_k)^2] = \mathbf{f}^T \mathbf{R} \mathbf{f} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} - 2\mathbf{f}^T \mathbf{P} \mathbf{g} - 2\lambda^T (\mathbf{E}^T \mathbf{g} - \mathbf{I}) \quad (3.15)$$

มีค่าน้อยที่สุด เมื่อ  $\lambda$  คือเวกเตอร์แนวตั้งที่มีสมาชิกเป็นตัวคูณลากรางจ์จำนวน 7 ตัว (สอดคล้องกับจำนวนแถวของเมทริกซ์  $\mathbf{E}^T$ ) จากนั้นให้หาอนุพันธ์ของสมการ 3.15 เทียบกับ  $\mathbf{f}$ ,  $\mathbf{g}$  และ  $\lambda$  แล้วให้ผลลัพธ์เท่ากับเวกเตอร์ 0 ก็จะได้คำตอบคือ

$$\lambda = (\mathbf{E}^T (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P})^{-1} \mathbf{E})^{-1} \mathbf{I} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{g} = (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P})^{-1} \mathbf{E} \lambda \quad (3.17)$$

$$\mathbf{f} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{g} \quad (3.18)$$

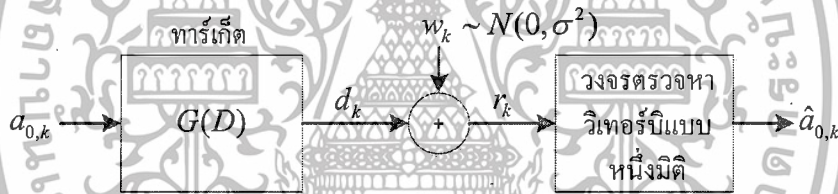
ซึ่งเรานำสมการที่ 3.16 - 3.18 มาใช้ในการหาสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต ( $\mathbf{G}$ ) และสัมประสิทธิ์ของอีควอลไลเซอร์ ( $\mathbf{F}$ ) เพื่อนำไปใช้งานต่อไป

### 3.2.2 การออกแบบวงจรตรวจหาแบบสองมิติ

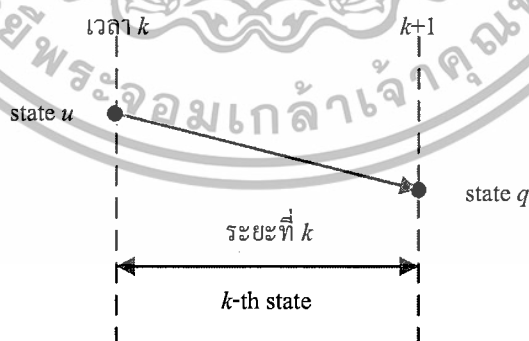
การออกแบบวงจรตรวจหา (detector design) ในระบบฮาร์ดดีสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันมีพื้นฐานมาจากการใช้วงจรตรวจหาวิเทอร์บี (Viterbi detector) ซึ่งเป็นวงจรตรวจหาลำดับ (sequence detector) ที่สร้างโดยใช้อัลกอริทึมวิเทอร์บี (Viterbi algorithm) [24] เพื่อใช้ในการถอดรหัสข้อมูลที่ถูกรบกวนด้วย “รหัสคอนโวลูชัน (convolution code)” เท่านั้น ในทางปฏิบัติแล้วเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณสามารถถูกพิจารณาว่าเป็นรหัสคอนวอลูชันประเภทหนึ่งที่มีอัตรารหัส (code rate) เท่ากับ 1 (นั่นคือ ข้อมูลอินพุต 1 บิต เมื่อเข้ารหัสแล้วจะได้ข้อมูลเอาต์พุตออกมา 1 บิตเช่นกัน) วงจรตรวจหาวิเทอร์บีมีความสามารถที่จะจัดการกับการแทรกสอดที่แฝงอยู่ในข้อมูลที่จะทำการถอดรหัสได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่ ถ้าการแทรกสอดยิ่งมาก ความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีก็ยิ่งมาก และถ้าการแทรกสอดน้อย ความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีก็ยิ่งน้อย เพื่อทำความเข้าใจที่ง่ายขึ้นเกี่ยวกับหลักการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติที่มีหลักการทำงานคล้ายกับวงจรตรวจหาวิเทอร์บีหนึ่งมิติมิติ ในส่วนต่อไปนี้จะอธิบายหลักการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีหนึ่งมิติก่อนแล้วจึงอธิบายสิ่งที่แตกต่างกันในวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติ

ถ้าสมมติว่าอีควอลไลเซชันเป็นแบบสมบูรณ์ (perfect equalization) จะได้แบบจำลองในรูปที่ 3.6 เมื่อ  $w_k \sim N(0, \sigma^2)$  คือ สัญญาณรบกวน AWGN ในทางปฏิบัติหลักการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะอยู่บนพื้นฐานของแผนภาพเทรลลิส (trellis diagram) โดยรูปที่ 3.7 จะอธิบายสัญลักษณ์ในแผนภาพเทรลลิสดังนี้  $\Psi_k = [a_k \ a_{k-1} \ \dots \ a_{k-v+1}]$  คือ สถานะ (state) ณ เวลา  $k$  ,  $Q = |A|^2$  คือ จำนวนสถานะทั้งหมดที่เป็นไปได้,  $|A|$  คือ จำนวนค่าที่เป็นไปได้ทั้งหมดของข้อมูลอินพุต,  $v$  คือ หน่วยความจำของช่องสัญญาณ (หรือทาร์เก็ต), และ  $(u, q)$  คือ สัญลักษณ์ที่ใช้แทนการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $u$  ไปยังสถานะ  $q$

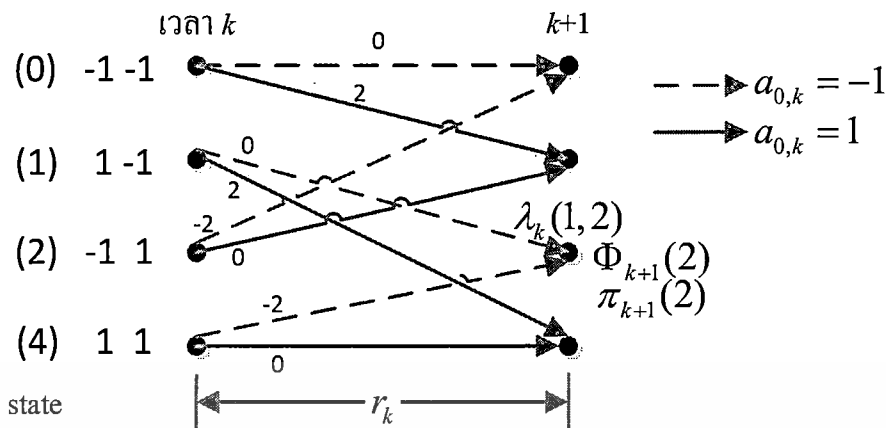


รูปที่ 3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบสมมูล



รูปที่ 3.7 คำอธิบายแผนภาพเทรลลิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แผนภาพเทรลลิสของช่องสัญญาณ PR4,  $H(D) = 1 - D^2$

รูปที่ 3.8 แสดงตัวอย่างแผนภาพเทรลลิสของช่องสัญญาณ PR4 นั่นคือ  $H(D) = 1 - D^2$  ซึ่งมี  $Q = 2^2 = 4$  สถานะ ที่แสดงด้วยสัญลักษณ์ (0), (1), (2) และ (3) เมื่อข้อมูลอินพุต  $a_{0,k} \in \{\pm 1\}$  ในการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บี สิ่งที่ต้องคำนวณในทุกช่วงเวลา คือ ค่าเมตริกสาขา (branch metric) ณ เวลา  $k$  ของการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $u$  ไปยังสถานะ  $q$  นั่นคือ  $\lambda_k(u, q)$ , ค่าเมตริกเส้นทาง (path metric) สำหรับสถานะ  $q$  ณ เวลา  $k+1$  นั่นคือ  $\Phi_{k+1}(q)$ , และตัวนำหน้า (predecessor) สำหรับสถานะ  $q$  ณ เวลา  $k+1$  นั่นคือ  $\pi_{k+1}(q)$  ซึ่งจะเก็บค่าสถานะเริ่มต้นที่เป็นผลทำให้เกิดเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่ดีที่สุด (best transition) เช่น พิจารณาที่สถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$  จะที่เส้นทางการเปลี่ยนสถานะ 2 เส้นทางคือ (1,2) และ (3,2) อัลกอริทึมวิเทอร์บีจะเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดเพียงเส้นทางเดียวที่มาถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$  ถ้าสมมติว่าเส้นทาง (1,2) คือเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่ดีที่สุด ก็จะได้ว่า  $\pi_{k+1}(2) = 1$

วงจรถรตรวจหาที่ทำให้ความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดลำดับข้อมูลน้อยที่สุด คือ วงจรถรตรวจหาลำดับที่ควรเป็นสูงสุด (MLSD: maximum-likelihood sequence detector) ซึ่งสร้างได้โดยใช้ อัลกอริทึมวิเทอร์บี จากรูปที่ 3.6 วงจรถรตรวจหาวิเทอร์บีจะเลือกลำดับข้อมูลอินพุต  $a_{0,k}$  ที่ทำให้ความน่าจะเป็นของลำดับข้อมูล  $r_k$  (หรือ  $\mathbf{r}$ ) เมื่อกำหนดลำดับข้อมูล  $a_{0,k}$  (หรือ  $\mathbf{a}$ ) มาให้ นั่นคือ

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{a}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^{S+v}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^{S+v} |r_k - d_k|^2\right\} \quad (3.19)$$

มีค่ามากที่สุด โดยที่  $S$  คือ จำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดของ  $a_{0,k}$  จากนั้นใส่ลอการิทึมธรรมชาติ (natural logarithm) ทั้งสองข้างของสมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ln \{p(\mathbf{r} | \mathbf{a})\} = \ln \left\{ \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^{S+v}} \right\} - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^{S+v-1} |r_k - d_k|^2 \quad (3.20)$$

จะพบว่าทำให้สมการ 3.20 มีค่าน้อยสุด มีผลเทียบเท่ากับการทำให้พจน์ทั้งสองด้าน ขวาของสมการมีค่าน้อยสุด เนื่องจากพจน์ที่หนึ่งเปรียบเสมือนค่าคงตัว ดังนั้นวงจรตรวจหาวิเทอร์ บิจะเลือกลำดับข้อมูลอินพุต  $a_{0,k}$  ที่ทำให้เมตริก (metric)

$$\sum_{k=0}^{S+v-1} |r_k - d_k|^2 \quad (3.21)$$

มีค่าน้อยสุด ซึ่งทำได้โดยการค้นหาเส้นทาง (path) ที่มีค่าเมตริกน้อยสุดตามแผนภาพ เทรลลิส เมื่อเมตริกเส้นทางมีค่าเท่ากับผลรวมของเมตริกสาขา โดยที่เมตริกสาขาของการเปลี่ยน สถานะจากสถานะ  $u$  ไปยังสถานะ  $q$  นิยามโดย

$$\lambda_k(u, q) = |r_k - \hat{d}_k(u, q)|^2 \quad (3.22)$$

เมื่อ  $\hat{d}_k(u, q)$  คือ ข้อมูลเอาท์พุตของช่องสัญญาณที่สอดคล้องกับ  $(u, q)$  และเมตริก เส้นทางสามารถหาได้จาก

$$\Phi_{k+1}(q) = \sum_{i=0}^k \lambda_i \quad (3.23)$$

(A-1) กำหนดค่าเริ่มต้นของเมตริกเส้นทาง  $\Phi_{k+1}(p) = 0$  สำหรับทุกสถานะ  $p$

(A-2) For  $k = 0, 1, \dots, S + v - 1$

(A-3) For  $q = 0, 1, \dots, Q - 1$

(A-4)  $\lambda_k(p, q) = |r_k - \hat{d}_k(p, q)|^2$  for  $\forall_p$

(A-5)  $\pi_{k+1}(q) = \arg \min_p \{ \Phi_k(p) + \lambda_k(p, q) \}$

(A-6)  $\Phi_{k+1}(q) = \Phi_k(\pi_{k+1}(q)) + \lambda_k(\pi_{k+1}(q), q)$

(A-7)  $\mathbf{S}_{k+1}(q) = [\mathbf{S}_k(\pi_{k+1}(q)) | \pi_{k+1}(q)]$

(A-8) End

(A-9) End

(A-10) ถอดรหัสข้อมูลอินพุต  $\hat{a}_{0,k}$  จากเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ที่มีค่า  $\Phi_{S+v}$  น้อยที่สุด

### รูปที่ 3.9 ขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บิหนึ่งมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 แสดงขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมวิเทอร์บี ตัวอย่างเช่น พิจารณาระยะที่  $k$  ของแผนภาพเทรลลิสในรูปที่ 3.8 จะพบว่ามีเส้นทางการเปลี่ยนสถานะ 2 เส้นทางที่มาถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$  นั่นคือ (1,2) และ (3,2) จากนั้นทำการคำนวณค่าเมตริกสาขาทั้งสองเส้นทาง นั่นคือ  $\lambda_k(1,2)$  และ  $\lambda_k(3,2)$  ตามขั้นตอน (A-4) โดยสถานะเริ่มต้นที่สอดคล้องกับเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่ดีที่สุดที่มาถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$  จะถูกเลือกตามขั้นตอนที่ (A-5) สมมติว่า (1,2) คือเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่ดีที่สุด ก็จะได้ว่า  $\pi_{k+1}(2)=1$  จากนั้นปรับค่าเมตริกเส้นทางที่มาถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$  นั่นคือ  $\Phi_{k+1}(2)$  ตามขั้นตอนที่ (A-6) และปรับค่าเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ (survivor path) ที่มาถึงสถานะ (2) ณ เวลา  $k+1$  นั่นคือ  $S_{k+1}(2)$  ตามขั้นตอนที่ (A-7) ให้ทำตามขั้นตอนเหล่านี้ตามอัลกอริทึมวิเทอร์บีสำหรับลำดับข้อมูล  $\{r_k\}$  ที่ได้รับมาทั้งหมด และขั้นตอนสุดท้ายคือการตัดสินใจหาค่าลำดับข้อมูล  $\{a_{0,k}\}$  ที่ควรจะเป็นสูงสุด โดยเลือกจากเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ที่มีค่าเมตริกเส้นทาง ณ เวลา  $S+v$  (หรือ  $\Phi_{S+v}$ ) น้อยสุด

เนื่องจากวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะทำการประมวลผลลำดับข้อมูลทั้งหมดก่อนตัดสินใจว่าลำดับข้อมูลที่ได้รับควรจะเป็นลำดับข้อมูลผิดพลาดมากที่สุด ดังนั้นในทางปฏิบัติความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีจะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย ได้แก่ จำนวนค่าที่เป็นไปได้ทั้งหมดของข้อมูลผิดพลาด  $|A|$ , ความยาวของลำดับข้อมูลผิดพลาด  $S$ , และจำนวนหน่วยความจำของทาร์เก็ต  $v$

โดยทั่วไปวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติจะมีขั้นตอนการทำงานคล้ายกับวงจรตรวจหาวิเทอร์บีหนึ่งมิติ เพียงแต่แผนภาพเทรลลิสที่ใช้ในวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติอาจจะมีจำนวนสถานะ  $Q$  มากขึ้น, มีเส้นสาขามากกว่าหนึ่งเส้นในแต่ละการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $n$  ไปยังสถานะ  $q$  และมีเส้นสาขามากกว่าสองเส้นทางที่วิ่งออกจากแต่ละสถานะ ดังนั้นวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติแต่ละแบบจะมีความซับซ้อนแตกต่างกันโดยขึ้นอยู่กับจำนวนของสถานะและจำนวนเส้นสาขาทั้งหมดที่ใช้แต่ละระยะที่  $k$  ของแผนภาพเทรลลิส

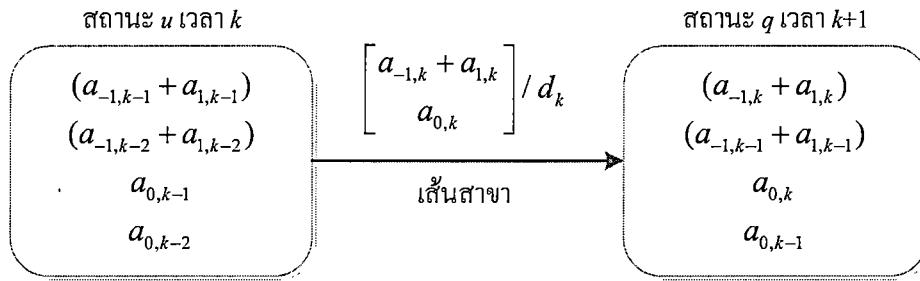
โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้เลือกใช้ทาร์เก็ตแบบสมมาตรตามเมทริกซ์ของช่องสัญญาณที่มีขนาด  $3 \times 3$  ตามสมการ 3.24 จะหมายถึงทาร์เก็ตสองมิติ  $\mathbf{G}$  ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของแตรีกบนและแตรีกล่างเท่ากัน นั่นคือ

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_{-1}(D) \\ G_0(D) \\ G_1(D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & c & d \\ u & p & w \\ b & c & d \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

ดังนั้นจะได้เอาต์พุตของทาร์เก็ตมีค่าเท่ากับ

$$d_k = b(a_{-1,k} + a_{1,k}) + c(a_{-1,k+1} + a_{1,k-1}) + d(a_{-1,k-2} + a_{1,k-2}) + u(a_{0,k}) + p(a_{0,k-1}) + w(a_{0,k-2}) \quad (3.25)$$

เนื่องจากระบบ BPMP ใช้ทาร์เก็ตสองมิติแบบสมมาตร จึงทำให้สามารถใช้ข้อมูลผิดพลาดของแตรีกบน  $a_{-1,k}$  และแตรีกล่าง  $a_{1,k}$  มารวมกันได้ซึ่งมีค่าเท่ากับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาววิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 การเปลี่ยนแปลงสถานะในหนึ่งเส้นทางสาขาของแผนภาพเทรลลิสที่สร้างทาร์เก็ตแบบสมมาตร

$$(a_{-1,k} + a_{1,k}) = \begin{cases} -2, & \text{if } a_{-1,k} = -1 \text{ and } a_{1,k} = -1 \\ 0, & \text{if } a_{-1,k} = -1 \text{ and } a_{1,k} = +1 \\ 0, & \text{if } a_{-1,k} = +1 \text{ and } a_{1,k} = -1 \\ +2, & \text{if } a_{-1,k} = +1 \text{ and } a_{1,k} = +1 \end{cases} \quad (3.26)$$

การนำข้อมูลอินพุตของทั้งสองแตรีกมาพิจารณารวมกันจะช่วยลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีสองมิติได้ กล่าวคือตามรูป 3.10 แสดงรายละเอียดของการเปลี่ยนสถานะในหนึ่งเส้นทางสาขาของแผนภาพเทรลลิสที่สร้างจากทาร์เก็ตสองมิติแบบสมมาตร โดยที่แต่ละสถานะ ณ เวลา  $k$  จะถูกกำหนดด้วยข้อมูล 4 ตัวคือ ผลรวมของข้อมูลอินพุตของแตรีกบนและแตรีกล่าง ณ เวลา  $k-2$ , ผลรวมของข้อมูลอินพุตของแตรีกบนและแตรีกล่าง ณ เวลา  $k-1$ , ข้อมูลอินพุตของแตรีกกลาง ณ เวลา  $k-2$ , และข้อมูลอินพุตของแตรีกกลาง ณ เวลา  $k-1$  ดังนั้นแผนภาพเทรลลิสที่สร้างจากทาร์เก็ตสองมิติแบบสมมาตรจะมีจำนวนสถานะทั้งหมด  $3 \times 3 \times 2 \times 2 = 36$  สถานะ (เนื่องจาก  $(a_{-1,n} + a_{1,n}) \in \{0, \pm 2\}$  มีค่าเป็นไปได้ทั้งหมดเพียง 3 แบบ สำหรับ  $n = k-1$  และ  $k-2$ ) และแต่ละสถานะ ณ เวลา  $k$  จะมีจำนวนเส้นทางสาขาทั้งหมด  $3 \times 2 = 6$  เส้นทางสาขาที่เดินทางไปยัง 6 สถานะที่แตกต่างกัน ณ เวลา  $k+1$  นอกจากนี้แต่ละเส้นทางสาขาจะถูกกำหนดด้วยสัญลักษณ์  $x/y$  โดยที่  $x = [(a_{-1,k} + a_{1,k}) \ a_{0,k}]$  คือ ข้อมูลอินพุตของทาร์เก็ต ณ เวลา  $k$ , และ  $y = d_k$  คือ ข้อมูลเอาต์พุตของทาร์เก็ต ณ เวลา  $k$  ที่สอดคล้องกับการเปลี่ยนสถานะของเส้นทางสาขานั้น

จากหัวข้อที่ผ่านมาเราได้อธิบายถึงขั้นตอนการออกแบบอ็ควอลเลอร์และตัวตรวจหาข้อมูลแบบสองมิติเพื่อช่วยลดผลกระทบการแทรกสอดแบบสองมิติ อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้ เราได้ให้ความสนใจในการออกแบบการเข้ารหัสข้อมูล (coding design) เพื่อจัดการกับปัญหาดังกล่าว โดยใช้การเปลี่ยนแปลงรูปแบบข้อมูล (data pattern) ที่เราต้องการบันทึก เพื่อหลีกเลี่ยงกรณีที่ย่ำแย่ก่อน จะทำการบันทึกข้อมูลลงบนสื่อบันทึก ซึ่งวิธีการโดยรายละเอียดสามารถอธิบายได้ดังนี้

### 3.2.3 การออกแบบการเข้ารหัสข้อมูลแบบทั่วไป

โดยทั่วไปผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติสามารถเป็นไปได้ทั้งแบบส่งเสริม และแบบลดทอน ที่ซึ่งถูกหาโดยรูปแบบคลื่นสัญญาณอ่านกลับ (readback signal waveform) และค่าของบิตข้างเคียง ในงานวิจัยที่มีอยู่เดิมนั้นพิจารณาสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชูด (ไม่มี soft under layer) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามที่แสดงในรูปที่ 3.2 [2] แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางจะถูกลดทอนถ้าบิต '1' ทุกบิตถูกบันทึก (กรณีที่แย่สุด) จึงง่ายที่จะเกิดความผิดพลาดที่กระบวนการอ่านข้อมูลกลับ นั่นคือ การแทรกสอดสองมิติกรณีนี้เป็นแบบลดทอน ในขณะที่แอมพลิจูดของบิตกลางจะเพิ่มขึ้นมาเมื่อบิต '1' (แทนด้วยสภาพความเป็นแม่เหล็ก +1) ถูกล้อมรอบด้วยบิต '0' (แทนด้วยสภาพความเป็นแม่เหล็ก -1) ในเมทริกซ์  $3 \times 3$  (กรณีที่ดีที่สุด) นั่นคือการแทรกสอดสองมิตินี้เป็นแบบส่งเสริมเพราะแอมพลิจูดของสัญญาณสูงมาก เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอน วิธีการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส  $7/9$  ถูกออกแบบเป็นพิเศษใน [2] เพื่อหลีกเลี่ยงกรณีที่แย่สุด ที่ซึ่งบิตเกิน (redundant bit) 0 และ 1 ถูกแทรกในตำแหน่งที่เจาะจงที่ทุกๆเมทริกซ์  $3 \times 3$  ในข้อมูลที่ต้องการบันทึก ตามรูปที่ 3.11 ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการนี้สามารถลดบิตผิดพลาดลงได้ในระดับหนึ่ง



รูปที่ 3.11 แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส  $7/9$  [2]

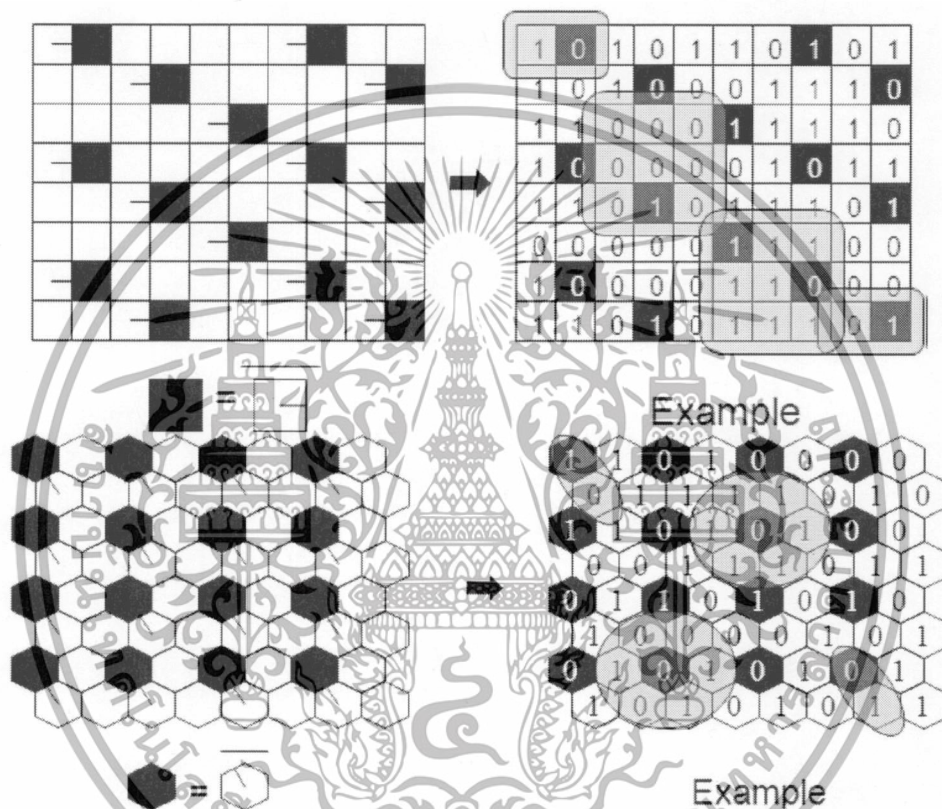
อย่างไรก็ตามวิธีการเข้ารหัสนี้ต้องแลกมาด้วยบิตเกินที่ไม่มีความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาด ดังนั้น Shao และคณะ [3] นำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติแบบอื่นที่มีอัตรารหัส  $5/6$  ที่ซึ่งมีจำนวนบิตเกินที่ต่ำกว่าและมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า

รูปแบบรหัสสองมิตินี้ถูกนำเสนอมาเพื่อจัดการกับผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติ เพราะผลกระทบจากการแทรกสอดขึ้นอยู่กับรูปแบบสัญญาณอ่านกลับ (เช่น มีหรือไม่มีโอเวอร์ชูด) และบิตที่อยู่รอบๆ, รูปแบบสัญญาณที่ต่างกัน และชนิดที่แตกต่างกันของการเรียงตัวในสื่อ (แบบสี่เหลี่ยมหรือแบบหกเหลี่ยม) นั่นทำให้ต้องออกแบบรหัสให้เหมาะสม ในส่วนนี้เราอธิบายรูปแบบรหัสสองมิติสำหรับการเรียงตัวในสื่อแบบสี่เหลี่ยมและหกเหลี่ยม ที่ซึ่งช่องสัญญาณที่ใช้จะเป็นแบบมีโอเวอร์ชูด

รูปแบบรหัสสองมิติที่ Shao นำเสนอสำหรับสื่อที่เรียงตัวแบบสี่เหลี่ยมถูกแสดงในภาพที่ 3.12 ในรูปจุดสี่ขาวถูกใช้เพื่อเก็บบิตข้อมูลและสีดำใช้เก็บบิตพาริตีเช็ก (parity check bit) ของบิตที่อยู่ติดกัน ในกรณีที่แย่สุด คือ ทุกบิตเป็น 0 หรือทุกบิตเป็น 1 ในเมทริกซ์  $3 \times 3$  สามารถถูกหลีกเลี่ยงได้ มากไปกว่านั้นบิตเกินก็มีหน้าที่เป็นตัวแก้ไขข้อผิดพลาดด้วย เนื่องจากมันเป็นบิตพาริตีเช็กของบางบิตข้อมูล ตามที่กล่าวไปก่อนหน้านี้ รูปแบบรหัสสองมิติ  $7/9$  หลีกเลี่ยงกรณีที่แย่สุดโดยการใส่บิต 1 และ 0 ในตำแหน่งที่เจาะจง (fixed place) ที่ซึ่งบิตที่เกินมาไม่ได้เก็บข้อมูลใดๆที่เราต้องการบันทึก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นรูปแบบรหัสสองมิติที่ Shao นำเสนอนี้จะมีประสิทธิภาพดีกว่ารูปแบบรหัส 7/9 มากไปกว่านั้น รูปแบบรหัสสองมิติที่ Shao นำเสนอจะมีอัตรารหัส (code rate) 5/6 ที่ซึ่งทำให้เก็บข้อมูลได้เพิ่มขึ้น 5.5% เมื่อเทียบกับรูปแบบรหัสสองมิติ 7/9

รูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอนี้สามารถปรับให้ใช้กับสื่อที่เรียงตัวแบบหกเหลี่ยมได้อย่างง่ายดายตามที่แสดงในรูปที่ 3.12 เช่นเดียวกันคือ จุดสีขาวเป็นบิตข้อมูลส่วนจุดสีดำเป็นบิตพาริตีเซ็ท จะเห็นได้ว่าเราจะไม่มีบิต 1 ที่ถูกล้อมรอบด้วยบิต 1 หรือบิต 0 ที่ถูกล้อมรอบด้วยบิต 0 เลย โดยสำหรับสื่อที่เรียงตัวแบบ 6 เหลี่ยมนั้นจะมีอัตรารหัสเป็น  $\frac{5}{6}$



รูปที่ 3.12 แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติของ Shao [3]

ด้านประสิทธิภาพของรูปแบบรหัสสองมิติที่ Shao นำเสนอถูกประเมินด้วยการจำลอง ในกรณีที่ไม่ได้ใช้ไอคิวโวลเซอร์ใดๆ และก็ได้ใช้วิเทอร์บีอัลกอริทึมที่แม้จะมีประสิทธิภาพแต่ก็มีความซับซ้อนสูง [15] ในการแทรกสอดแบบสองมิติที่มีขนาด  $L \times L$  จะทำให้วิเทอร์บีอัลกอริทึมมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นแบบเลขชี้กำลัง (exponential)  $L^2$  ที่ซึ่งไม่เหมาะสมในทางปฏิบัติ [16] ดังนั้น Shao จึงเลือกใช้วิเทอร์บีในวงจรตรวจจบบางอย่างง่ายโดยใช้ค่าขีดเริ่มเปลี่ยน (threshold) เพื่อที่จะลดรหัสสัญญาณในการจำลอง การใช้วงจรตรวจหาอย่างง่ายจะช่วยให้เราปรับปรุงระบบในเรื่องความซับซ้อนเบื้องต้นที่ ซึ่งเราสามารถชดเชยประสิทธิภาพที่ลดลงไปได้โดยใช้รูปแบบรหัสสองมิติ นอกจากนี้ อัลกอริทึมวงจรตรวจหาที่ซับซ้อนกว่าก็สามารถนำมาประยุกต์ใช้ถ้ามีความซับซ้อนต่ำพอ เช่น อัลกอริทึมวิเทอร์บีความซับซ้อนต่ำหรืออัลกอริทึมบีซีเจอาร์ (low complexity Viterbi or BCJR) [17] สำหรับการจำลองนี้จะมีมากกว่า 15 ล้านบิตจะถูกส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบไอเอสไอสองมิติ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมืออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

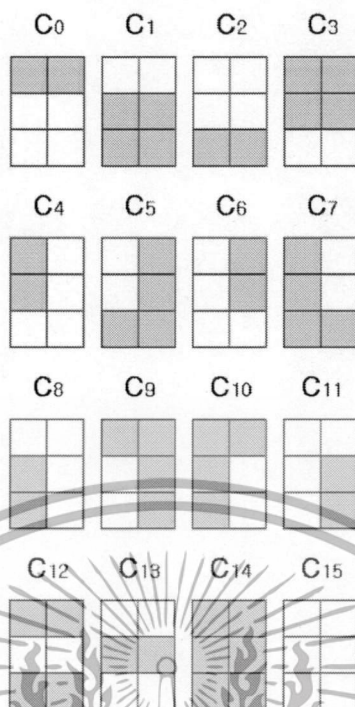
ที่มีโอเวอร์ชูด นอกจากนั้น Shao ได้กำหนดให้มีการเลื่อนตำแหน่งของเกาะข้อมูล (position jitter) ในการจำลองซึ่งเป็นตัวรบกวนหลักในระบบสื่อสารแบบบิต [14] ในการทดลองของ Shao นี้การเลื่อนตำแหน่งของเกาะข้อมูลถูกกำหนดให้กระจายอยู่ในช่วงความผันผวนของตำแหน่ง และช่วงความกว้างระหว่างจุด (dot period) ที่หลากหลาย

โดย Shao ได้ใช้ 3 แบบแผนในการจำลอง แบบแผนที่ 1 คือ ไม่ใช้รูปแบบรหัสใด ๆ ในการลดผลกระทบจากการแทรกสอด แบบแผนที่ 2 คือ ใช้รูปแบบรหัสสองมิติ 7/9 ในการลดผลกระทบจากการลดทอนสัญญาณของการแทรกสอดสองมิติ และแบบแผนที่ 3 ใช้รูปแบบรหัสสองมิติอย่างง่ายที่ Shao นำเสนอเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงกรณีแย่งที่สุดของผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติ สำหรับสื่อที่มีการเรียงตัวแบบหกเหลี่ยมจะสามารถเปรียบเทียบได้แค่แบบแผน 1 และแบบแผน 3 โดยเปลี่ยนรูปแบบเป็นรูปแบบรหัสสองมิติแบบ 6 เหลี่ยมตามที่กล่าวไว้ข้างต้น

สำหรับการเปรียบเทียบประสิทธิภาพนั้น Shao ได้ทำการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่มี การเข้ารหัส ระบบที่เข้ารหัส 7/9 และระบบที่มีการเข้ารหัส 5/6 ที่ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล และมีความผันผวนของตำแหน่งระดับเดียวกัน ซึ่งผลก็คือ การเข้ารหัสแบบ 5/6 ให้ประสิทธิภาพดี ที่สุด และทำงานได้ดีเมื่อความผันผวนของตำแหน่งมีค่าสูง

แม้ว่าการเข้ารหัสข้อมูลทั่วไปโดยใช้การแทรกบิตเกินที่ได้อธิบายมานั้นจะสามารถเพิ่ม ประสิทธิภาพด้าน BER และหลีกเลี่ยงการเกิดรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนที่แย่สุดได้ แต่ก็ต้องแลกมา ด้วยพื้นที่ที่ต้องสูญเสียไปให้บิตเกินที่แทรกเข้าไป และยังมีข้อจำกัดที่เงื่อนไขในการเข้ารหัสจะต้องใช้ งานบนช่องสัญญาณที่มีโอเวอร์ชูดเท่านั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงต้องการนำเสนอการเข้ารหัสสมอดดูเลขชั้น สองมิติที่หลีกเลี่ยงการแทรกบิตเกินและสามารถใช้นช่องสัญญาณที่ไม่มีโอเวอร์ชูดได้ โดยเราได้ ทำการศึกษาตัวอย่างรหัสสมอดดูเลขชั้นที่ใช้หลีกเลี่ยงการแทรกสอดในรูปแบบต่างๆ [18,19] เช่น การเข้ารหัสสมอดดูเลขชั้นด้วยอัตรารหัส 4:6 [19] ในการบันทึกข้อมูลแบบโฮโลกราฟิก (holographic data storage) ซึ่งเป็นการใช้แสงในการบันทึก และมีการแทรกสอดที่เรียกว่า การแทรกสอดระหว่าง เพจ (inter-page interference) ซึ่งการเข้ารหัสนี้ต้องการหลีกเลี่ยง โดยวิธีการคือเปลี่ยนข้อมูล อินพุต 4 บิตให้กลายเป็นคำรหัส 6 บิตที่ไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างเพจ ตามรูปที่ 3.13 แล้วที่ ขั้นตอนการถอดรหัส จะใช้หลักการระยะทางแบบยุคลิด และการปรับปรุงวงจรตรวจหา ซึ่งให้ ประสิทธิภาพที่ดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด

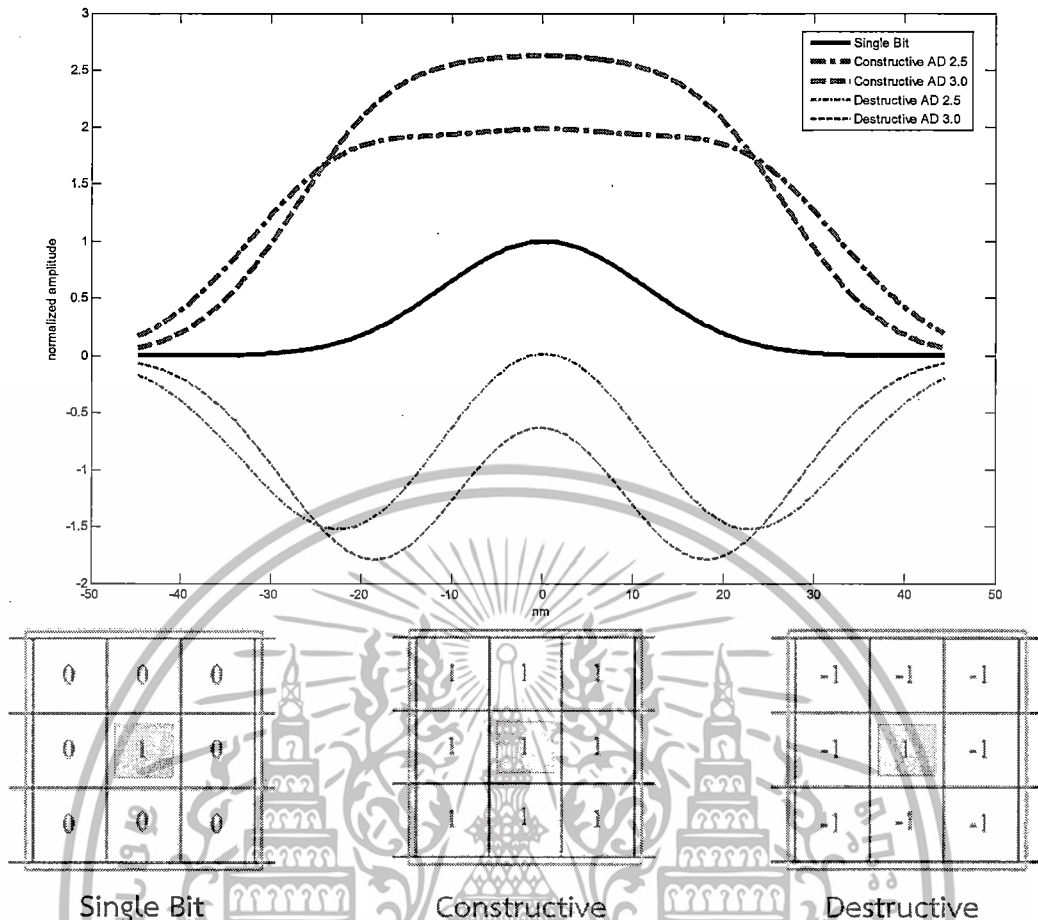
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 คำรหัสของการเข้ารหัสด้วยอัตราหัส 4:6 [19]

เราจึงนำแนวคิดนี้มาประยุกต์ใช้แล้วสร้างเป็นการเข้ารหัสมอดดูเลขชั้น สำหรับการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดียขึ้นมาซึ่งรายละเอียดจะอยู่ในบทต่อไป โดยการเข้ารหัสมอดดูเลขชั้นนี้จะอาศัยผลที่ได้จากการศึกษาผลกระทบจากการเกิดการแทรกสอดสองมิติในช่องสัญญาณที่ปราศจากโอเวอร์ชูตดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 การศึกษาผลกระทบของการแทรกสอดสองมิติเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลเพิ่มขึ้น

จากรูปที่ 3.14 แสดงให้เห็นว่าเมื่อความหนาแน่นการบันทึกเพิ่มขึ้นจาก 2.5 เป็น 3.0 Tb/in<sup>2</sup> แอมพลิจูดจะเพิ่มขึ้นจาก 2 เป็น 2.5 ในกรณีส่งเสริมสัญญาณ (กรณีบิตที่อยู่ล้อมรอบมีค่าเหมือนกับบิตกลาง) และจะลดลงจาก 0 เป็น -0.5 ในกรณีลดทอนสัญญาณ (กรณีบิตที่อยู่ล้อมรอบมีค่าตรงข้ามกับบิตกลาง) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลของการแทรกสอดจะรุนแรงขึ้นเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลสูงขึ้น ซึ่งเป็นที่มาของสมมติฐานที่ว่าถ้าเราสามารถเปลี่ยนรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนสัญญาณให้กลายเป็นรูปแบบข้อมูลแบบส่งเสริมสัญญาณได้ ระบบการบันทึกข้อมูลจะมีสัญญาณที่มีแอมพลิจูดโดยรวมที่สูงขึ้นเป็นอย่างมาก ทำให้ระบบสามารถทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดียิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลสูงขึ้นนั่นเอง

### 3.3 สรุปปัญหาและแนวทางในการแก้ปัญหา

ในบทนี้เราได้กล่าวถึงปัญหาการแทรกสอดสองมิติซึ่งมีความรุนแรงและมีผลทำให้เกิดข้อผิดพลาดในกระบวนการอ่านข้อมูลกลับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลสูง โดยมีปัจจัยเกี่ยวข้องที่สำคัญคือรูปแบบของสัญญาณอ่านกลับและบิตข้อมูลที่ถูกรบกวน ซึ่งแนวทางในการแก้ปัญหามีอยู่ สามวิธีการหลัก คือ การออกแบบอ็ควอไลเซอร์ การออกแบบวงจรตรวจหา และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบการเข้ารหัส ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ให้ความสนใจกับการออกแบบการเข้ารหัสข้อมูลเป็นหลัก เพราะเป็นวิธีการป้องกันและหลีกเลี่ยงต้นเหตุของปัญหาได้อย่างมีประสิทธิภาพจึงทำให้วิธีการอื่นสามารถทำงานได้ดีขึ้นตามไปด้วยนั่นเอง ซึ่งการเข้ารหัสที่มีอยู่เดิมนั้นจะใช้การเพิ่มบิตเกินเป็นหลัก ทำให้ความจุในการบันทึกข้อมูลนั้นลดลง รวมทั้งการเข้ารหัสเหล่านี้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้กับช่องสัญญาณที่มีโอเวอร์ชุตเท่านั้น เราจึงนำเสนอวิธีการเข้ารหัสมอดดูเลชันที่ใช้ได้บนช่องสัญญาณที่ปราศจากโอเวอร์ชุต มีความหลากหลายและมีประสิทธิภาพทั้งในด้าน BER ความซับซ้อน และอัตรารหัส โดยรายละเอียดของการเข้ารหัสที่นำเสนอเหล่านี้จะถูกอธิบายในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### วิธีการเข้ารหัสมอดดูเลชันสองมิติ

ในงานวิจัยนี้เราได้ทำการพัฒนาวิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึก (recorded-bit patterning: RBP) [4,6,7] เพื่อใช้งานบนช่องสัญญาณที่ไม่มีโอเวอร์ชุตและไม่มีอาการแทรกบิตเกิน โดยอาศัยการวิธีการเลื่อนข้อมูลและหน่วยความจำเพิ่มเติมเพียงเล็กน้อย ซึ่งในขั้นแรกเพื่อความง่ายเราได้พัฒนาวิธีการนี้บนแบบจำลองช่องสัญญาณ 3 แทร็ก ซึ่งสามารถพัฒนาต่อไปเป็นการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึกแบบหลายแทร็ก (multi-track recorded-bit patterning: M-RBP) [5] ที่สามารถทำงานบนช่องสัญญาณที่ไม่จำกัดจำนวนแทร็กได้ แม้วิธีการ M-RBP จะมีสมรรถนะด้าน BER ที่ดีขึ้น และอัตรารหัสที่สูงขึ้น แต่ต้องแลกมาด้วยความซับซ้อนและเวลาในการประมวลผลที่สูง เราจึงพัฒนาการเข้ารหัสมอดดูเลชันที่มีอัตรารหัส 4/5 [9,10], 5/6 [25], 8/9 [26,27] และ 6/9 [28] ที่ให้สมรรถนะด้าน BER ที่สูงกว่าและความซับซ้อนน้อยกว่า บทนี้จึงอธิบายหลักการออกแบบ, โครงสร้างและกระบวนการเข้ารหัสสองมิติทุกรูปแบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ รวมถึงการถอดรหัสข้อมูลและการทดสอบสมรรถนะของการเข้ารหัสที่ได้นำเสนอด้วยการจำลองระบบทั้งหมดเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับระบบที่ไม่มีการเข้ารหัส

#### 4.1 วิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึก (Recorded-Bit Patterning: RBP)

เพราะความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติขึ้นอยู่กับทั้งรูปแบบสัญญาณอ่านกลับและบิตข้อมูลที่อยู่รอบ เราจึงนำเสนอวิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึก (Recorded-Bit Patterning: RBP) [4,7] โดยการจัดเรียงบิตข้อมูลใหม่เพื่อหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลบางรูปแบบที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดได้ง่ายในกระบวนการอ่านข้อมูลกลับบนพื้นฐานของการเข้ารหัสแบบมอดดูเลชัน เพื่อจะบรรลุจุดประสงค์นี้เราพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณโดยปราศจากสัญญาณรบกวนและความผิดพลาดของตำแหน่ง ที่ซึ่งหนึ่งบิตเดี่ยวจะสร้างรูปแบบสัญญาณอ่านกลับโดยปราศจากโอเวอร์ชุตตามรูปที่ 3.3

โดยภาพรวมของแบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดียสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 เริ่มต้นจากลำดับข้อมูลเลขฐานสอง (binary data sequence)  $a_k \in \{\pm 1\}$  ที่ต้องการบันทึกถูกแบ่งออกเป็น 3 แทร็ก ก่อนที่ข้อมูลทั้ง 3 แทร็กจะถูกส่งต่อไปยังอัลกอริทึม RBP เพื่อเข้ารหัสข้อมูลก่อนการบันทึกลงในสื่อบันทึก สัญญาณอ่านกลับของบิตข้อมูลที่  $k^{\text{th}}$  บนแทร็กที่  $l^{\text{th}}$  เขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$r_{l,k} = \sum_n \sum_m h_{m,n} x_{l-m,k-n} + n_{l,k} = x_{l,k} \otimes h_{l,k} + n_{l,k} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $x_{l,k}$  คือ บิตข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสแล้วพร้อมบันทึกลงบนสื่อบันทึกข้อมูล,  $h_{m,n}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองช่องสัญญาณสองมิติ,  $n$  และ  $m$  แทนตำแหน่งของเกาะข้อมูลในทิศทางตามแนวแทร็กและแนวขวางแทร็กตามลำดับ,  $\otimes$  คือเครื่องหมายการดำเนินการคอนโวลูชันแบบสองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

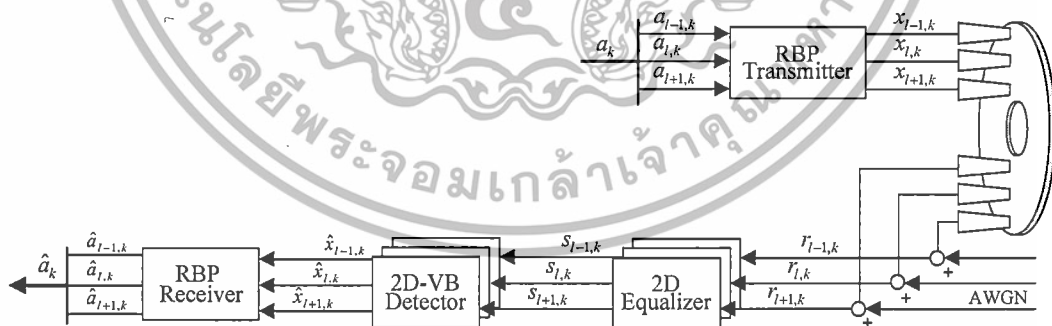
มิติ (2D convolution), และ  $n_{l,k}$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกร ในทางปฏิบัติค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองของช่องสัญญาณสองมิติ  $h_{m,n}$  ในระบบ BPMPR หาได้จากการซิกตัวอย่าง (sampling) ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์ของเกาะข้อมูลบิตเดี่ยวที่มีคาบเวลาบิต (bit period)  $T_x$  และความกว้างของแทร็ก (track pitch)  $T_z$  คือ

$$h_{m,n} = P(-mT_x, -nT_z), \quad \{m,n\} \in (-L, 0, L) \quad (4.2)$$

โดย  $P(x, z)$  คือผลตอบสนองสัญญาณเกาส์เซียนแบบสองมิติ [12] และ  $2L+1$  คือจำนวนสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณแบบสองมิติ โดยผลตอบสนองสัญญาณพัลส์เกาส์เซียนแบบสองมิติสำหรับระบบ BPMPR ในงานวิจัยนี้หาได้จาก [12,13]

$$P(x, z) = (A) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[ \left( \frac{x + \Delta_x}{c(PW_x)} \right)^2 + \left( \frac{z + \Delta_z}{c(PW_z)} \right)^2 \right] \right\} \quad (4.3)$$

เมื่อ  $A = 1$  คือ แอมพลิจูดสูงสุดของผลตอบสนองสัญญาณพัลส์เกาส์เซียนแบบสองมิติ,  $\Delta_x$  คือความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งตามแนวแทร็ก,  $\Delta_z$  คือความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งตามแนวขวางแทร็ก,  $PW_x$  คือค่า  $PW_{50}$  ของสัญญาณพัลส์ตามแนวแทร็ก,  $PW_z$  คือค่า  $PW_{50}$  ของสัญญาณพัลส์ตามแนวขวางแทร็ก,  $PW_{50}$  คือความกว้างของสัญญาณพัลส์ ณ จุดครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูดสูงสุด, และ  $c = 1/2.3548$  คือค่าคงตัวที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง  $PW_{50}$  และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณเกาส์เซียน ในที่นี้ความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล (position jitter noise) ตามแนวแทร็ก  $\Delta_x$  และตามแนวขวางแทร็ก  $\Delta_z$  จะถูกจำลองโดยฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยศูนย์และค่าความแปรปรวน  $\sigma_j^2$  เมื่อ  $\sigma_j$  เป็นเบอร์เซียนต์ของความยาวบิต  $T_x$



รูปที่ 4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกบิตแพตเทิร์นมีเดียพร้อมอัลกอริทึม RBP

จากรูปที่ 4.1 พบว่าลำดับข้อมูล  $a_k$  จะถูกแบ่งออกเป็น 3 แทร็ก  $\{a_{l-1,k}, a_{l,k}, a_{l+1,k}\}$  เพื่อส่งเข้าไปในวงจรเข้ารหัส RBP เพื่อจัดเรียงบิตข้อมูลให้พร้อมสำหรับการบันทึกลงในสื่อบันทึกเป็น 3 ลำดับข้อมูล  $\{x_{l-1,k}, x_{l,k}, x_{l+1,k}\}$  จำนวน 3 แทร็กติดกันคือแทร็กที่  $(l-1)$ ,  $(l)$  และ  $(l+1)$  ตามลำดับในกระบวนการอ่านข้อมูล ณ วงจรภาครับ ข้อมูลทั้ง 3 แทร็กจะถูกอ่านโดยใช้ 3 หัวอ่าน ในเวลาเดียวกัน (หรือใช้ 1 หัวอ่านเพื่ออ่านข้อมูลทีละแทร็ก แล้วใช้บัฟเฟอร์หรือหน่วยความจำช่วยในการเอกสารเป็นเอกสารทีละส่วนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปไซประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เก็บข้อมูลที่ละแตรีก) จากนั้นในกระบวนการอ่าน (read process) ลำดับข้อมูลของสัญญาณอ่านกลับ  $r_{l,k}$  จะถูกอีควอไลซ์ (equalize) โดยอีควอไลเซอร์แบบสองมิติ (2D equalizer) ขนาด  $3 \times 7$  ที่ถูกออกแบบโดยทาร์เกตสองมิติขนาด  $3 \times 3$  แบบสมมาตร (2D symmetric target) และวิธีการ MMSE [20,21,22] เพื่อปรับสัญญาณให้เป็นลำดับข้อมูล  $s_{l,k}$  และถูกป้อนเข้าสู่วงจรถรรวหาวิเทอร์บีแบบสองมิติ (2D Viterbi detector) โดยใช้แผนภาพเทรลลิส (trellis diagram) 64 สถานะ (state) ที่มี 8 เส้นสาขาออกจากแต่ละสถานะ (outgoing branches) [21,22] เพื่อหาลำดับข้อมูลที่เป็นไปได้มากที่สุด ก่อนจะส่งข้อมูลที่ได้เข้าไปยังอัลกอริทึม RBP ที่อยู่ด้านภาครับเพื่อจัดเรียงลำดับข้อมูลใหม่ด้วยความช่วยเหลือของหน่วยความจำหรือบัฟเฟอร์ ซึ่งช่องสัญญาณรูปแบบเดียวกันนี้จะใช้ในการทดสอบการเข้ารหัสแบบอื่นที่ได้นำเสนอด้วย แต่จะต่างกันในจำนวนอินพุต, จำนวนเอาต์พุต ค่าของพารามิเตอร์บางตัวและอัลกอริทึมในการเข้าและถอดรหัส

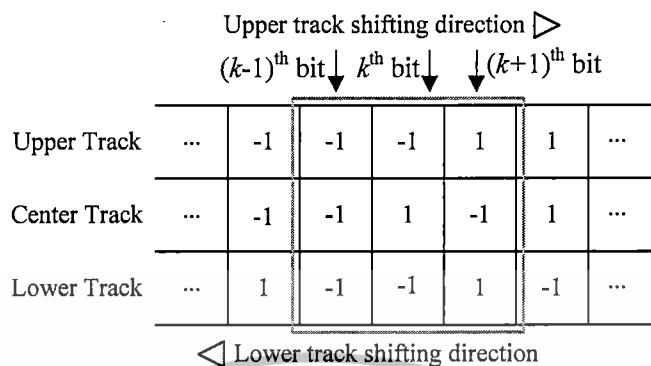
เนื่องจากความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติขึ้นอยู่กับทั้งรูปแบบสัญญาณอ่านกลับของบิตข้อมูลที่สนใจและบิตข้อมูลที่อยู่รอบข้าง ในส่วนนี้จะนำเสนออัลกอริทึม RBP เพื่อหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลบางรูปแบบที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดได้ง่าย ณ วงจรถรรวหา โดยการจัดเรียงบิตข้อมูลใหม่ (เพื่อไม่ให้มีรูปแบบที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดง่าย) ก่อนการบันทึกลงในสื่อบันทึก

พิจารณาหน้าต่างอาร์เรย์ขนาด  $3 \times 3$  ที่ครอบคลุมบิตข้อมูลทั้งหมด 9 บิต คือ 3 บิตจากแตรีกบน  $[a_{l-1,k-1} \ a_{l-1,k} \ a_{l-1,k+1}]$ , 3 บิตจากแตรีกกลาง  $[a_{l,k-1} \ a_{l,k} \ a_{l,k+1}]$ , และ 3 บิตจากแตรีกล่าง  $[a_{l+1,k-1} \ a_{l+1,k} \ a_{l+1,k+1}]$  ตามที่แสดงในรูปที่ 4.2 โดยหน้าต่างนี้จะใช้เพื่อค้นหารูปแบบข้อมูล  $[a_{l-1,k-1} \ a_{l-1,k} \ a_{l-1,k+1} \ a_{l,k-1} \ a_{l,k} \ a_{l,k+1} \ a_{l+1,k-1} \ a_{l+1,k} \ a_{l+1,k+1}]$  ที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดได้ง่ายในกระบวนการอ่าน ณ วงจรถรรวหา ในการทำงานเริ่มต้นจะกำหนดให้รูปคลื่นของสัญญาณอ่านกลับของบิตข้อมูลเดี่ยวที่ปราศจากโอเวอร์ชูดตามรูปที่ 3.3(a) เป็นสัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งได้มาจากแบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนใดๆ จากนั้นจะพิจารณารูปแบบข้อมูลทั้งหมดที่อยู่ภายในหน้าต่างอาร์เรย์ขนาด  $3 \times 3$  ว่าค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลาง  $\{r_{l,k}\}$  แตกต่างจากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงอย่างไร โดยรูปแบบข้อมูลใดที่มีผลทำให้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลาง  $\{r_{l,k}\}$  มีเครื่องหมายตรงข้ามกับเครื่องหมายของค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิง จะถือว่าเป็นรูปแบบข้อมูลแบบลดทอน (destructive data pattern) ในขณะที่รูปแบบข้อมูลอื่นๆ นอกเหนือจากนี้จะถือว่าเป็นรูปแบบข้อมูลแบบส่งเสริม (constructive data pattern) ตารางที่ 4.1 แสดงรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนทั้งหมดที่ได้สัญญาณอ่านกลับ ณ บิตกลางที่ด้านขาออกของวงจรถรรวหา มีขั้วหรือเครื่องหมายตรงข้ามกับบิตข้อมูลเดี่ยวนั้นเอง

รายละเอียดการทำงานของวงจรถรรวหา RBP ที่นำเสนอสามารถอธิบายได้ตามรูปที่ 4.2 เริ่มจากให้พิจารณาข้อมูล 3 แตรีกแล้วทำการเลื่อนหน้าต่างขนาด  $3 \times 3$  ที่มีศูนย์กลางอยู่ที่แตรีกที่  $l$  (แตรีกกลาง) จากตำแหน่งเริ่มต้น (ด้านซ้ายสุดของแตรีก) ไปยังตำแหน่งสุดท้าย (ด้านขวาสุดของแตรีก) แล้วนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนทั้งหมดที่เกิดขึ้นโดยการเปรียบเทียบกับรูปแบบข้อมูลในตารางที่ 4.1 จากนั้นกำหนดให้แตรีกที่  $l$  คงที่ แล้วเลื่อนวน (circular shift) ในแตรีกที่  $l-1$  และแตรีกที่  $l+1$  เพื่อสร้างรูปแบบข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด ซึ่งในแต่ละครั้งของการเลื่อนวนในแตรีกที่  $l-1$  หรือแตรีกที่  $l+1$  ก็จะทำซ้ำกระบวนการเลื่อนหน้าต่างขนาด  $3 \times 3$  จากตำแหน่งเริ่มต้นไปยังตำแหน่งสุดท้ายของแตรีกอีกครั้ง เพื่อนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนทั้งหมดที่เกิดขึ้น โดยเมื่อทำการเลื่อนวนข้อมูลทั้งหมดแล้ว ก็จะดูว่าการเลื่อนวนของแตรีกที่  $l-1$  และแตรีกที่  $l+1$  ครั้งใดที่มีผลทำให้ได้รูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด (นั่นคือมีจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนน้อยสุด) จากนั้นก็จะบันทึกค่า

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนของข้อมูลชุดนั้นไว้ในหน่วยความจำหรือบัฟเฟอร์ เพื่อนำไปใช้ในการเลื่อนข้อมูลให้กลับมายังตำแหน่งเดิม ณ วงจรถดถอย RBP ที่ภาครัฐ



รูปที่ 4.2 วิธีการ RBP ที่นำเสนอ

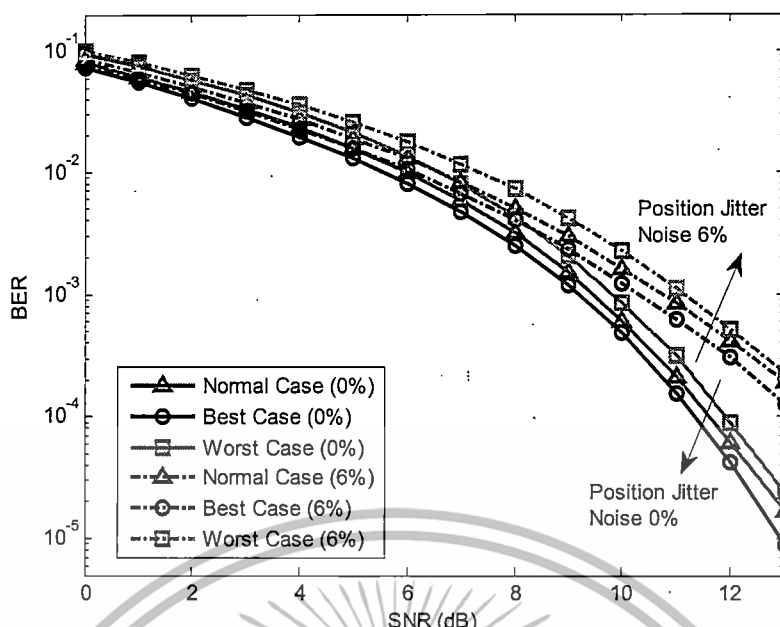
ตารางที่ 4.1 รูปแบบข้อมูลแบบลดทอน

Destructive Pattern Number	Upper Track		Center Track			Lower Track			
	$(k-1)^{\text{th}}$	$k^{\text{th}}$	$(k+1)^{\text{th}}$	$(k-1)^{\text{th}}$	$k^{\text{th}}$	$(k+1)^{\text{th}}$	$(k-1)^{\text{th}}$	$k^{\text{th}}$	$(k+1)^{\text{th}}$
1	1	1	1	1	-1	1	1	1	1
2	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1
3	1	1	-1	1	-1	1	1	1	1
4	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1
5	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1
6	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1
7	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1
8	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	1
9	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1
10	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1
11	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1
12	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1
13	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1
14	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1
15	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1
16	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1
17	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1
18	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1
19	-1	1	1	1	-1	1	1	1	-1
20	1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1
21	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1
22	1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1
23	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1
24	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
25	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1
26	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1
27	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1
28	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1
29	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1
30	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1
31	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1
32	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1
33	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1
34	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1

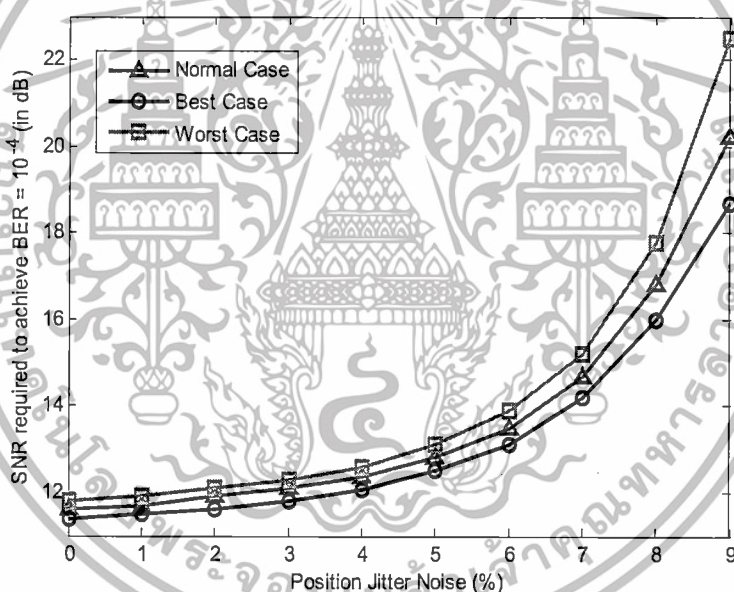
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราได้ทำการทดสอบวิธีการ RBP ที่นำเสนอ ในระบบ BPMP ด้วยความหนาแน่นการบันทึก  $2 \text{ Tb/in}^2$  ที่ซึ่งความกว้างบิตและความกว้างแตรีกเป็น 18 นาโนเมตร (nm),  $PW_{50}$  ในแนวตามแตรีก 19.4 nm และ  $PW_{50}$  ในแนวขวางแตรีก 24.8 nm เช่นเดียวกับ [12] โดยอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio: SNR) ถูกนิยามโดย  $\text{SNR} = 20\log_{10}(1/\sigma)$  มีหน่วยเป็น เดซิเบล (decibel: dB) เมื่อ  $\sigma$  คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว นอกจากนี้ระบบ BPMP ที่ทำให้ระบบเกิดอัตราบิตผิดพลาด (bit-error rate: BER) เท่ากับ  $10^{-4}$  โดยในการหาค่าอัตราบิตผิดพลาดของแต่ละค่า SNR จะต้องเกิดบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต และกำหนดให้ข้อมูล 1 เซกเตอร์ (sector) มีข้อมูลทั้งหมด 4095 บิต

รูปที่ 4.3 แสดงอัตราบิตผิดพลาดของระบบ BPMP ที่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลเป็น  $\sigma_j = 0\%$  และ  $\sigma_j = 6\%$  ในที่นี้ “Normal Case”, “Best Case” และ “Worst Case” ใช้แทนกรณีปกติในการบันทึกข้อมูล, กรณีที่ใช้อัลกอริทึม RBP ในการลดจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนให้น้อยที่สุด, และกรณีที่ใช้อัลกอริทึม RBP ในการเพิ่มจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนให้มากที่สุด ตามลำดับ โดยเครื่องหมาย “%” หมายถึง เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูล จากรูปจะพบว่ากรณีที่ระบบไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่ง ( $\sigma_j = 0\%$ ) ณ ค่า  $\text{BER} = 10^{-4}$  ระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP จะมีสมรรถนะดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการบันทึกแบบปกติ และระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP ในการเพิ่มจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนให้มากที่สุด ประมาณ 0.3 เดซิเบล และ 0.6 เดซิเบล ตามลำดับ นอกจากนี้เมื่อระบบมีความผิดพลาดของตำแหน่งเพิ่มมากขึ้น เช่น  $\sigma_j = 6\%$  ก็จะพบว่าระบบที่นำเสนอมีสมรรถนะดีมากยิ่งขึ้น (มากกว่าระบบที่ใช้วิธีการบันทึกแบบปกติและ RBP ในการเพิ่มจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนให้มากที่สุด 0.5 และ 1 เดซิเบล ตามลำดับ) แสดงว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถลดผลกระทบที่เกิดจากการแตรีกสอดสองมิติได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในรูปของค่า SNR ที่ระบบใช้ที่ทำให้เกิด  $\text{BER} = 10^{-4}$  ณ ระดับความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูลต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP มีสมรรถนะดีกว่าระบบดั้งเดิม โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูลมีความรุนแรงเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 4.3 ประสิทธิภาพ RBP ด้าน BER ที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 %

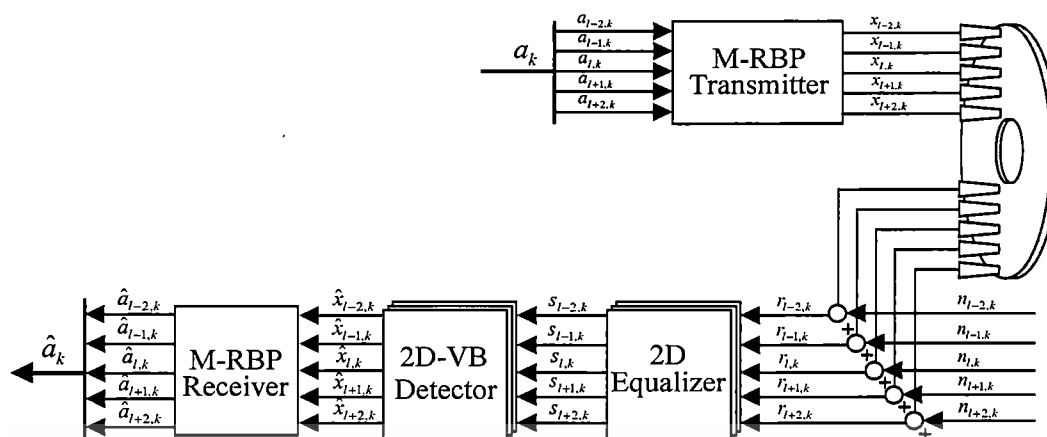


รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพ RBP ด้าน SNR กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่ BER  $10^{-4}$

#### 4.2 วิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึกหลายแทร็ก (Multi-track Recorded-Bit Patterning: M-RBP)

เนื่องจากวิธีการ RBP ออกแบบมาเพื่อช่องสัญญาณแบบ 3 แทร็ก เราจึงนำเสนอ วิธีการ M-RBP กับช่องสัญญาณที่ไม่จำกัดจำนวนแทร็ก โดยภาพรวมของระบบเป็นดังรูป 4.5 เริ่มต้นจาก ลำดับข้อมูลเลขฐานสอง (binary data sequence)  $a_k \in \{\pm 1\}$  ที่ต้องการบันทึกถูกแบ่งออกเป็น 5 แทร็ก ก่อนที่ข้อมูลทั้ง 5 แทร็กจะถูกส่งต่อไปยังอัลกอริทึมการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึกแบบหลายแทร็ก (M-RBP) เพื่อเข้ารหัสข้อมูลก่อนการบันทึกลงในสื่อบันทึก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



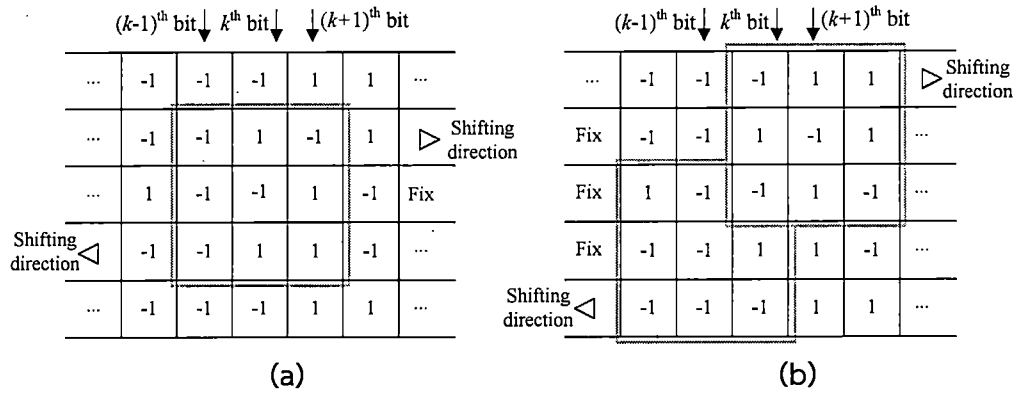
รูปที่ 4.5 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกบิตแพตเทิร์นมีเดียพร้อมอัลกอริทึม M-RBP

รายละเอียดการทำงานของวงจรเข้ารหัส M-RBP ที่นำเสนอนี้สามารถอธิบายได้ตามรูปที่ 4.6 ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 เหมือนกับวิธีการ RBP คือ ให้พิจารณาข้อมูล 3 แทร็กแล้วทำการเลื่อนหน้าต่างขนาด  $3 \times 3$  ที่มีศูนย์กลางอยู่ที่แทร็กที่  $l$  (แทร็กกลาง) จากตำแหน่งเริ่มต้น (ด้านซ้ายสุดของแทร็ก) ไปยังตำแหน่งสุดท้าย (ด้านขวาสุดของแทร็ก) แล้วนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนทั้งหมดที่เกิดขึ้นโดยการเปรียบเทียบกับรูปแบบข้อมูลในตารางที่ 4.1 จากนั้นกำหนดให้แทร็กที่  $l$  คงที่แล้วเลื่อนหน้าต่างในแทร็กที่  $l-1$  และแทร็กที่  $l+1$  เพื่อสร้างรูปแบบข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด ซึ่งในแต่ละครั้งของการเลื่อนหน้าต่างในแทร็กที่  $l-1$  หรือแทร็กที่  $l+1$  ก็จะทำซ้ำกระบวนการเลื่อนหน้าต่างขนาด  $3 \times 3$  จากตำแหน่งเริ่มต้นไปยังตำแหน่งสุดท้ายของแทร็กอีกครั้ง เพื่อนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนทั้งหมดที่เกิดขึ้น โดยเมื่อทำการเลื่อนหน้าต่างข้อมูลทั้งหมดแล้ว ก็จะดูว่าการเลื่อนหน้าต่างของแทร็กที่  $l-1$  และแทร็กที่  $l+1$  ครั้งใดที่มีผลทำให้ได้รูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด (นั่นคือมีจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนน้อยสุด) จากนั้นก็จะบันทึกจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนหน้าต่างของข้อมูลชุดนั้นไว้ในหน่วยความจำหรือบัฟเฟอร์ เพื่อนำไปใช้ในการเลื่อนหน้าต่างข้อมูลให้กลับมายังตำแหน่งเดิม ณ วงจรถอดรหัส M-RBP ที่ภาครับ

ขั้นตอนที่ 2 ขั้นตอนนี้จะใช้หน้าต่างขนาด  $3 \times 3$  จำนวน 2 ชุดที่เป็นอิสระต่อกัน โดยมีตำแหน่งศูนย์กลางของหน้าต่างอยู่ที่แทร็ก  $l-1$  และ  $l+1$  ตามลำดับ ตามรูปที่ 4.6(b) จากนั้นกำหนดให้ข้อมูลในแทร็กที่  $l-1$ ,  $l$  และ  $l+1$  คงที่ แล้วทำการเลื่อนหน้าต่างที่  $l-2$  และ  $l+2$  เพื่อหาจำนวนครั้งในการเลื่อนหน้าต่างที่ทำให้ได้รูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด (เช่นเดียวกับขั้นตอนที่ 1) ของชุดข้อมูลในแทร็ก  $\{l-2, l-1$  และ  $l\}$  และแทร็ก  $\{l, l+1$  และ  $l+2\}$  ตามลำดับ เมื่อทำขั้นตอนที่ 2 เสร็จแล้ว ก็จะได้รูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดทั้ง 5 แทร็ก ที่พร้อมจะถูกบันทึกลงในสื่อบันทึก และจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนหน้าต่างที่ดีที่สุดของแทร็ก  $l-2$  และ  $l+2$  ก็จะถูกบันทึกลงในหน่วยความจำเช่นเดียวกัน ในกรณีที่ข้อมูลมีมากกว่า 5 แทร็ก ก็ยังคงสามารถใช้เทคนิคนี้ได้เช่นกัน โดยดำเนินการในลักษณะเดียวกันกับขั้นตอนที่ 2 ซ้ำจนกว่าจะครบทุกแทร็ก โดยไม่จำเป็นต้องมีแถบป้องกันคั่นระหว่างแทร็ก ซึ่งถือว่าเป็นข้อดีอีกอย่างหนึ่งของเทคนิคที่นำเสนอที่จะช่วยเพิ่มพื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลให้เพิ่มมากขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 วิธีการ M-RBP ที่นำเสนอ (a) ชั้นตอนที่ 1 และ (b) ชั้นตอนที่ 2

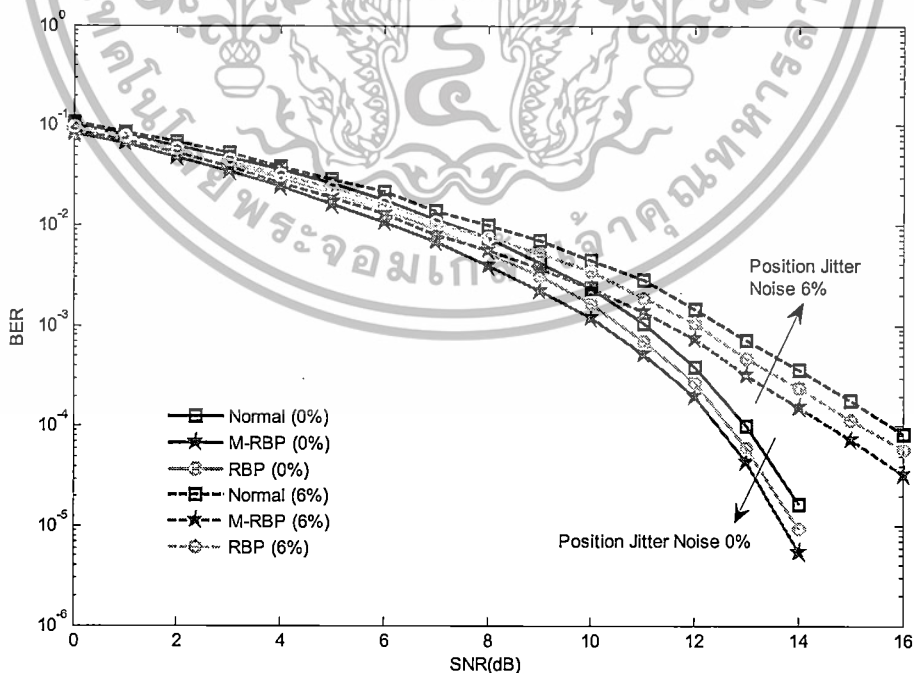
ในทางปฏิบัติอัลกอริทึม M-BPR ที่นำเสนอจะใช้เวลาในการประมวลผลค่อนข้างสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อแทรกข้อมูลมีความยาวมาก อย่างไรก็ตามถ้าต้องการลดเวลาในการประมวลผลลงก็สามารถทำได้ โดยการแบ่งแทรกข้อมูลออกเป็นส่วนย่อยๆ ในงานวิจัยนี้จะแบ่งลำดับข้อมูล  $\{a_k\}$  ทั้งหมด 6720 บิต ออกเป็น 5 แทร็ก แต่ละแทร็กมีความยาว  $L_t = 1344$  บิต จากนั้นจึงแบ่งข้อมูลขนาด  $5 \times 1344 (= 6720)$  บิต ออกเป็น 21 ส่วน โดยแต่ละส่วนมีขนาด  $5 \times 64$  บิต เพื่อลดเวลาในการประมวลผล ด้วยวิธีการแบ่งส่วนย่อยนี้ทำให้สามารถคำนวณหาขนาดของหน่วยความจำที่ต้องใช้ในการเก็บค่าจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนวนได้เท่ากับ  $n_p \times 4 \log_2(n_b)$  บิต โดย  $n_b = L_t/n_p$  คือ ขนาดของส่วนย่อยที่ถูกแบ่ง (บิต),  $n_p$  คือจำนวนส่วนย่อยที่ถูกแบ่ง, และ  $n_t$  คือจำนวนแทร็ก (ในงานวิจัยนี้ใช้  $n = 5$  แทร็ก) ดังนั้นหน่วยความจำที่ใช้ทั้งหมดจึงมีค่าเท่ากับ  $6 \times 4 \times 21 = 504$  บิตต่อข้อมูล 6720 บิต

เราได้ทำการทดสอบวิธีการ M-RBP ที่นำเสนอ ในระบบ BPMR ด้วยความหนาแน่นในการบันทึก  $2.5 \text{ Tb/in}^2$  ที่ซึ่งความกว้างบิตและความกว้างแทร็กมีค่าเท่ากับ 16 นาโนเมตร (nm),  $PW_{50}$  ในแนวตามแทร็ก 19.4 nm และ  $PW_{50}$  ในแนวขวางแทร็ก 24.8 nm เช่นเดียวกับ [13] โดยอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนถูกนิยามโดย  $SNR = 20 \log_{10}(1/O)$  ที่ทำให้ระบบเกิดอัตราบิตผิดพลาดเท่ากับ  $10^{-4}$  โดยในการหาค่าอัตราบิตผิดพลาดของแต่ละค่า SNR จะต้องเกิดบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต และกำหนดให้ข้อมูล 1 เซกเตอร์ (sector) มี 6720 บิต

รูปที่ 5.3 แสดงอัตราบิตผิดพลาดของระบบ BPMR ที่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลเป็น  $\sigma_j = 0\%$  และ  $\sigma_j = 6\%$  ในที่นี้ “Normal”, “M-RBP” และ “RBP” ใช้แทนกรณีปกติในการบันทึกข้อมูล, กรณีที่ใช้อัลกอริทึม M-RBP ในการลดจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนให้น้อยที่สุด, และกรณีที่ใช้อัลกอริทึม RBP ที่นำเสนอก่อนหน้านี้ ตามลำดับ โดยเครื่องหมาย “%” หมายถึง เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูล จากรูปจะพบว่ากรณีที่ระบบไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่ง ( $\sigma_j = 0\%$ ) ค่า BER =  $10^{-4}$  ระบบที่ใช้อัลกอริทึม M-RBP จะมีสมรรถนะดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการบันทึกแบบปกติและระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP ประมาณ 0.6 เดซิเบล และ 0.3 เดซิเบล ตามลำดับ นอกจากนี้เมื่อระบบมีความผิดพลาดของตำแหน่งเพิ่มมากขึ้น เช่น  $\sigma_j = 6\%$  ก็พบว่าระบบที่นำเสนอมีสสมรรถนะดีมากยิ่งขึ้น (มากกว่าระบบที่ใช้วิธีการบันทึกแบบปกติและระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP ประมาณ 1 เดซิเบล และ 0.5 เดซิเบล ตามลำดับ) แสดงว่าวิธีการที่นำเสนอเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

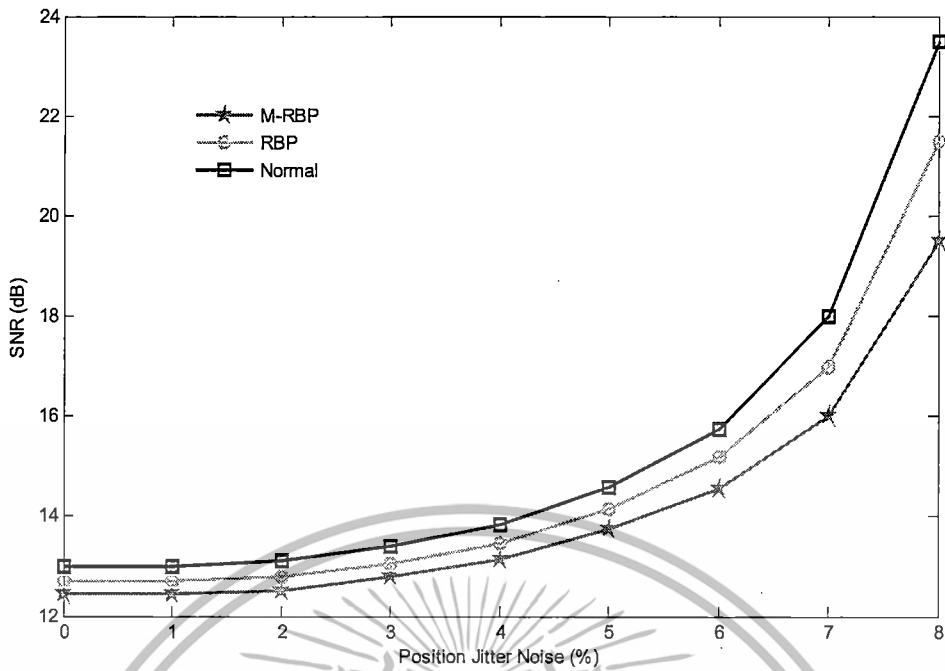
สามารถลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดสองมิติได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบในรูปของค่า SNR ที่ระบบใช้ที่ทำให้เกิด BER =  $10^{-4}$  ณ ระดับความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูลต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้อัลกอริทึม M-RBP มีสมรรถนะดีกว่าระบบอื่น ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูลมีความรุนแรงเพิ่มมากขึ้น

ในส่วนตัวต่อไปนี้จะแสดงสมรรถนะของอัลกอริทึม M-RBP ที่นำเสนอในรูปของความซับซ้อน (complexity) และอัตรารหัส (code rate) ที่ใช้ เมื่อส่วนย่อยของข้อมูลมีขนาดกว้าง 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 และ 1024 บิต โดยในที่นี้ความซับซ้อน  $C$  ของอัลกอริทึม M-RBP จะพิจารณาจากปริมาณหน่วยความจำที่ต้องใช้ในการเก็บค่าจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนวนแต่ละเทริก โดยในขั้นตอนที่ 1 จะได้ความซับซ้อน  $C_1 = n_b \times n_b \times n_p = n_b \times n_b \times L_t$  บิต (นับจากการเลื่อนเทริกบน การเลื่อนเทริกล่าง และการเลื่อนหน้าตาเพื่อปรับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนในทุกช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่ง) และในขั้นตอนที่ 2 จะได้ความซับซ้อน  $C_2 = 2 \times n_b \times n_p = 2 \times n_b \times L_t$  หน่วย (เกิดจากการเลื่อนหน้าตาทั้งสองชุดและเลื่อนข้อมูลใน 2 เทริกที่อิสระต่อกันของทุกช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่ง) ดังนั้นอัลกอริทึม M-RBP จะมีความซับซ้อนรวมทั้ง 2 ขั้นตอนเท่ากับ  $C = C_1 + C_2 = (2 + n_b) \times n_b \times L_t$  หน่วย นอกจากนี้ อัตรารหัสคำนวณได้จาก  $R = (n_t \times n_b) / (n_t \times n_b + 4 \log_2(n_b))$  ตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.9 แสดงความซับซ้อนและอัตรารหัสของอัลกอริทึม M-RBP เมื่อเทียบกับขนาดของส่วนย่อยข้อมูลที่ถูกแบ่ง ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่าเมื่อขนาดของส่วนย่อยข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนและอัตรารหัสก็จะเพิ่มขึ้น นอกจากนี้เรายังสามารถคำนวณความซับซ้อนของการถอดรหัสได้ดังนี้  $C_d = n_{st} n_p$  ที่ซึ่ง  $C_d$  คือความซับซ้อนของการถอดรหัส,  $n_{st}$  คือ จำนวนเทริกที่ถูกเลื่อนนั่นเอง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าถึงแม้ว่ากระบวนการ M-RBP จะมีความซับซ้อนในการเข้ารหัสที่สูง แต่ก็มีความซับซ้อนในการถอดรหัสที่ต่ำ

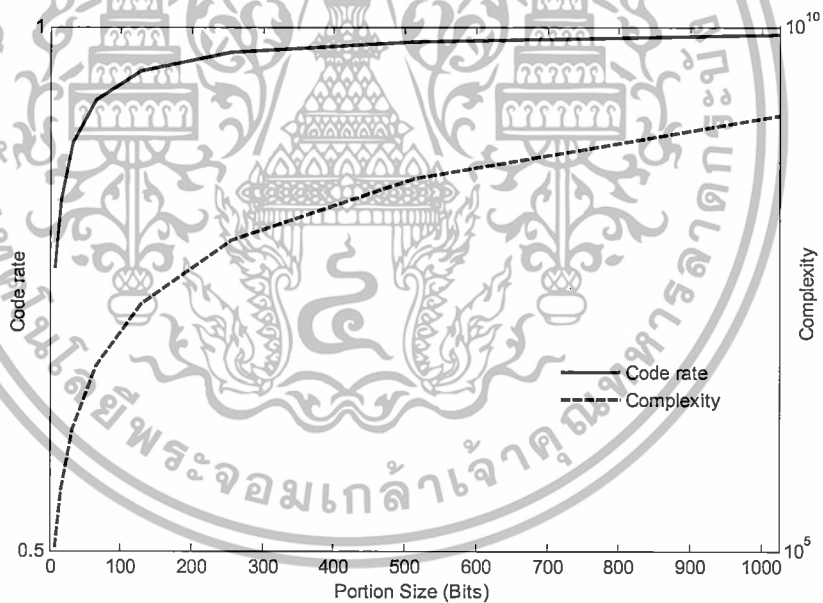


รูปที่ 4.7 ประสิทธิภาพ M-RBP ด้าน BER ที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ประสิทธิภาพ M-RBP ด้าน SNR กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่ BER  $10^{-4}$



รูปที่ 4.9 ประสิทธิภาพ M-RBP ด้านความซับซ้อนและอัตรารหัสเมื่อ 1 แพริคมีขนาด 1344 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ความซับซ้อนและอัตราหัสเทียบกับขนาดของช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่งเมื่อความยาวแพทริก เป็น 1344 บิต

Portion sizes	Complexity	Complexity, $C$		Code rate (calculated with additional memory), $R$	
		$L_t = 1344$	$L_t = 1344$	$L_t = 1344$	$L_t = 1344$
8	$80 L_t$	107520		0.7692	
16	$288 L_t$	387072		0.8333	
32	$1088 L_t$	1462272		0.8888	
64	$4224 L_t$	5677056		0.9302	
128	$16640 L_t$	22364160		0.9580	
256	$66048 L_t$	88768512		0.9756	
512	$263168 L_t$	353697792		0.9861	
1024	$1050624 L_t$	1412038656		0.9922	

นอกจากนั้นเรายังพัฒนาประสิทธิภาพของ M-RBP ได้โดยการเปลี่ยนการหารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดจากการนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนที่เกิดขึ้น มาใช้วิธีการคำนวณค่าน้ำหนักสะสม (accumulated weight calculation) แทนตามที่น่าเสนอใน [5,6] โดยเรากำหนดค่าน้ำหนักที่ใช้บอกระดับความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติ ซึ่งค่าน้ำหนักนี้มีเครื่องหมายเป็นได้ทั้งบวก (positive) และลบ (negative) ขึ้นอยู่กับว่าการแทรกสอดสองมิติกรณีนั้นเป็นแบบส่งเสริม (constructive) หรือ แบบลวดทอน (destructive) ตามลำดับ โดยเราพิจารณาค่าน้ำหนักจากการสร้างรูปแบบข้อมูลขนาด  $3 \times 3$  ที่เป็นไปได้ทั้งหมด แล้วนำสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางในแต่ละรูปแบบมาคำนวณกับสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางเดี่ยว ดังนี้

$$W_i = \begin{cases} Y_i - Y_s, & Y_i > 0 \text{ and } Y_s > 0 \\ -(|Y_i| + Y_s), & Y_i < 0 \text{ and } Y_s > 0 \\ -(Y_i + |Y_s|), & Y_i > 0 \text{ and } Y_s < 0 \\ |Y_i| - |Y_s|, & Y_i < 0 \text{ and } Y_s < 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

ซึ่งสมการนี้มาจากการวิเคราะห์กรณีที่เป็นไปได้ทั้งหมดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางในแต่ละรูปแบบมาคำนวณกับสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางเดี่ยว โดย  $W_i$  คือ ค่าน้ำหนักของข้อมูล  $3 \times 3$  รูปแบบที่  $i$ ,  $Y_i$  คือ แอมพลิจูดสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางในรูปแบบข้อมูลที่  $i$  และ  $Y_s$  คือ แอมพลิจูดสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางเดี่ยว จากสมการนี้ทำให้เราได้ค่าน้ำหนักของทั้ง 512 รูปแบบข้อมูลตามตารางที่ 4.3 โดยตารางนี้จะถูกนำไปใช้ในแทนที่ตารางรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนซึ่งเราจะใช้ 3 วิธีในการสะสมค่าน้ำหนัก คือ วิธีการที่ 1 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนัก (ทั้งค่าที่เป็นบวกและลบ), วิธีการที่ 2 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนักเฉพาะที่เป็นบวก และ วิธีการที่ 3 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนักเฉพาะที่เป็นลบ โดยทั้งสามวิธีนี้จะนำไปใช้หารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดโดยดูจากการหารูปแบบข้อมูลที่ให้ค่าน้ำหนักสะสมมากที่สุด โดยผลที่ได้เราจะเห็นว่าวิธีการที่ดีที่สุดคือ วิธีที่ 3

เอกสารณ์มีผลให้ค่าที่ได้นั้นมีค่าที่ต่ำกว่าค่าที่ได้นั้นๆ ซึ่งถ้าเราใช้วิธีการที่ 3 นี้ เราจะได้ค่าที่ต่ำกว่าค่าที่ได้นั้นๆ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

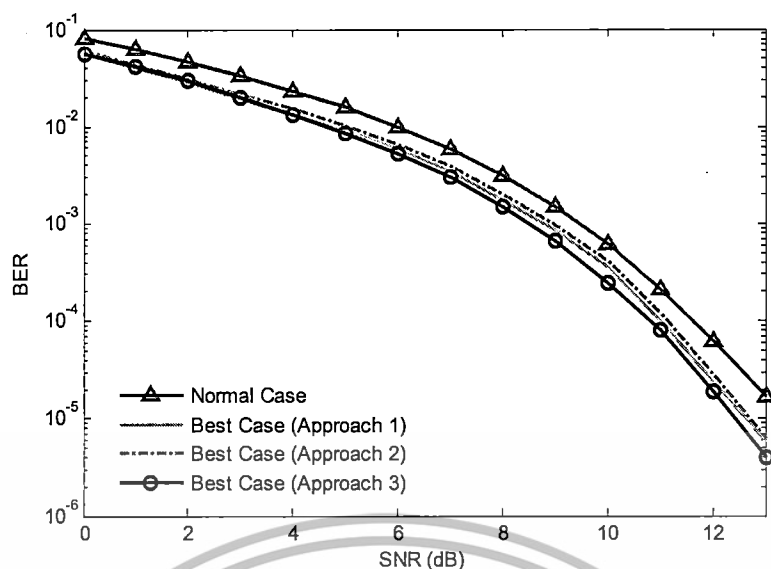
เพราะว่าอีกสองวิธีนั้น บางค่าน้ำหนักที่เป็นแบบลดทอน จะถูกลบด้วยค่าน้ำหนักที่เป็นแบบส่งเสริมอื่นๆ ทำให้การหารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดนั้นอาจจะได้รูปแบบที่ดีที่สุดตามที่ต้องการ ดังนั้นเราจึงใช้วิธีที่ 3 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนักเฉพาะที่เป็นลบในการทดลองอื่น ๆ

ตารางที่ 4.3 ตัวอย่างค่าน้ำหนัก

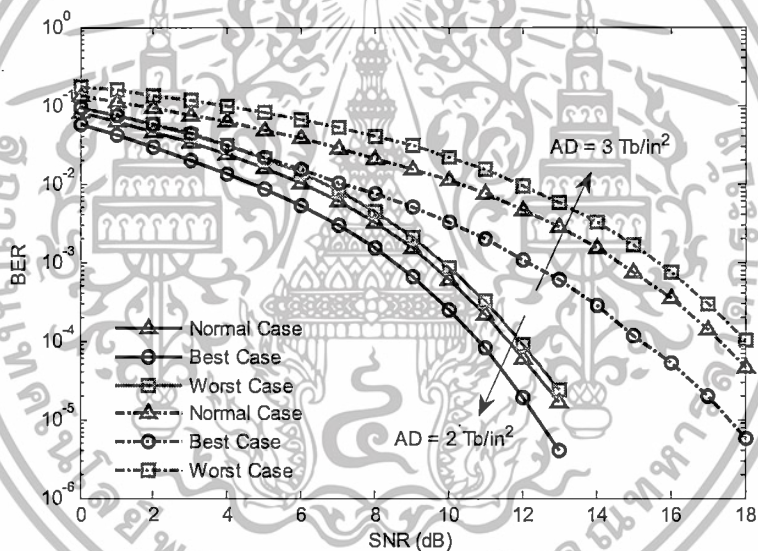
Index Pattern	Upper Track			Center Track			Lower Track			Weight
	$k-1^{\text{th}}$	$k^{\text{th}}$	$k+1^{\text{th}}$	$k-1^{\text{th}}$	$k^{\text{th}}$	$k+1^{\text{th}}$	$k-1^{\text{th}}$	$k^{\text{th}}$	$k+1^{\text{th}}$	
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.1255
2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.0298
3	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0.4947
4	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0.3991
5	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.0298
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
15	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	0.0957
16	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	0.0000
17	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1.1255
18	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1.0298
19	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-0.4947
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
254	1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	0.3991
255	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	0.9341
256	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1.0298
257	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1.0298
258	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	0.9341
259	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	0.3991
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
494	1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	-0.4947
495	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1.0298
496	1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1.1255
497	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	0.0000
498	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	0.0957
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
508	1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1.0298
509	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	0.3991
510	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	0.4947
511	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.0298
512	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.1255

นอกจากนั้นเรายังทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลเพิ่มขึ้น เราพบว่าวิธีการที่เราแนะนำนั้นทำงานได้ดี โดยที่ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล  $2 \text{ Tb/in}^2$  ที่ BER  $10^{-4}$  จะได้ช่วงของ SNR ระหว่างระบบที่มีวิธีการที่นำเสนอและระบบที่ไม่มีวิธีการที่นำเสนอ 1 dB และที่ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล  $3 \text{ Tb/in}^2$  จะได้ 2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลการเปรียบเทียบ 3 วิธีการในการหาค่าน้ำหนักสะสม



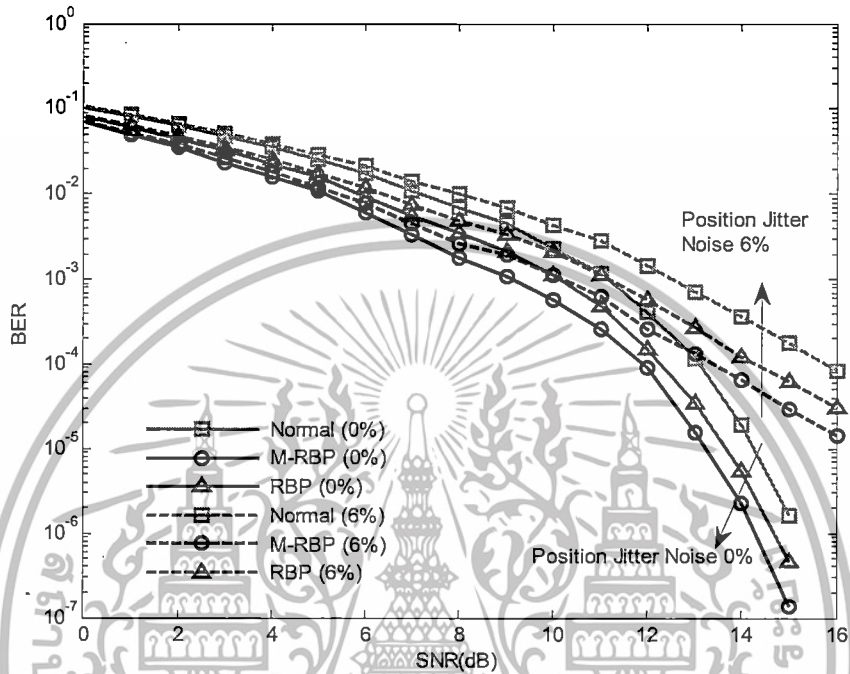
รูปที่ 4.11 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล 2 และ 3 Tb/in<sup>2</sup>

จากการใช้การตัดสินใจเลือกรูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดโดยใช้ค่าน้ำหนักสะสม รูปที่ 4.12 แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพด้าน BER ของระบบที่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล  $\sigma_j = 0\%$  และ  $\sigma_j = 6\%$  สังเกตว่าในรูปมี "Normal", "M-RBP" และ "RBP" ซึ่งหมายถึง กรณีปกติ (ไม่มีการใช้การเข้ารหัส), กรณีที่ใช้ M-RBP ในการลดจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนลงให้น้อยที่สุด และ กรณีที่ใช้ RBP [4] ตามลำดับ "%" หมายถึง เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล เห็นได้ชัดว่ากรณี M-RBP นั้นดีกว่ากรณีปกติและกรณี RBP เมื่อไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่ง กรณี M-RBP จะมีระยะห่างเมื่อเทียบกับกรณีปกติและกรณี RBP ประมาณ 1 dB และ 0.3 dB ที่ BER  $10^{-4}$  มากไปกว่านั้นเมื่อความผิดพลาดของตำแหน่งเพิ่มขึ้นจาก 0 เป็น 6 เปอร์เซนต์ กรณี M-RBP ก็ยังดีกว่า

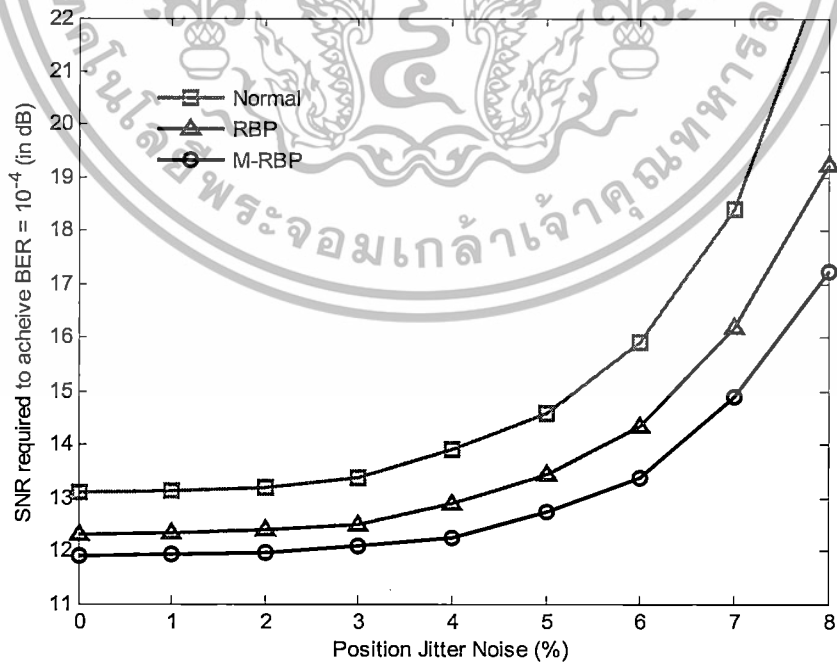
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีอื่นๆ โดยมีระยะห่างเทียบกับกรณีปรกติและกรณี RBP 1 dB และ 3 dB ที่ BER  $10^{-4}$  เพราะว่าวิธีการ M-RBP สามารถเปลี่ยนรูปแบบที่ไม่ดีให้กลายเป็นรูปแบบที่ดีได้ดีกว่า

เราได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลหลายระดับในรูปแบบที่ 4.13 ซึ่งเราใช้ผลลัพธ์ของ SNR ที่ BER  $10^{-4}$  มาเปรียบเทียบกัน ชัดเจนว่ากรณี M-RBP ยังคงดีกว่ากรณีอื่นๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลรุนแรง (เช่น 6%)



รูปที่ 4.12 ประสิทธิภาพด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 %



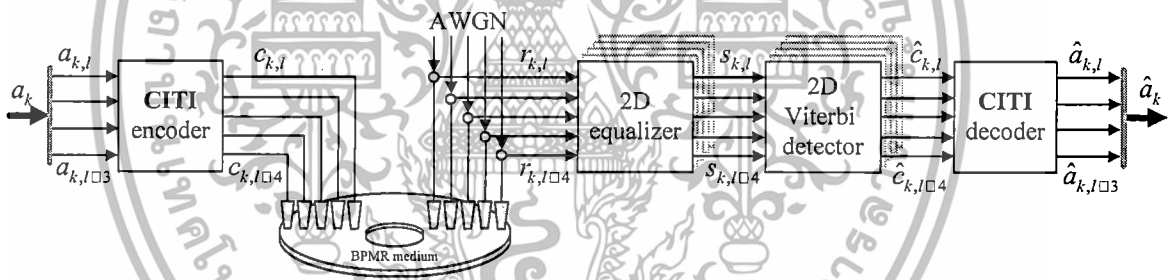
รูปที่ 4.13 ประสิทธิภาพด้านSNRกับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่BER  $10^{-4}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการ M-RBP ที่ใช้บนช่องสัญญาณแบบหลายแตร็กรันช่วยลดผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติที่เกิดขึ้นในระบบ BPMPR แนวคิดก็คือหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลที่ส่งผลให้เกิดการลดทอนสัญญาณ (รูปแบบข้อมูลที่ง่ายต่อการเกิดความผิดพลาดเมื่ออ่านข้อมูลกลับ) โดยทำการเปลี่ยนรูปแบบข้อมูลก่อนการบันทึกลงบนสื่อ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการ M-RBP ที่นำเสนอสามารถช่วยพัฒนาประสิทธิภาพของระบบ BPMPR ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลที่รุนแรง แม้ว่าวิธีการนี้จะมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุดและใช้หน่วยความจำเพิ่มเติมที่น้อย แต่ก็ต้องแลกมาด้วยเวลาในการประมวลผล ดังนั้นงานวิจัยต่อไปต้องคำนึงถึงการลดเวลาในการประมวลผลและเพิ่มประสิทธิภาพด้าน BER

### 4.3 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 4/5

เนื่องจากกระบวนการ RBP และ M-RBP นั้นสามารถลดการบันทึกรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนส่วนหนึ่งแต่ไม่ใช่ทั้งหมด ยกตัวอย่างเช่นกรณีที่แตร็กรันบนและแตร็กรันล่างเป็นบิต “-1” ในขณะที่แตร็กรันกลางเป็นบิต “1” ทั้งหมด ซึ่งเราทำการแก้ปัญหาโดยการนำเอาเงื่อนไขที่ใช้กระบวนการ RBP และ M-RBP มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบการเข้ารหัสที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น โดยที่ความซับซ้อนน้อยลง แต่ยอมสูญเสียประสิทธิภาพทางด้านอัตรารหัสลงเหลือ 4/5 หรือ 0.8 ซึ่งภาพรวมของระบบสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 4.14 แบบจำลองช่องสัญญาณและการเข้ารหัสแบบ 4/5

โดยเราสมมติว่าหัวอ่านอ่านข้อมูลที่แตร็กรันที่  $l$  และการแทรกสอดในทิศทางขวางแตร็กรันถูกจำกัดแค่แตร็กรัน  $l-1$  และ  $l+1$  ที่ฝังอ่านข้อมูลข้อมูล 5 แตร็กรัน  $[r_{k,l}, r_{k,l+1}, r_{k,l+2}, r_{k,l+3}, r_{k,l+4}]$  ถูกอ่านโดย 5 หัวอ่านพร้อมกัน (หรือใช้ 1 หัวอ่านอ่านแตร็กรันเหล่านี้แต่ละครั้งโดยอาศัยหน่วยความจำเพิ่มเติม)

ในวิธี RBP เราวิเคราะห์แอมพลิจูดของสัญญาณที่บิตข้อมูลที่  $k$  แตร็กรันที่  $l$  ( $c_{k,l}$ ) สำหรับสำหรับรูปแบบข้อมูล 3 คู่ 3 ที่แตกต่างกัน 3 บิตจากแตร็กรันบน  $[c_{k-1,l-1}, c_{k,l-1}, c_{k+1,l-1}]$ , 3 บิตจากแตร็กรันกลาง  $[c_{k-1,l}, c_{k,l}, c_{k+1,l}]$ , และ 3 บิตจากแตร็กรันล่าง  $[c_{k-1,l+1}, c_{k,l+1}, c_{k+1,l+1}]$  ในช่องสัญญาณ BPMPR ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน จากนั้นเรากำหนดรูปแบบข้อมูลที่ก่อให้เกิดแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับที่มีขั้วตรงข้ามกับแอมพลิจูดสัญญาณจากบิตข้อมูลเดียว  $c_{k,l}$  เป็นรูปแบบข้อมูลแบบลดทอน โดยการวิเคราะห์รูปแบบข้อมูลแบบลดทอนนี้ทั้งหมด เราพบว่าทุกรูปแบบนั้นเกิดเมื่อ บิตที่  $k$  ของแตร็กรันที่ติดกันนั้นแต่ต่างจากบิตข้อมูลที่แตร็กรันกลาง เช่น  $[c_{k,l-1}^0, c_{k,l}^1, c_{k,l+1}^0] = [1, -1, 1]$  หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$[-1 \ 1 \ -1]$  ดังนั้นเราใช้ผลลัพธ์นี้มาออกแบบการเข้ารหัส ITI แบบส่งเสริม เพื่อเป็นเงื่อนไขในการหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลแบบลวดทอนที่จะถูกบันทึกลงบนสื่อบันทึก

ในที่นี้เราได้นำเสนอแบบแผนการเข้ารหัสการแทรกสอดระหว่างแตร็กแบบส่งเสริมด้วยอัตรารหัส 4/5 สำหรับช่องสัญญาณ BPMR กระบวนการเข้าและถอดรหัสขึ้นอยู่กับพื้นฐานของการดูตาราง (look-up table) ที่ถูกสร้างขึ้นดังนี้ ขั้นแรกเราทำการกำหนดเว็คเตอร์  $\mathbf{c}_{k,l}^N = [c_{k,l}, c_{k,l+1}, \dots, c_{k,l+N-1}]$  โดยที่บิตที่  $k$  จากแตร็กที่ติดกัน  $N$  แตร็กเริ่มต้นจากแตร็กที่  $l$  และการเข้ารหัสจะทำการแปลง ข้อมูลอินพุต  $\mathbf{a}_{k,l}^4$  ไปเป็นข้อมูลที่จะถูกบันทึก  $\mathbf{c}_{k,l}^5$

เพราะ  $\mathbf{c}_{k,l}^5$  ประกอบด้วยข้อมูล 5 บิต จึงมี  $2^5 = 32$  คำรหัส (codewords) ที่เป็นไปได้ทั้งหมด อย่างไรก็ตามเนื่องจากรูปแบบข้อมูล  $\mathbf{c}_{k,j}^5 = [c_{k,j}, c_{k,j+1}, c_{k,j+2}]$  ที่ซึ่ง  $j \in \{l, l+1, l+2\}$  ที่ซึ่งเกิดการแทรกสอดแบบลวดทอน คือ  $[1 \ -1 \ 1]$  หรือ  $[-1 \ 1 \ -1]$  คำรหัสใดที่มีรูปแบบข้อมูลเหล่านี้จะถูกลบทิ้งไป ในกรณีนี้มี 16 รูปแบบที่ถูกตัดออก ดังนั้นจะเหลือ 16 คำรหัสที่ดี คือ  $\tilde{\mathbf{c}}_j^5 = [\tilde{c}_j, \tilde{c}_{j+1}, \tilde{c}_{j+2}, \tilde{c}_{j+3}, \tilde{c}_{j+4}]$  สามารถถูกสร้างเป็นรหัสได้ตามที่แสดงในตารางที่ 4.4 ด้วย 16 คำรหัสที่ได้ เราจึงมี 4 บิต ( $2^4 = 16$ ) เป็นจำนวนอินพุต  $\mathbf{a}_{k,l}^4$  ในการเข้ารหัส สุดท้ายเราสามารถกำหนดคำรหัส  $\tilde{\mathbf{c}}_j^5$  สำหรับแต่ละอินพุต  $\mathbf{a}_{k,l}^4$  เพื่อสร้างตารางสำหรับการเข้าและถอดรหัสได้ดังตาราง

ตารางที่ 4.4 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 4/5

4-bit input data, $\mathbf{a}_{k,l}^4$				5-bit codeword, $\tilde{\mathbf{c}}_j^5$				
$a_{k,l}$	$a_{k,l+1}$	$a_{k,l+2}$	$a_{k,l+3}$	$\tilde{c}_j$	$\tilde{c}_{j+1}$	$\tilde{c}_{j+2}$	$\tilde{c}_{j+3}$	$\tilde{c}_{j+4}$
-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1
-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1
-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1
-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1
-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1
-1	1	1	-1	-1	1	1	1	-1
-1	1	1	1	-1	-1	1	1	1
1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1
1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1
1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1
1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1
1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1
1	1	1	-1	1	1	1	1	-1
1	1	1	1	1	1	1	1	1

สำหรับการถอดรหัสค่าประมาณ (estimated value) ของลำดับข้อมูล 5 แตร็ก  $\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^5$  ถูกลอดรหัสโดยใช้ตารางเดียวกันเพื่อแปลงไปเป็นค่าประมาณของข้อมูลอินพุต  $\hat{\mathbf{a}}_{k,l}^4$  เพราะสัญญาณรบกวนทำให้กระบวนการถอดรหัสอาจจะทำงานได้ไม่ถูกต้องสำหรับบางรูปแบบข้อมูล  $\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^5 = [\hat{c}_{k,l}, \hat{c}_{k,l+1}, \hat{c}_{k,l+2}, \hat{c}_{k,l+3}, \hat{c}_{k,l+4}]$  ที่ไม่อยู่ในตาราง หรือ  $\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^5 \neq \tilde{\mathbf{c}}_j^5$  เพื่อจะแก้ปัญหานี้ เราเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

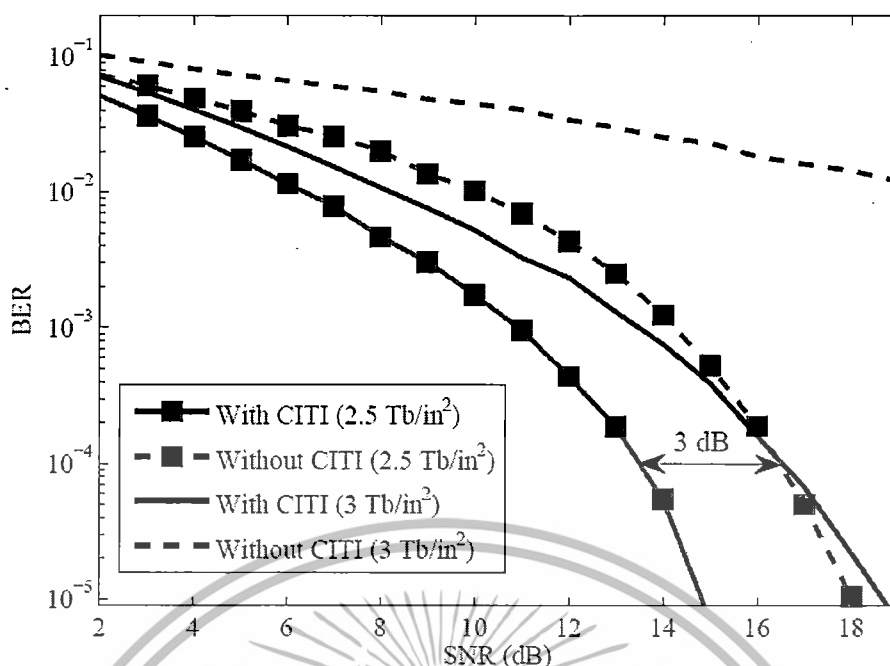
ได้ประยุกต์ใช้หลักการหาระยะห่างยูคลิเดียน (Euclidean distance) [23] ในการถอดรหัสโดยจะใช้วัดความคล้ายกันระหว่าง  $\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^5$  กับ  $\mathbf{c}_l^5$  โดยใช้สมการ  $d(\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^5, \mathbf{c}_l^5) = \sqrt{\sum_{i=0}^4 (\hat{c}_{k,l+i}^5 - c_{l+i}^5)^2}$  จากนั้นเราจะได้ค่าประมาณของอินพุต  $\hat{\mathbf{a}}_{k,l}^4 = [\hat{a}_{k,l}, \hat{a}_{k,l+1}, \hat{a}_{k,l+2}, \hat{a}_{k,l+3}]$  ตามคำรหัส  $\mathbf{c}_l^5$  ที่ให้ค่า  $d(\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^5, \mathbf{c}_l^5)$  น้อยสุด

นอกจากนั้นเหตุผลที่อัตรารหัส 4/5 ถูกเลือกนั้น เริ่มจากการที่เราดูจำนวนของแพ็คเกจข้อมูลที่ต้องการสำหรับคำรหัสจำนวน  $N$  บิต จากนั้นเราใช้วิธีการเดียวกันในการจัดรูปแบบข้อมูลสตอปแล้วได้จำนวนคำรหัสที่ดีเป็น  $N_c$  โดยให้  $M$  เป็นจำนวนบิตของข้อมูลอินพุตซึ่งคำนวณได้จาก  $M = \lceil \log_2(N_c) \rceil$  ที่ซึ่ง  $\lceil v \rceil$  คือค่าจำนวนเต็มที่ดีที่สุดที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ  $v$  สุดท้ายอัตรารหัส  $R$  ถูกคำนวณโดย  $R = M/N$  ในที่นี้เราได้พิจารณา  $N = \{3, 4, 5, 6, 7\}$  ที่ให้อัตรารหัสเป็น  $\{0.67, 0.75, 0.8, 0.67, 0.71\}$  ตามลำดับ ดังนั้นรหัส 4/5 จึงถูกเลือกเพราะให้อัตรารหัสสูงที่สุด

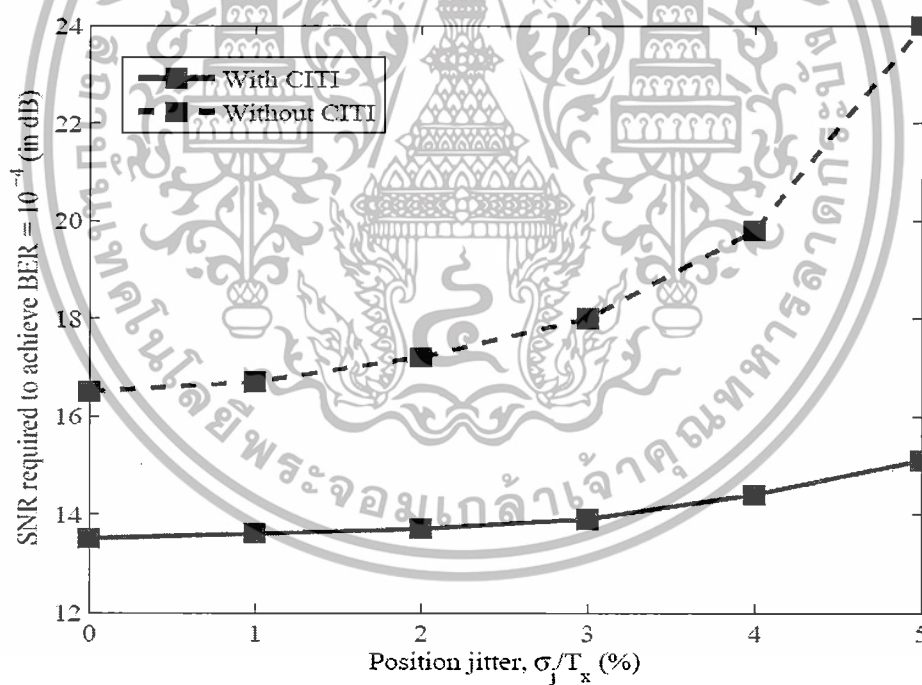
ในการทดลองระบบโดยการจำลองนั้นเราจะเปรียบเทียบระหว่าง 1) ระบบที่มีการเข้ารหัสแบบ 4/5 ที่ซึ่งแพ็คเกจภายนอกที่  $-1$  และ  $+5$  ประกอบด้วยข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น "With CITI") และ 2) คือระบบดั้งเดิมที่มีลำดับข้อมูลอินพุต  $a_k$  ถูกเขียนลงใน 1 แพ็คเกจและมีแพ็คเกจข้างเคียงเป็นข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น "Without CITI") อัตราส่วนระหว่างความแรงสัญญาณและความแรงสัญญาณรบกวน ถูกกำหนดเป็น  $10 \log_{10}(1/R\sigma^2)$  ในหน่วยเดซิเบล (dB) แต่ละค่า BER ถูกหาจากจำนวนบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต โดยที่ 1 เซกเตอร์ (sector) ประกอบด้วย 4095 บิต

จากรูปเราเปรียบเทียบประสิทธิภาพด้าน BER ของระบบที่มีและไม่มีเข้ารหัสที่ความหนาแน่นในการบันทึกข้อมูล  $2.5 \text{ Tb/in}^2$  ( $T_x = T_z = 16 \text{ nm}$ ) และ  $3 \text{ Tb/in}^2$  ( $T_x = T_z = 14.5 \text{ nm}$ ) โดยไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกะข้อมูล เห็นได้ชัดว่าระบบที่มีการเข้ารหัสทำงานได้ดีกว่าระบบที่ไม่มีโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ AD มีค่าสูง ซึ่งที่ BER  $10^{-4}$  และ AD  $2.5 \text{ Tb/in}^2$  ระบบที่นำเสนอสามารถให้ระยะห่างของ SNR 3 dB เทียบกับระบบดั้งเดิม นอกจากนี้เรายังได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพระบบทั้งสองด้วยระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกะข้อมูลในหลายระดับความรุนแรงตามรูปที่ 4.16 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบที่มีการเข้ารหัสนั้นดีกว่าระบบที่ไม่มีโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกะข้อมูลนั้นสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ประสิทธิภาพของรหัส 4/5 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ

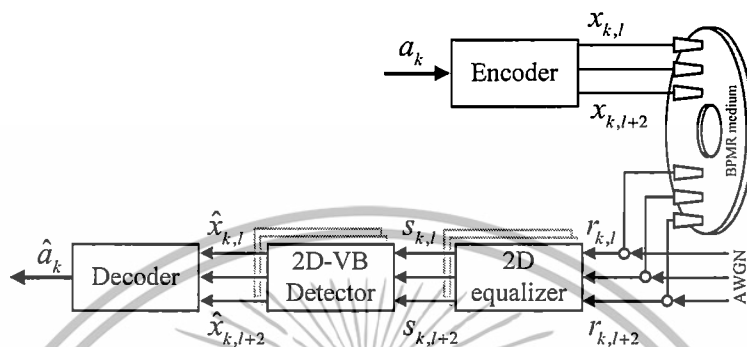


รูปที่ 4.16 ประสิทธิภาพของรหัส 4/5 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตราหัส 5/6

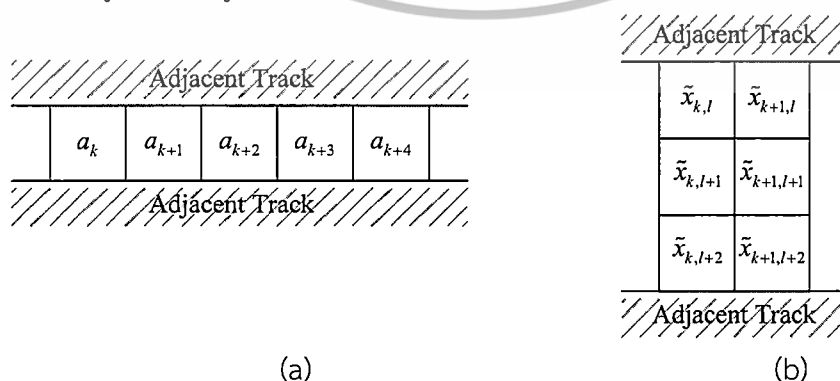
หลังจากออกแบบและทดสอบประสิทธิภาพของการเข้ารหัส 4/5 แล้วได้ผลที่น่าพอใจ เราจึงทำการเพิ่มประสิทธิภาพในด้านอัตรารหัสโดยการเปลี่ยนรูปแบบคำรหัส และเพื่อรักษาประสิทธิภาพด้าน BER ไว้เราจึงใช้เงื่อนไขในการหลีกเลี่ยงรูปแบบที่เกิดการแทรกสอดแบบลดทอนเช่นเดียวกัน



รูปที่ 4.17 ภาพรวมระบบของการเข้ารหัส 5/6

ในการทำงานเดียวกันในวิธีการ RBP เราได้วิเคราะห์รูปแบบข้อมูลขนาด  $3 \times 3$  แล้วพบว่ารูปแบบข้อมูลแบบลดทอนทั้งหมดมีคอลัมน์ (column) กลางเป็น  $[1 \ -1 \ 1]^T$  หรือ  $[-1 \ 1 \ -1]^T$  ดังนั้นเราจึงได้ใช้ผลลัพธ์นี้ในการออกแบบการเข้ารหัสเพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนก่อนการบันทึก แล้วเปลี่ยนรูปแบบของอินพุตและคำรหัสเป็นขนาด 5 และ 6 บิตตามลำดับซึ่งการเข้ารหัสและถอดรหัสมีรายละเอียดดังนี้ [25]

การเข้ารหัสจะแปลงลำดับข้อมูลอินพุต  $\{a_k\}$  ไปเป็นลำดับข้อมูล 3 แท่ง  $\{x_{k,l}\}$ ,  $\{x_{k,l+1}\}$ , และ  $\{x_{k,l+2}\}$  ตามลำดับ ในตาราง 4.5 แสดงคำรหัสที่ไม่มีกรณีที่เป็น  $[1 \ -1 \ 1]$  หรือ  $[-1 \ 1 \ -1]$  ตามตารางนี้ข้อมูลอินพุตทุก 5 บิต  $[a_k, a_{k+1}, a_{k+2}, a_{k+3}, a_{k+4}]$  จะถูกแปลงเป็น 2 สัญลักษณ์ 3 แท่ง  $[\tilde{x}_{k,l}, \tilde{x}_{k,l+1}]$ ,  $[\tilde{x}_{k,l+1}, \tilde{x}_{k+1,l+1}]$ , และ  $[\tilde{x}_{k,l+2}, \tilde{x}_{k+1,l+2}]$  ตามรูป 4.18 จะมีรายการของ 32 คำรหัสที่ใช้ในงาน (มีทั้งหมด 36 คำรหัสที่เป็นไปได้ พิจารณาจากรูปแบบข้อมูล 3 คูณ 1 ที่ไม่เป็นรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนจะได้ 6 รูปแบบ เมื่อรูปแบบข้อมูลมี 2 คอลัมน์ จึงได้  $6 \times 6 = 36$  รูปแบบนั่นเอง) ซึ่งคำรหัสเหล่านี้ไม่มีรูปแบบข้อมูลแบบลดทอน



รูปที่ 4.18 รูปแบบการเข้ารหัส 5/6 โดย (a) ข้อมูลอินพุต 5 บิตถูกแปลงเป็น (b) คำรหัส 6 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 5/6

4-bit input data, $a_k$					$\tilde{x}$ Codewords
$a_k$	$a_{k+1}$	$a_{k+2}$	$a_{k+3}$	$a_{k+4}$	
-1	-1	-1	-1	-1	$C_1$
-1	-1	-1	-1	1	$C_2$
-1	-1	-1	1	-1	$C_7$
-1	-1	-1	1	1	$C_3$
-1	-1	1	-1	-1	$C_4$
-1	-1	1	-1	1	$C_8$
-1	-1	1	1	-1	$C_9$
-1	-1	1	1	1	$C_{17}$
-1	1	-1	-1	-1	$C_5$
-1	1	-1	-1	1	$C_{10}$
-1	1	-1	1	-1	$C_{11}$
-1	1	-1	1	1	$C_{18}$
-1	1	1	-1	-1	$C_{12}$
-1	1	1	-1	1	$C_{19}$
-1	1	1	1	-1	$C_{20}$
-1	1	1	1	1	$C_{27}$
1	-1	-1	-1	-1	$C_6$
1	-1	-1	-1	1	$C_{13}$
1	-1	-1	1	-1	$C_{14}$
1	-1	-1	1	1	$C_{21}$
1	-1	1	-1	-1	$C_{15}$
1	-1	1	-1	1	$C_{22}$
1	-1	1	1	-1	$C_{23}$
1	-1	1	1	1	$C_{28}$
1	1	-1	-1	-1	$C_{16}$
1	1	-1	-1	1	$C_{24}$
1	1	-1	1	-1	$C_{25}$
1	1	-1	1	1	$C_{29}$
1	1	1	-1	-1	$C_{26}$
1	1	1	-1	1	$C_{30}$
1	1	1	1	-1	$C_{31}$
1	1	1	1	1	$C_{32}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\begin{matrix} -1 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 \\ -1 & -1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$
$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$
$\begin{matrix} -1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$
$C_5$	$C_6$	$C_7$	$C_8$
$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$
$C_9$	$C_{10}$	$C_{11}$	$C_{12}$
$\begin{matrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$
$C_{13}$	$C_{14}$	$C_{15}$	$C_{16}$
$\begin{matrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$
$C_{17}$	$C_{18}$	$C_{19}$	$C_{20}$
$\begin{matrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 \\ -1 & -1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{21}$	$C_{22}$	$C_{23}$	$C_{24}$
$\begin{matrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{25}$	$C_{26}$	$C_{27}$	$C_{28}$
$\begin{matrix} -1 & -1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$
$C_{29}$	$C_{30}$	$C_{31}$	$C_{32}$
$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{33}$	$C_{34}$	$C_{35}$	$C_{36}$

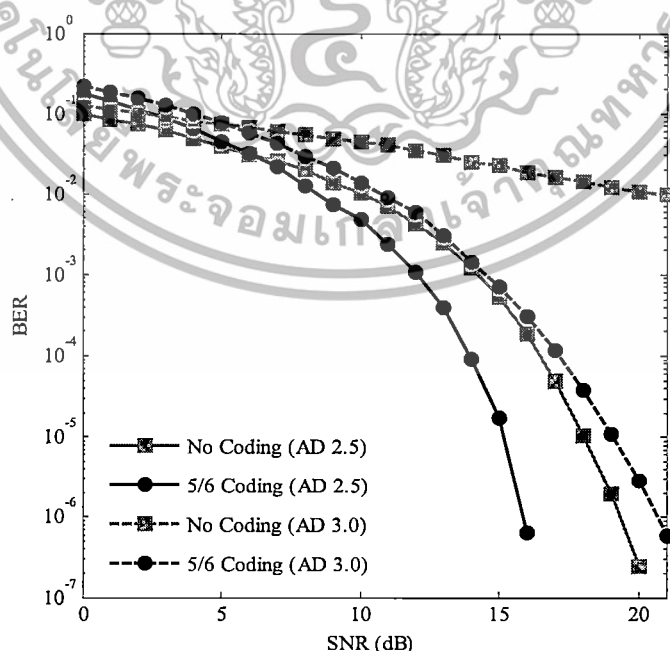
รูปที่ 4.19 รูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นคํารหัสของการเข้ารหัส 5/6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการถอดรหัสนั้นจะใช้วิธีการเดียวกับ 4/5 โดยที่ลำดับค่าประมาณของลำดับข้อมูล 3 แทร็กที่อ่านมาได้  $\{\hat{x}_{k,l}\}$  ถูกถอดรหัสโดยใช้ตารางเดียวกัน เพื่อหาค่าประมาณของลำดับข้อมูล อินพุต  $\{\hat{a}_k\}$  และในทำนองเดียวกันเนื่องจากสัญญาณรบกวนก็มีบางข้อมูล  $\hat{x} = [\hat{x}_{k,l}, \hat{x}_{k+1,l}]$ ,  $[\hat{x}_{k,l+1}, \hat{x}_{k+1,l+1}]$ , และ  $[\hat{x}_{k,l+2}, \hat{x}_{k+1,l+2}]$  ที่ไม่มีอยู่ในตารางหรือ  $\hat{x} \neq \tilde{x}$  นั้นเอง เพื่อแก้ปัญหาที่เรา จึงใช้ระยะห่างยูคลิดเดียน เพื่อหาค่าวัดความเหมือนกันระหว่าง  $\hat{x}$  และ  $\tilde{x}$  โดยที่โดยที่ค่าประมาณ ของอินพุต  $\hat{\mathbf{a}}_k = [\hat{a}_k, \hat{a}_{k+1}, \hat{a}_{k+2}, \hat{a}_{k+3}, \hat{a}_{k+4}]$  จะเป็นไปตามคํารหัส  $\tilde{x}$  ที่ให้ค่าระยะห่างยูคลิดเดียน  $d(\hat{x}, \tilde{x})$  น้อยที่สุด

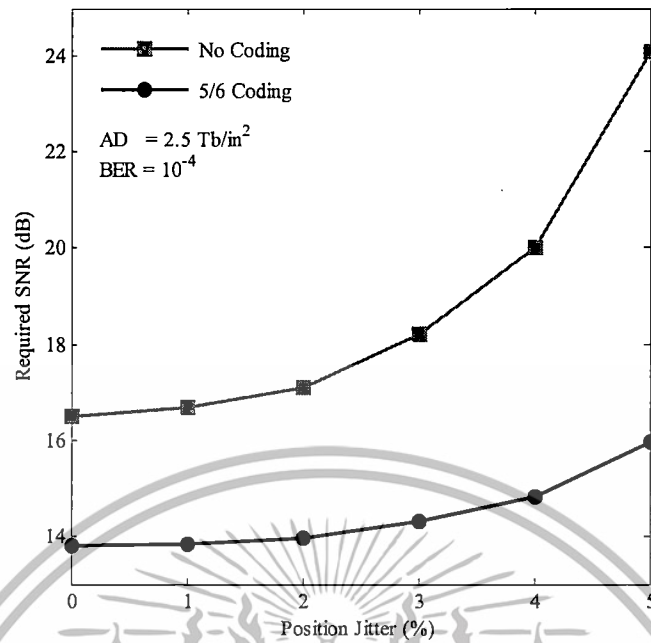
ในการทดลองระบบโดยการจำลองนั้นเราจะเปรียบเทียบระหว่าง 1) ระบบที่มีการเข้ารหัส แบบ 5/6 ที่ซึ่งแทร็กภายนอกที่  $l-1$  และ  $l+3$  ประกอบด้วยข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น "5/6 Coding") และ 2) คือระบบดั้งเดิมที่มีลำดับข้อมูลอินพุต  $a_k$  ถูกเขียนลงใน 1 แทร็กและมีแทร็กข้างเคียงเป็นข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น "No Coding") อัตราส่วนระหว่างความแรงสัญญาณและความแรงสัญญาณรบกวน ถูกกำหนดเป็น  $10\log_{10}(1/R\sigma^2)$  ในหน่วยเดซิเบล โดยที่  $R$  คือ อัตรารหัสในที่นี้เป็น 5/6 แต่ละค่า BER ถูกหาจากจำนวนบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต โดยที่ 1 เซกเตอร์ ประกอบด้วย 4098 บิต

จากรูป 4.20 เราเปรียบเทียบประสิทธิภาพด้าน BER ของระบบที่มีและไม่มี การเข้ารหัสที่ ความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล  $2.5 \text{ Tb/in}^2$  ( $T_x = T_z = 16 \text{ nm}$ ) และ  $3 \text{ Tb/in}^2$  ( $T_x = T_z = 14.5 \text{ nm}$ ) โดยไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล เห็นได้ชัดว่าระบบที่มีการเข้ารหัสทำงานได้ดีกว่าระบบที่ไม่มี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ AD มีค่าสูง ซึ่งที่ BER  $10^{-4}$  และ AD  $2.5 \text{ Tb/in}^2$  ระบบที่นำเสนอสามารถให้ ระยะห่างของ SNR 2.5 dB เทียบกับระบบดั้งเดิม นอกจากนี้เรายังได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพระบบ ทั้งสองด้วยระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลในหลายระดับความรุนแรงตามรูป 4.21 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบที่มีการเข้ารหัสนั้นดีกว่าระบบที่ไม่มี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อระดับความผิดพลาดของ ตำแหน่งเกาะข้อมูลนั้นสูง



รูปที่ 4.20 ประสิทธิภาพของรหัส 5/6 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



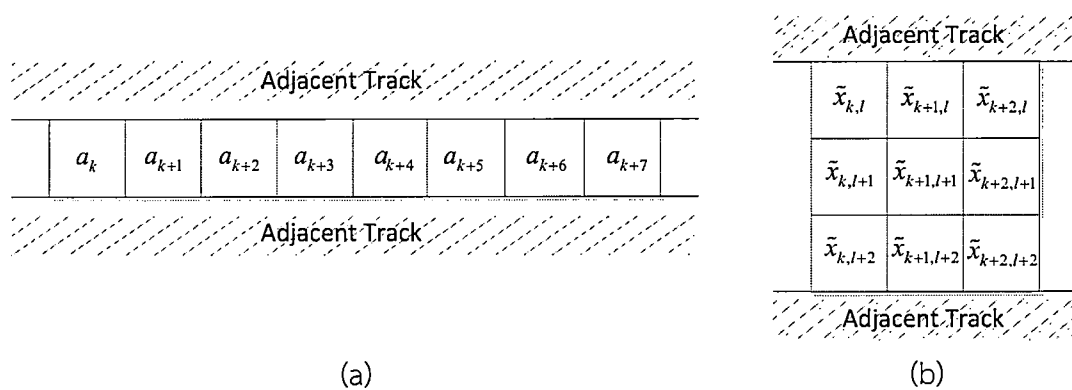
รูปที่ 4.21 ประสิทธิภาพของรหัส 5/6 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล

#### 4.5 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 8/9

หลังจากทดสอบการเข้ารหัส 5/6 ได้ผลเป็นที่น่าพอใจแล้วเราได้เสนอแนวคิดการเข้ารหัสอีกหนึ่งรูปแบบโดยพัฒนาอัตรารหัสเป็น 8/9 [26, 27] โดยที่เปลี่ยนรูปแบบอินพุตและคาร์รหัสเป็น 8 บิต และ 9 บิตตามลำดับโดยอาศัยการคำนวณค่าน้ำหนักของวิธีการ M-RBP และหลักการหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลที่มี  $[1 \ -1 \ 1]^T$  หรือ  $[-1 \ 1 \ -1]^T$

การเข้ารหัสจะแปลงลำดับข้อมูลอินพุต  $\{a_k\}$  ไปเป็นลำดับข้อมูล 3 แทร็ก  $\{x_{k,l}\}$ ,  $\{x_{k,l+1}\}$ , และ  $\{x_{k,l+2}\}$  ตามลำดับ โดยในตาราง 4.6 แสดงกลุ่มคาร์รหัสที่ 1 ที่ออกแบบโดยใช้การคำนวณค่าน้ำหนักของวิธีการ RBP โดยการนำรูปแบบข้อมูลที่ให้ค่าน้ำหนักสูงสุด 256 อันดับแรกมาใช้เป็นคาร์รหัส และกลุ่มคาร์รหัสที่ 2 ใช้วิธีการหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลแบบลดทอนเช่นเดียวกับรหัส 5/6 แต่เปลี่ยนมาใช้คาร์รหัสแบบ 3 คอลัมน์ซึ่งจะได้  $6 \times 6 \times 6 = 216$  คาร์รหัส และรวมกับวิธีการคำนวณค่าน้ำหนักของวิธีการ RBP โดยทำการเรียงลำดับรูปแบบข้อมูลทีนอกเหนือจาก 216 รูปแบบจากค่าน้ำหนัก แล้วนำเอา 40 อันดับแรกที่ให้ค่าน้ำหนักสูงสุดมาเป็นคาร์รหัสที่เหลือ จะได้คาร์รหัสรวมกันทั้งหมดเป็น 256 รูปแบบ โดยดูตามตารางจะเห็นว่าข้อมูลอินพุตทุก 8 บิต  $[a_k, a_{k+1}, a_{k+2}, a_{k+3}, a_{k+4}, a_{k+5}, a_{k+6}, a_{k+7}]$  จะถูกแปลงไปเป็นคาร์รหัส 3 แทร็ก แทร็กละ 3 บิต รวมเป็น 9 บิต คือ  $[\tilde{x}_{k,l}, \tilde{x}_{k+1,l}, \tilde{x}_{k+2,l}]$ ,  $[\tilde{x}_{k,l+1}, \tilde{x}_{k+1,l+1}, \tilde{x}_{k+2,l+1}]$ , และ  $[\tilde{x}_{k,l+2}, \tilde{x}_{k+1,l+2}, \tilde{x}_{k+2,l+2}]$  ตามที่แสดงในรูปที่ 4.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 รูปแบบการเข้ารหัส 8/9 โดย (a) ข้อมูลอินพุต 8 บิตถูกแปลงเป็น (b) คำรหัส 9 บิต

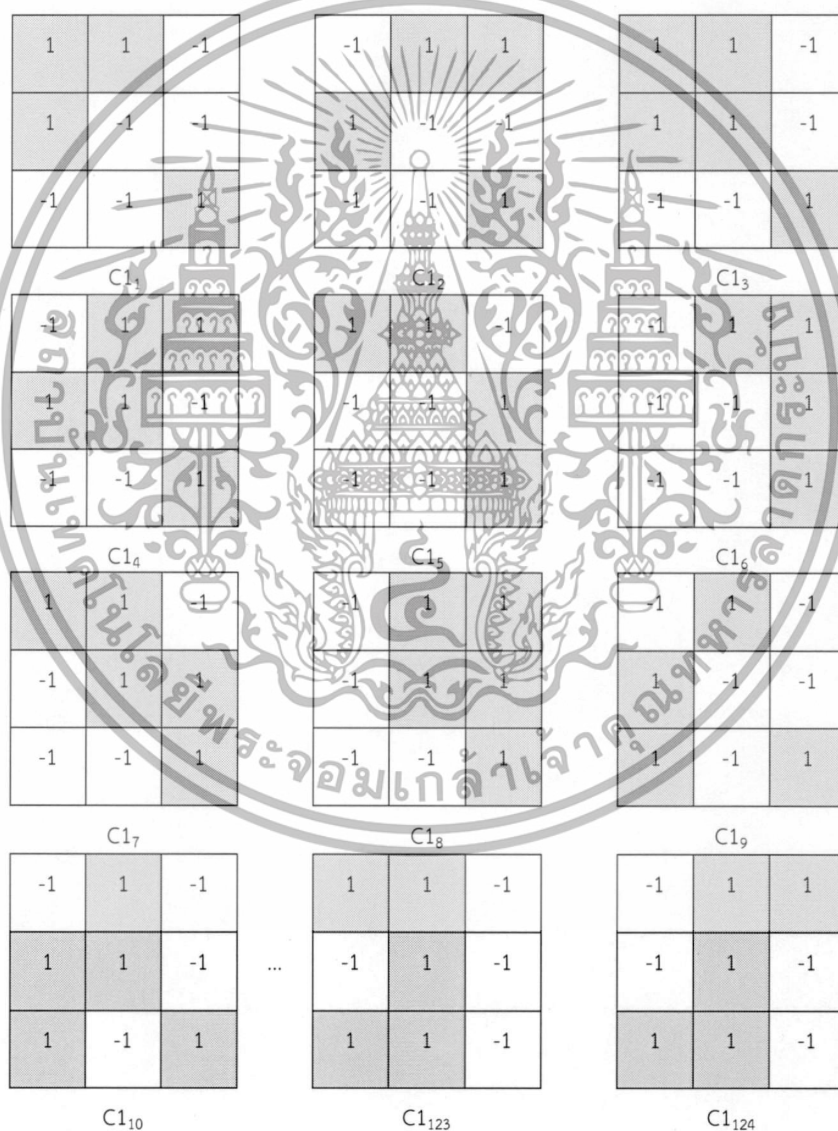
ตารางที่ 4.6 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 8/9

4-bit input data, $a_k$								$\bar{x}$	$\bar{x}$
$a_k$	$a_{k+1}$	$a_{k+2}$	$a_{k+3}$	$a_{k+4}$	$a_{k+5}$	$a_{k+6}$	$a_{k+7}$	Codewords1	Codewords2
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	$C1_1$	$C2_1$
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	$C1_2$	$C2_2$
-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	$C1_3$	$C2_3$
-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	$C1_4$	$C2_4$
-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	$C1_5$	$C2_5$
-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	$C1_6$	$C2_6$
-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	$C1_7$	$C2_7$
-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	$C1_8$	$C2_8$
-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	$C1_9$	$C2_9$
-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	$C1_{10}$	$C2_{10}$
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
-1	1	1	1	1	-1	1	-1	$C1_{123}$	$C2_{123}$
-1	1	1	1	1	-1	1	1	$C1_{124}$	$C2_{124}$
1	1	1	1	1	1	1	-1	$C1_{255}$	$C2_{255}$
1	1	1	1	1	1	1	1	$C1_{256}$	$C2_{256}$
-1	1	1	1	1	1	-1	-1	$C1_{125}$	$C2_{125}$
-1	1	1	1	1	1	-1	1	$C1_{126}$	$C2_{126}$
-1	1	1	1	1	1	1	-1	$C1_{127}$	$C2_{127}$
-1	1	1	1	1	1	1	1	$C1_{128}$	$C2_{128}$
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	$C1_{129}$	$C2_{129}$
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	$C1_{130}$	$C2_{130}$
1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	$C1_{131}$	$C2_{131}$
1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	$C1_{132}$	$C2_{132}$
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
1	1	1	1	-1	1	1	-1	$C1_{247}$	$C2_{247}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ขอสงวนสิทธิ์ในข้อนี้  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 8/9 (ต่อ)

4-bit input data, $\mathbf{a}_k$								$\tilde{\mathbf{x}}$	$\tilde{\mathbf{x}}$
$a_k$	$a_{k+1}$	$a_{k+2}$	$a_{k+3}$	$a_{k+4}$	$a_{k+5}$	$a_{k+6}$	$a_{k+7}$		
1	1	1	1	-1	1	1	1	$C1_{248}$	$C2_{248}$
1	1	1	1	1	-1	-1	-1	$C1_{249}$	$C2_{249}$
1	1	1	1	1	-1	-1	1	$C1_{250}$	$C2_{250}$
1	1	1	1	1	-1	1	-1	$C1_{251}$	$C2_{251}$
1	1	1	1	1	-1	1	1	$C1_{252}$	$C2_{252}$
1	1	1	1	1	1	-1	-1	$C1_{253}$	$C2_{253}$
1	1	1	1	1	1	-1	1	$C1_{254}$	$C2_{254}$



รูปที่ 4.23 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคำรหัสที่ 1 ของการเข้ารหัส 8/9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\begin{matrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{1_{125}}$	$C_{1_{126}}$	$C_{1_{127}}$
$\begin{matrix} 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{1_{128}}$	$C_{1_{129}}$	$C_{1_{130}}$
$\begin{matrix} 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$
$C_{1_{131}}$	$C_{1_{132}}$	$C_{1_{133}}$
$\begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{matrix}$
$C_{1_{248}}$	$C_{1_{249}}$	$C_{1_{250}}$
$\begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{1_{251}}$	$C_{1_{252}}$	$C_{1_{253}}$
$\begin{matrix} -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix}$
$C_{1_{254}}$	$C_{1_{255}}$	$C_{1_{256}}$

รูปที่ 4.23 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคำรหัสที่ 1 ของการเข้ารหัส 8/9 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

-1	1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

C2<sub>1</sub>                      C2<sub>2</sub>                      C2<sub>3</sub>

1	1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

-1	-1	1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

1	-1	1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

C2<sub>4</sub>                      C2<sub>5</sub>                      C2<sub>6</sub>

-1	1	1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

1	1	1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

-1	-1	-1
1	-1	-1
-1	-1	-1

C2<sub>7</sub>                      C2<sub>8</sub>                      C2<sub>9</sub>

-1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

-1	1	1
1	1	1
1	1	-1

-1	1	1
1	1	1
1	1	-1

-1	1	1
1	1	1
1	1	-1

C2<sub>10</sub>                      C2<sub>123</sub>                      C2<sub>124</sub>

-1	-1	1
1	1	1
1	1	-1

-1	-1	1
1	1	1
1	1	-1

-1	1	1
1	1	1
1	1	-1

C2<sub>125</sub>                      C2<sub>126</sub>                      C2<sub>127</sub>

1	1	1
1	1	1
1	1	-1

-1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	1

1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	1

C2<sub>128</sub>                      C2<sub>129</sub>                      C2<sub>130</sub>

รูปที่ 4.24 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคำรหัสที่ 2 ของการเข้ารหัส 8/9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-1	1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	1

C2<sub>131</sub>

1	1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	1

C2<sub>132</sub>

-1	1	1
-1	1	1
1	1	1

C2<sub>247</sub>

1	1	1
-1	1	1
1	1	1

C2<sub>248</sub>

-1	-1	-1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>249</sub>

1	-1	-1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>250</sub>

-1	1	-1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>251</sub>

-1	1	1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>252</sub>

1	1	1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>253</sub>

1	-1	1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>254</sub>

-1	1	1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>255</sub>

1	1	1
1	1	1
1	1	1

C2<sub>256</sub>

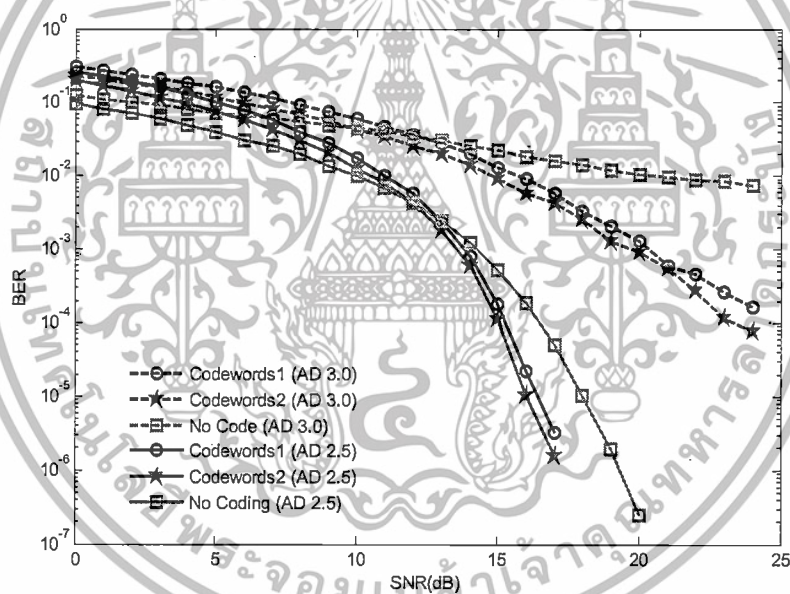
รูปที่ 4.24 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคำรหัสที่ 2 ของกรจเข้ารหัส 8/9 (ต่อ)

โดยการถอดรหัสนั้นจะใช้วิธีการเดียวกับ 4/5 และ 5/6 โดยที่ลำดับค่าประมาณของลำดับข้อมูล 3 แทร็กที่อ่านมาได้  $\{\hat{x}_{k,l}\}$  ถูกถอดรหัสโดยใช้ตารางเดียวกัน เพื่อหาค่าประมาณของลำดับข้อมูลอินพุต  $\{\hat{a}_k\}$  และในทำนองเดียวกันเนื่องจากสัญญาณรบกวนก็จะมีบางข้อมูล  $\hat{x} = [\hat{x}_{k,l}, \hat{x}_{k+1,l}, \hat{x}_{k+2,l}]$ ,  $[\hat{x}_{k,l+1}, \hat{x}_{k+1,l+1}, \hat{x}_{k+2,l+1}]$  และ  $[\hat{x}_{k,l+2}, \hat{x}_{k+1,l+2}, \hat{x}_{k+2,l+2}]$  ที่ไม่มีอยู่ในตารางหรือ  $\hat{x} \neq \tilde{x}$  นั้นเอง เพื่อแก้ปัญหาที่เราจึงใช้ระยะทางแบบยุคลิดเพื่อหาค่าวัดความเหมือนกันระหว่าง  $\hat{x}$  และ  $\tilde{x}$  โดยที่โดยที่ค่าประมาณของอินพุต  $\hat{\mathbf{a}}_k = [\hat{a}_k, \hat{a}_{k+1}, \hat{a}_{k+2}, \hat{a}_{k+3}, \hat{a}_{k+4}, \hat{a}_{k+5}, \hat{a}_{k+6}, \hat{a}_{k+7}]$  จะเป็นไปตามคำรหัส  $\tilde{x}$  ที่ให้ค่าระยะทางแบบยุคลิด  $d(\hat{x}, \tilde{x})$  น้อยที่สุด

ในการทดลองระบบโดยการจำลองนั้นเราจะเปรียบเทียบระหว่าง 1) ระบบที่มีการเข้ารหัสแบบ 8/9 โดยใช้กลุ่มคำรหัสที่ 1 ที่ซึ่งแทรกภายนอกที่  $l-1$  และ  $l+3$  ประกอบด้วยข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น “Codewords1”) กับ 2) ระบบที่มีการเข้ารหัสแบบ 8/9 โดยใช้กลุ่มคำรหัสที่ 2 (ใช้สัญลักษณ์เป็น “Codewords2”) และ 3) คือระบบดั้งเดิมที่มีลำดับข้อมูลอินพุต  $a_k$  ถูกเขียนลงใน 1 แทร็กและมีแทร็กเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

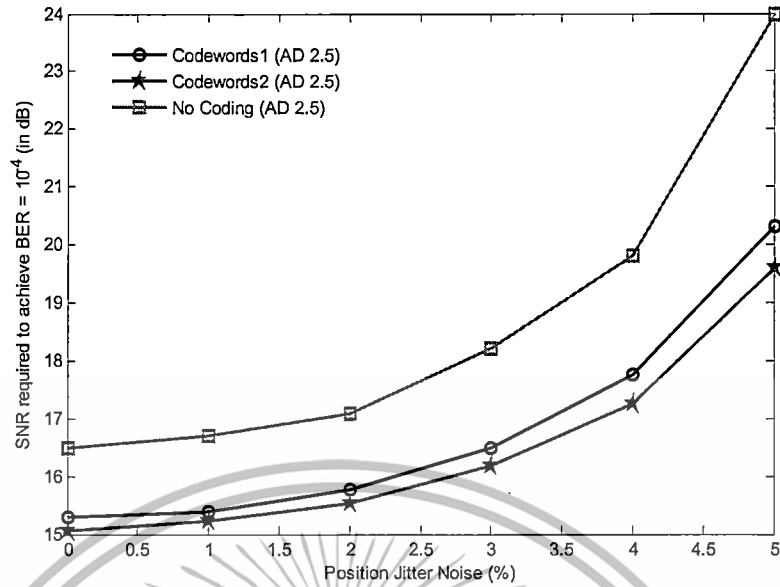
กข้างเคียงเป็นข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น “No Coding”) อัตราส่วนระหว่างความแรงสัญญาณและความแรงสัญญาณรบกวน ถูกกำหนดเป็น  $10\log_{10}(1/R\sigma^2)$  ในหน่วยเดซิเบล โดยที่  $R$  คือ อัตรารหัสในที่นี้เป็น 8/9 แต่ละค่า BER ถูกหาจากจำนวนบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต โดยที่ 1 เซกเตอร์ ประกอบด้วย 4095 บิต

จากรูปที่ 4.25 เราเปรียบเทียบประสิทธิภาพด้าน BER ของระบบที่มีและไม่มีรหัสที่ความหนาแน่นในการบันทึกข้อมูล (areal density: AD) 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ( $T_x = T_z = 16$  nm) และ 3 Tb/in<sup>2</sup> ( $T_x = T_z = 14.5$  nm) โดยไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล เห็นได้ชัดว่าระบบที่มีการเข้ารหัสด้วยกลุ่มคำรหัสที่ 2 ทำงานได้ดีกว่า ระบบที่มีการเข้ารหัสด้วยกลุ่มคำรหัสที่ 1 และระบบที่ไม่มี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ AD มีค่าสูง ซึ่งที่ BER  $10^{-4}$  และ AD 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ระบบที่นำเสนอสามารถให้ระยะห่างของ SNR 1.5 dB เทียบกับระบบดั้งเดิม นอกจากนี้เรายังได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพระบบทั้งสองด้วยหลากหลายระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลตามรูปที่ 4.26 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบที่มีการเข้ารหัสนั้นดีกว่าระบบที่ไม่มี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลนั้นสูงเช่นเดียวกัน



รูปที่ 4.25 ประสิทธิภาพของรหัส 8/9 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

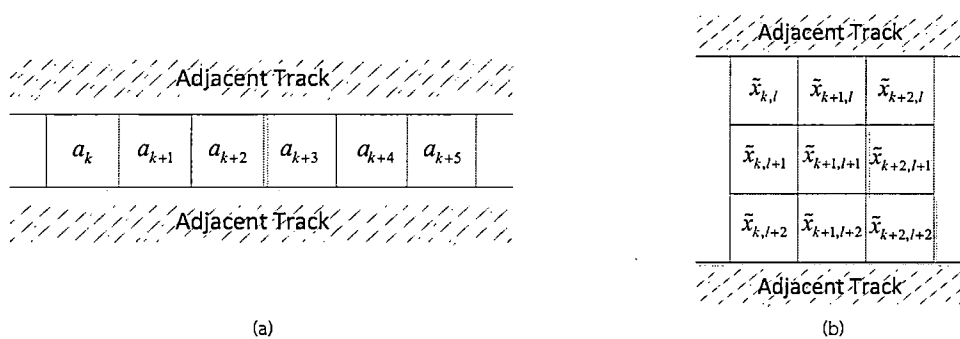


รูปที่ 4.26 ประสิทธิภาพของรหัส 8/9 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล

#### 4.5 วิธีการเข้ารหัสสองมิติด้วยอัตรารหัส 6/9

หลังจากทดสอบการเข้ารหัส 4/5, 5/6 และ 8/9 ได้ผลเป็นที่น่าพอใจแล้ว แต่การเข้ารหัสเหล่านี้สนใจเฉพาะการลดผลของโอทีไอแบบลดทอนสัญญาณเท่านั้น ดังนั้นเราจึงทำการศึกษาการเข้ารหัสสองมิติที่สามารถลดผลของทั้งโอทีไอและไอเอสไอแบบหักล้าง ซึ่งเราได้เสนอแนวคิดการเข้ารหัสอีกหนึ่งรูปแบบโดยพัฒนาอัตรารหัสเป็น 6/9 [28] โดยที่เปลี่ยนรูปแบบอินพุตและคำรหัสเป็น 6 บิต และ 9 บิตตามลำดับโดยอาศัยการคำนวณค่าน้ำหนักของวิธีการ M-RBP และหลักการหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลที่มี  $[1 \ -1 \ 1]$ ,  $[-1 \ 1 \ -1]$ ,  $[1 \ -1 \ 1]^T$  หรือ  $[-1 \ 1 \ -1]^T$  การเข้ารหัสจะแปลงลำดับข้อมูลอินพุต  $\{a_k\}$  ไปเป็นลำดับข้อมูล 3 แทร็ก  $\{x_{k,l}\}$ ,  $\{x_{k,l+1}\}$ , และ  $\{x_{k,l+2}\}$  ตามลำดับ โดยในตาราง 4.7 แสดงกลุ่มคำรหัสที่ปราศจากรูปแบบข้อมูลแบบลดทอน ได้แก่  $[1 \ -1 \ 1]$ ,  $[-1 \ 1 \ -1]$ ,  $[1 \ -1 \ 1]^T$  และ  $[-1 \ 1 \ -1]^T$  ซึ่งจะได้ 102 คำรหัส และใช้วิธีการคำนวณค่าน้ำหนักของวิธีการ RBP โดยทำการเรียงลำดับกลุ่มคำรหัสทั้ง 102 รูปแบบจากค่าน้ำหนัก แล้วนำเอา 64 อันดับแรกไปใช้งาน โดยดูตามตารางจะเห็นว่าข้อมูลอินพุตทุก 6 บิต  $[a_k, a_{k+1}, a_{k+2}, a_{k+3}, a_{k+4}, a_{k+5}]$  จะถูกแปลงไปเป็นคำรหัส 3 แทร็ก แทร็กละ 3 บิต รวมเป็น 9 บิต คือ  $[\tilde{x}_{k,l}, \tilde{x}_{k+1,l}, \tilde{x}_{k+2,l}]$ ,  $[\tilde{x}_{k,l+1}, \tilde{x}_{k+1,l+1}, \tilde{x}_{k+2,l+1}]$ , และ  $[\tilde{x}_{k,l+2}, \tilde{x}_{k+1,l+2}, \tilde{x}_{k+2,l+2}]$  ตามที่แสดงในรูปที่ 4.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

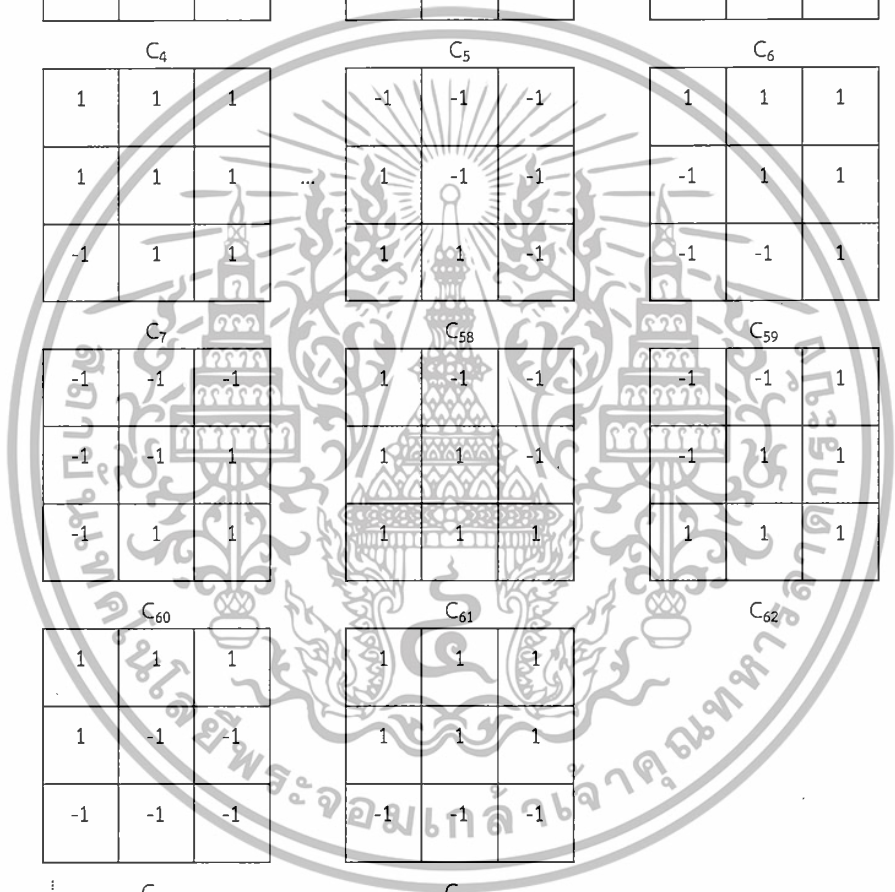


รูปที่ 4.27 รูปแบบการเข้ารหัส 6/9 โดย (a) ข้อมูลอินพุต 6 บิตถูกแปลงเป็น (b) คำรหัส 9 บิต

ตารางที่ 4.7 ตารางสำหรับการเข้ารหัส 6/9

4-bit input data, $a_k$						$\bar{x}$ Codewords
$a_k$	$a_{k+1}$	$a_{k+2}$	$a_{k+3}$	$a_{k+4}$	$a_{k+5}$	
-1	-1	-1	-1	-1	-1	$C_1$
-1	-1	-1	-1	-1	1	$C_2$
-1	-1	-1	-1	1	-1	$C_3$
-1	-1	-1	-1	1	1	$C_4$
-1	-1	-1	1	-1	-1	$C_5$
-1	-1	-1	1	-1	1	$C_6$
-1	-1	-1	1	1	-1	$C_7$
						...
1	1	1	-1	-1	1	$C_{58}$
1	1	1	-1	1	-1	$C_{59}$
1	1	1	-1	1	1	$C_{60}$
1	1	1	1	-1	-1	$C_{61}$
1	1	1	1	-1	1	$C_{62}$
1	1	1	1	1	-1	$C_{63}$
1	1	1	1	1	1	$C_{64}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



-1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

$C_1$

1	1	1
1	1	1
1	1	1

$C_2$

1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

$C_3$

-1	-1	1
-1	-1	-1
-1	-1	-1

$C_4$

-1	-1	-1
-1	-1	-1
1	-1	-1

$C_5$

-1	-1	-1
-1	-1	-1
-1	-1	1

$C_6$

1	1	1
1	1	1
-1	1	1

$C_7$

-1	-1	-1
1	-1	-1
1	1	-1

$C_{58}$

1	1	1
-1	1	1
-1	-1	1

$C_{59}$

-1	-1	-1
-1	-1	1
-1	1	1

$C_{60}$

1	-1	-1
1	1	1
1	1	1

$C_{61}$

-1	-1	-1
-1	-1	1
1	1	1

$C_{62}$

1	1	1
1	-1	-1
-1	-1	-1

$C_{63}$

-1	1	1
1	1	1
-1	-1	-1

$C_{64}$

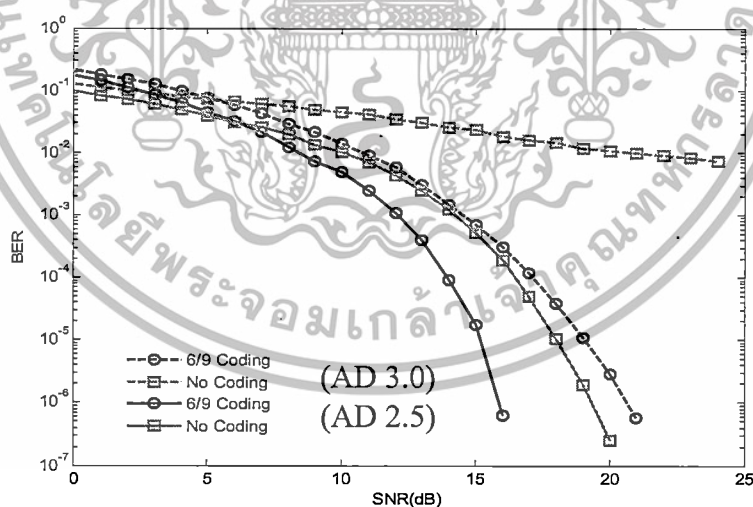
รูปที่ 4.28 ตัวอย่างรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นกลุ่มคำรหัสของการเข้ารหัส 6/9

โดยการถอดรหัสสั้นจะใช้วิธีการเดียวกับ 4/5, 5/6 และ 8/9 โดยที่ลำดับค่าประมาณของลำดับข้อมูล 3 แทรกที่อ่านมาได้  $\{\hat{x}_{k,l}\}$  ถูกถอดรหัสโดยใช้ตารางเดียวกัน เพื่อหาค่าประมาณของลำดับข้อมูลอินพุต  $\{\hat{d}_k\}$  และในทำนองเดียวกันเนื่องจากสัญญาณรบกวนก็มีบางข้อมูล  $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_{k,l}, \hat{x}_{k+1,l}, \hat{x}_{k+2,l}]$ ,  $[\hat{x}_{k,l+1}, \hat{x}_{k+1,l+1}, \hat{x}_{k+2,l+1}]$  และ  $[\hat{x}_{k,l+2}, \hat{x}_{k+1,l+2}, \hat{x}_{k+2,l+2}]$  ที่ไม่มีอยู่ในตารางหรือ  $\hat{\mathbf{x}} \neq \tilde{\mathbf{x}}$  นั้นเอง เพื่อแก้ปัญหาที่เราจึงใช้ระยะทางแบบยุคลิดเพื่อหาค่าวัดความเหมือนกันระหว่าง  $\hat{\mathbf{x}}$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ  $\hat{\mathbf{x}}$  โดยที่โดยที่ค่าประมาณของอินพุต  $\hat{\mathbf{a}}_k = [\hat{a}_k, \hat{a}_{k+1}, \hat{a}_{k+2}, \hat{a}_{k+3}, \hat{a}_{k+4}, \hat{a}_{k+5}]$  จะเป็นไปตามค่ารหัส  $\hat{\mathbf{x}}$  ที่ให้ค่าระยะทางแบบยุคลิด  $d(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{x})$  น้อยที่สุด

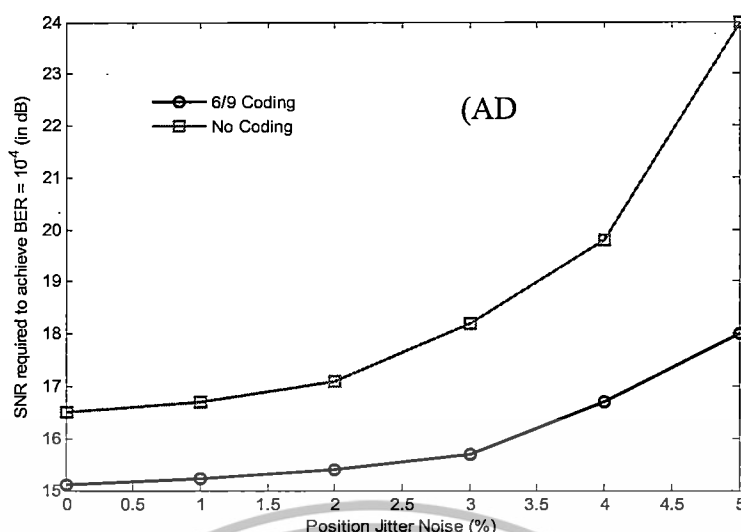
ในการทดลองระบบโดยการจำลองนั้นเราจะเปรียบเทียบระหว่าง 1) ระบบที่มีการเข้ารหัสแบบ 6/9 ที่ซึ่งแทรกภายนอกที่  $(-1)$  และ  $(+3)$  ประกอบด้วยข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น “6/9 Coding”) กับ 2) คือระบบดั้งเดิมที่มีลำดับข้อมูลอินพุต  $a_k$  ถูกเขียนลงใน 1 แทร็กและมีแทรกข้างเคียงเป็นข้อมูลสุ่ม (ใช้สัญลักษณ์เป็น “No Coding”) อัตราส่วนระหว่างความแรงสัญญาณและความแรงสัญญาณรบกวน ถูกกำหนดเป็น  $10\log_{10}(1/R\sigma^2)$  ในหน่วยเดซิเบล โดยที่  $R$  คือ อัตรารหัสในที่นี้เป็น 6/9 แต่ละค่า BER ถูกหาจากจำนวนบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต โดยที่ 1 เซกเตอร์ประกอบด้วย 4095 บิต

จากรูปที่ 4.29 เราเปรียบเทียบประสิทธิภาพด้าน BER ของระบบที่มีและไม่มีการเข้ารหัสที่ความหนาแน่นในการบันทึกข้อมูล (areal density: AD) 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ( $T_x = T_z = 16$  nm) และ 3 Tb/in<sup>2</sup> ( $T_x = T_z = 14.5$  nm) โดยไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล เห็นได้ชัดว่าระบบที่มีการเข้ารหัสทำงานได้ดีกว่า ระบบที่ไม่มีการเข้ารหัส โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ AD มีค่าสูง ซึ่งที่ BER  $10^{-4}$  และ AD 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ระบบที่นำเสนอสามารถให้ระยะห่างของ SNR 1.5 dB เทียบกับระบบดั้งเดิม นอกจากนี้เรายังได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพระบบทั้งสองด้วยหลากหลายระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลตามรูปที่ 4.30 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบที่มีการเข้ารหัสนั้นดีกว่าระบบที่ไม่มี โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่อระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลสูงเช่นเดียวกัน แต่ด้วยอัตรารหัสที่ต่ำมากทำให้วิธีการเข้ารหัสแบบ 6/9 นี้ไม่เหมาะกับการนำมาใช้งานจริง ดังนั้นวิธีการนี้จะต้องอาศัยการถอดรหัสและวงจรตรวจจับที่ถูกพัฒนาให้เหมาะกับการเข้ารหัสแบบนี้



รูปที่ 4.29 ประสิทธิภาพของรหัส 6/9 ที่ความหนาแน่นการบันทึก 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 ประสิทธิภาพของรหัส 6/9 ที่หลายระดับความผิดพลาดตำแหน่งเกาะข้อมูล

#### 4.7 การเปรียบเทียบวิธีการเข้ารหัสมอดดูเลขชั้นสองมิติที่น่าเสนอ

นอกจากนั้นเรายังสามารถคำนวณความซับซ้อนของการเข้ารหัส 4/5, 5/6, 8/9 และ 6/9 ได้จากจำนวนครั้งในการเปลี่ยนบิตข้อมูลเป็นคำรหัสดังนี้  $C_e = n_{bs} / n_{bc}$  ที่ซึ่ง  $C_e$  คือ ค่าความซับซ้อนของการเข้ารหัส,  $n_{bs}$  คือ จำนวนบิตข้อมูลที่ต้องการบันทึกใน 1 เซกเตอร์ และ  $n_{bc}$  คือ จำนวนบิตข้อมูลใน 1 คำรหัส นอกจากนี้เราสามารถคำนวณการใช้หน่วยความจำเพิ่มเติมในการเข้ารหัสได้จากขนาดของตารางที่ใช้ในการเข้ารหัส ดังนี้  $M_e = (n_{bd} + n_{bc})n_c$  โดยที่  $M_e$  หมายถึงขนาดของหน่วยความจำเพิ่มเติมในการเข้ารหัสมีหน่วยเป็นบิต,  $n_{bd}$  คือ จำนวนบิตของข้อมูลอินพุต,  $n_{bc}$  แทนจำนวนบิตของคำรหัส และ  $n_c$  คือ จำนวนคำรหัสทั้งหมดที่นำมาใช้

ต่อจากนั้นเรายังสามารถพัฒนากระบวนการถอดรหัสแบบ 4/5, 5/6, 8/9 และ 6/9 ให้เป็นเพียงการดูตารางได้ โดยเริ่มจากการหาจำนวนรูปแบบข้อมูลอ่านกลับจากช่องสัญญาณทั้งหมดที่เป็นไปได้ แล้วทำการหาระยะห่างยูคลิเดียนเทียบคำรหัสทั้งหมด แล้วทำการจับคู่รูปแบบข้อมูลอ่านกลับนั้นกับข้อมูลอินพุตที่ให้คำรหัส (จากตารางการเข้ารหัส) ที่ให้ค่าระยะห่างยูคลิเดียนน้อยที่สุด แล้วนำไปใส่ในตาราง ซึ่งการคำนวณความซับซ้อนของการถอดรหัสแบบ 4/5, 5/6, 8/9 และ 6/9 ได้จากจำนวนครั้งในการเปลี่ยนรูปแบบข้อมูลอ่านกลับให้เป็นข้อมูลอินพุต ดังนี้  $C_d = n_{rs} / n_{bc}$  โดยที่  $C_d$  ค่าความซับซ้อนของการถอดรหัสและ  $n_{rs}$  คือ จำนวนบิตข้อมูลที่อ่านกลับมาจากช่องสัญญาณใน 1 เซกเตอร์ที่ยังไม่ถูกถอดรหัส สามารถคำนวณการใช้หน่วยความจำเพิ่มเติมในการถอดรหัสได้จากขนาดของตารางที่ใช้ในการถอดรหัส ดังนี้  $M_d = (n_{bc} + n_{bi})n_r$  โดยที่  $M_d$  หมายถึงขนาดของหน่วยความจำเพิ่มเติมในการถอดรหัสมีหน่วยเป็นบิต,  $n_{bd}$  คือ จำนวนบิตของข้อมูลอินพุต และ  $n_r$  คือ จำนวนรูปแบบข้อมูลอ่านกลับขนาด  $n_{bc}$  ที่ยังไม่ถูกถอดรหัสทั้งหมด

มากไปกว่านั้นเราได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการเข้ารหัสที่น่าเสนอในมุมมองของ BER, ความซับซ้อน, อัตรารหัส และขนาดหน่วยความจำเพิ่มเติมของทั้งระบบ บนเงื่อนไขของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดเซกเตอร์ 4095 บิต ได้ดังตารางที่ 4.8 ซึ่งผลคือ วิธีการ M-RBP ให้อัตรารหัสที่สูงที่สุด และความซับซ้อนในการถอดรหัสต่ำสุด แต่ให้ประสิทธิภาพด้าน BER แย่สุด ความซับซ้อนในการเข้ารหัส และขนาดของหน่วยความจำเพิ่มเติมในการเข้าและถอดรหัสสูงสุด ในขณะที่ระหว่างการเข้ารหัส 4/5 ให้ประสิทธิภาพด้าน BER ดีสุด และยังให้ค่าของหน่วยความจำเพิ่มเติมในการเข้าและถอดรหัสน้อยที่สุดอีกด้วย ถึงแม้ข้อเสียคืออัตรารหัสจะไม่ได้อยู่ในระดับที่สูงที่สุด แต่ก็อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ รวมถึงมีความซับซ้อนในการเข้าและถอดรหัสค่อนข้างต่ำอีกด้วย

ตารางที่ 4.8 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการเข้ารหัสที่นำเสนอ

Coding scheme	Sector size (tracks×bits)	Performance gain at BER 10 <sup>-4</sup> and areal density 2.5 Tb/in <sup>2</sup> (dB)	Encoder complexity, $C_e$	Decoder complexity, $C_d$	Code rate, $R$	Additional memory for encoder (bits)	Additional memory for decoder (bits)
M-RBP	5×819	1.2	3459456	52	1	5120 (for weight table)	312 (for each sector)
4/5	5×819	3.0	819	819	0.80	144 (for encoder table)	288 (for decoder table)
5/6	3×1365	2.5	682.5	682.5	0.83	352 (for encoder table)	704 (for decoder table)
8/9	3×1365	1.5	455	455	0.89	4352 (for encoder table)	8704 (for decoder table)
6/9	3×1365	1.5	455	455	0.67	960 (for encoder table)	7680 (for encoder table)

#### 4.8 สรุปวิธีการเข้ารหัสมอดดูเลชันสองมิติ

จากเนื้อหาเราได้กล่าวถึงการออกแบบและพัฒนาการเข้ารหัสหลายรูปแบบ เพื่อใช้งานสำหรับช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลที่ปราศจากโอเวอร์ชูดและมีความหนาแน่นในการบันทึกสูง โดยเริ่มจากการนำเสนอวิธีการ RBP ที่ใช้กระบวนการเลื่อนข้อมูลแบบวนและอาศัยความช่วยเหลือจากหน่วยความจำเพิ่มเติม ซึ่งในขั้นแรกนั้นเรานำมาใช้กับแบบจำลอง 3 แทร็ก ซึ่งทำให้เราเห็นความเป็นไปได้จากผลของ BER ที่ลดลงในระดับหนึ่ง หลังจากนั้นเราได้พัฒนาต่อวิธีการ RBP ให้สามารถใช้งานได้บนช่องสัญญาณที่ไม่จำกัดแทร็ก รวมถึงประยุกต์ใช้การคำนวณหาค่าน้ำหนักที่เหมาะสมมาช่วยพิจารณาว่ารูปแบบข้อมูลไหนเป็นรูปแบบข้อมูลที่ดี ซึ่งนอกจากจะลดการใช้การ์ดแบนด์ และเพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลแล้ว เรายังลด BER ลงได้อย่างเห็นได้ชัดอีกด้วย แต่เนื่องจากความซับซ้อนที่สูงของวิธีการนี้ เราจึงพัฒนาการเข้ารหัสโดยอาศัยการดูตารางเพื่อลดความซับซ้อนของการเข้ารหัส โดยจากการศึกษาและสังเกตรูปแบบข้อมูลแบบหกเหลี่ยมในวิธีการ RBP และ M-RBP ทำให้เราพบเงื่อนไขที่ควรหลีกเลี่ยง คือ รูปแบบข้อมูลที่ประกอบด้วย  $[1 \ -1 \ 1]^T$  หรือ  $[-1 \ 1 \ -1]^T$  เราจึงนำเงื่อนไขนี้มาสร้างวิธีการเข้ารหัสที่มีอัตรารหัส 4/5 = 0.80 ที่สามารถลด BER ได้มากกว่าเดิม และยังมี ความซับซ้อนต่ำอีกด้วย ซึ่งหลังจากได้ผล BER เป็นที่น่าพอใจ เราจึงพัฒนารหัส 5/6 ที่มีประสิทธิภาพด้าน BER ลดลงเล็กน้อย แต่สามารถเพิ่มอัตรารหัสได้เป็น 5/6 = 0.83 มากไปกว่านั้นเรายังได้นำเสนอเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการเข้ารหัสที่สามารถเพิ่มอัตรารหัสได้ถึง 8/9 หรือ 0.89 จากการใช้เงื่อนไขการหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูล และตารางค่าน้ำหนัก ถึงแม้จะมีอัตรารหัสที่สูงขึ้น แต่ก็มีประสิทธิภาพด้าน BER ลดลงไปส่วนหนึ่ง ซึ่งจากการสังเกตผลของการเข้ารหัสทุกรูปแบบที่ได้เสนอนั้น พบว่า ระบบที่มีการเข้ารหัสนั้นมีประสิทธิภาพด้าน BER ที่ดีกว่าระบบที่ไม่มี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลและระดับความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลสูง จึงสามารถสรุปได้ว่า การหลีกเลี่ยงการเกิดข้อมูลแบบหักล้างโดยใช้การเข้ารหัสแบบมอดดูเลชัน สามารถลดความผิดพลาดในกระบวนการอ่านกลับของการบันทึกเชิงแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นสูงได้ และมากกว่านั้นยังทำให้เกิดรูปแบบข้อมูลแบบส่งเสริมที่มากขึ้นและทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณนั้นสูงขึ้นทำให้ทนต่อสัญญาณรบกวน AWGN และสัญญาณรบกวนจากสื่อได้ดียิ่งขึ้นอีกด้วย นอกจากนี้เรายังทำการศึกษารหัสที่หลีกเลี่ยงทั้งไอทีไอและไอเอสไอแบบหักล้าง โดยการเสนอการเข้ารหัสแบบ 6/9 ซึ่งให้ประสิทธิภาพด้าน BER เท่ากับการเข้ารหัสแบบ 8/9 แต่ด้วยอัตรารหัสที่ต่ำกว่าจึงทำให้ไม่เหมาะสมในการนำมาใช้งาน ซึ่งวิธีการนี้จะต้องอาศัยการถอดรหัสและวงจรตรวจจับที่ถูกพัฒนาให้เหมาะสมกับการเข้ารหัสแบบนี้มากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Moser, "Magnetic recording: Advancing into the future," *J. Phys. D, Appl. Phys.*, vol. 35, no. 19, pp. R157–R167, 2002.
- [2] J. P. J. Groenland and L. Abelman, "Two dimensional Coding for Probe Recording on Magnetic Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2307–2309, Jun. 2007.
- [3] X. Shao, L. Alink, J.P.J. Groenland, L. Abelman, and C. H. Slump, "A Simple Two-Dimensional Coding Scheme for Bit Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 2559-2562, Oct. 2011.
- [4] A. Arrayangkool, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ECTI-CON 2013, Krabi, May 15-17, 2013.
- [5] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea, 30 June-3 July 2013.
- [6] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit Patterned Media Recording," *IEICE Trans. Electronics*, 2013.
- [7] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Two-Dimensional Coding for Bit-Patterned Media Magnetic Recording System," *ECTI Transaction* 2013.
- [8] Y. Kurihara, M.Z. Ahmde, H. Osawa, and Y. Okamoto, "CITI code based on PR1 equalized level for perpendicular recording", in Proc. of INTERMAG Asia 2005, pp. 979-980, 2005.
- [9] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System", in Proc. of The 58th Annual Magnetism and Magnetic Materials (MMM) Conference 2013.
- [10] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System", *Journal of Applied Physics* 2014.
- [11] R. New, "The Future of Magnetic Recording Technology," *Hitachi Global Storage Technologies*, April 11, 2008.
- [12] S. Navabi, B. V. K. Vijaya Kumar, and J. A. Bain, "Two-Dimensional Pulse Response and Media Noise Modeling for Bit Patterned Media," *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 44, No. 11, pp. 3789-3792, November, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] S. Navabi, B. V. K. Vijaya Kumar, and J. A. Bain, Chip Hogg and S. A. Majetich, "Application of Image Processing to Characterize Patterning Noise in Self-Assembled Nano-Masks for Bit Patterned Media," **IEEE Transactions on Magnetics**, Vol.45, No.10, pp.3523-3526, Oct. 2009.
- [14] T. H. Cormen, C. E. Leiserson, R. L. Rivest, and C. Stein, **Introduction to Algorithms, 2nd ed. Cambridge: MIT Press and McGraw-Hill, 2001.**
- [15] H. Burkhardt, "Optimal data retrieval for high density storage," in *CompEuro 89, VLSI and Computer Peripherals. VLSI and Microelectronic Applications in Intelligent Peripherals and their Interconnection Networks, 2002*
- [16] B. Terris and T. Thomson, "Nanofabricated and self-assembled magnetic structures as data storage media," **J. Phys. D: Appl. Phys.**, vol. 38, pp. R199, 2005.
- [17] Z. Wu and J. Cioffi, "Low-complexity iterative decoding with decision-aided equalization for magnetic recording channels," **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, vol. 19, no. 4, pp. 699-708, 2001.
- [18] J. Kim, and J. Lee, "Two-Dimensional 5:8 Modulation Code for Holographic Data Storage," **Jpn. J. Appl. Phys.** 48, 2009.
- [19] J. Kim, J. K. Wee, and J. Lee, "Error Correcting 4/6 Modulation Codes for Holographic Data Storage," **Jpn. J. Appl. Phys.** 49, Aug. 2010.
- [20] L. M. M. Myint and P. Supnithi, "Off-Track Detection Based on the Readback Signals in Magnetic Recording," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 48, no. 11, Nov. 2012.
- [21] S. Koonkarnkhaj, N. Chirdchoo, and P. Kovintavewat, "Iterative Decoding for High-Density Bit-Patterned Media Recording," **Procedia Engineering** 32, pp.323-328, 2012.
- [22] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum likelihood detector," **IEEE Trans. Magn.**, vol. 31, no. 2, pp. 1083-1088, Mar. 1995.
- [23] E. Deza and M. Marie, **Encyclopedia of Distances**, page 94, Springer, 2009.
- [24] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," **IEEE Transactions on Information Theory**, April, 1967.
- [25] C. Warisarn, A. Arrayangkool, and P. Kovintavewat, "An ITI-Mitigating 5/6 Modulation Code for Bit-Patterned Media Recording," **The 59th Annual Magnetism and Magnetic Materials (MMM) Conference 2014**. (under review process)
- [26] P. Kovintavewat, A. Arrayangkool and C. Warisarn, "A Rate-8/9 2D Modulation Code for Bit-Patterned Media Recording," in **Proc. of IEEE International Magnetics Conference, INTERMAG Europe 2014, 2014.**
- [27] P. Kovintavewat, A. Arrayangkool and C. Warisarn, "A Rate-8/9 2D Modulation Code for Bit-Patterned Media Recording," **IEEE Trans. Magn.** 2014.

- [28] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Study of 2D Coding Schemes for ISI and ITI Mitigation in Bit-Patterned Media Recording Channels," in *Proc. of ITC-CSCC 2014*, Phuket, Thailand, 1 July – 4 July 2014.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. A. Arrayangkool, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ECTI-CON 2013, Krabi, May 15-17, 2013.
2. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea, 30 June – 3 July 2013.
3. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit Patterned Media Recording," IEICE Trans. Electronics, 2013.
4. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System", in Proc. of The 58th Annual Magnetism and Magnetic Materials (MMM) Conference 2013.
5. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System", Journal of Applied Physics 2014.

2013 10th International Conference on  
Electrical Engineering/Electronics, Computer,  
Telecommunications and Information Technology

**PROGRAM BOOK**  
**ECTI-CON 2013**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit-Patterned Media Recording

Autthasith Arrayangkool<sup>1</sup>, Chanon Warisam<sup>1</sup>, Lin M. M. Myint<sup>2</sup>, and Piya Kovintavewat<sup>3</sup>

<sup>1</sup>College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

<sup>2</sup>School of Information Technology, Shinawatra University, Pathum Thani 16120, Thailand

<sup>3</sup>Data Storage Technology Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University, Nakhon Pathom 73000, Thailand

<sup>1</sup>s4690151@kmitl.ac.th, <sup>1</sup>kwchanon@kmitl.ac.th, <sup>2</sup>lin@siu.ac.th, <sup>3</sup>piya@mpru.ac.th

**Abstract**—In bit-patterned magnetic recording (BPMR), inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI) become a major impairment due to small bit and track pitches. One way to alleviate ISI and ITI is to encode the data sequence before recording. In general, two-dimensional (2D) coding scheme requires many redundant bits, thus lowering the code rate. This paper proposes a novel 2D coding scheme (referred to as a simple recorded-bit patterning (RBP) scheme) with high code rate to combat both ISI and ITI effects. Specifically, the data bits will first be patterned by finding the best data pattern based on a look-up table that can avoid severe ISI and ITI effects before recording. Simulation results indicate that the proposed scheme can provide a significant performance improvement if compared to the system without coding.

**Keywords**—BPMR; position jitter noise; recorded-bit patterning (RBP); two-dimensional equalization

## I. INTRODUCTION

To keep up with the rapidly growing demand for data storage, a recording density must be increased to an ultra-high level for future storage systems. Bit-patterned media recording (BPMR) is one of the promising candidates for the next generation of hard disk drive (HDD) technology, which is expected to achieve the areal density up to 4 terabits per square inch (Tb/in<sup>2</sup>) [1]. Because of high recording densities, BPMR has very small gap between data bit islands in both the along-track and the across-track directions, thus causing two-dimensional (2D) interference consisting of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI) [2]-[4], which degrades the overall system performance significantly.

Generally, the 2D interference effect can be constructive and destructive, which is determined by the readback waveform of the detected bit and the value of its surrounding bits. In this paper, we consider the readback waveform without overshoot as shown in Fig. 1 [5]. Specifically, the signal amplitude of the detected bit (or the center bit) is boosted if all surrounding bits within a 3-by-3 data array have same polarity as the detected bit, which is referred to as the *best* case. On the other hand, the signal amplitude of the detected bit is dropped if all surrounding bits have opposite polarity, which is referred to as the *worst* case. Clearly, in the worst case, because the signal

amplitude of the detected bit is poor, it can easily cause an error at the data recovery process.

To avoid the destructive interference, the constructive ITI code based on the equalized level of class-I partial response was proposed in [2]. Next, the authors in [3] presented a 2D coding scheme with a code rate of 7/9 to avoid the worst case, where the redundant bits were placed in fixed positions at every 3-by-3 data array. Nonetheless, the drawback of this scheme is that the redundant bits had no error correction ability. Therefore, another 2D coding scheme with a code rate of 5/6 was introduced in [4], which has lower redundancy and yields better performance than the 2D code in [3]. However, this paper proposes a simple RBP scheme with high code rate to avoid the destructive interference. In the RBP scheme, we split a data sequence into three tracks, and then rotate them to find the best pattern based on a look-up table before recording the resulting data bits onto a medium.

The paper is organized as follows. After describing a BPMR channel model in Section-II, Section-III explains how the proposed RBP scheme works. Simulation results are given in Section-IV. Finally, Section-V concludes this paper.

## II. CHANNEL MODEL

Fig. 2 illustrates the BPMR channel model with the RBP scheme. A binary input sequence  $a_k \in \{\pm 1\}$  with bit period  $T_b$  is split into three tracks, and then is sent to the RBP transmitter block. The readback signal from the  $k^{\text{th}}$  data bit on the  $j^{\text{th}}$  track can be expressed as [5]

$$r_{j,k} = x_{j,k} \otimes h_{j,k} + n_{j,k} = \sum_n \sum_m h_{m,n} x_{j-m,k-n} + n_{j,k}, \quad (1)$$

where  $x_{j,k}$ 's are the recorded bits on the islands,  $h_{m,n}$ 's are the 2D channel response coefficients,  $n$  and  $m$  represent the indices of the bit islands in the along-track direction and the across-track direction,  $\otimes$  is the 2D convolution operator, and  $n_{j,k}$  is an additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma^2$ . For the BPMR system, the channel response coefficient  $h_{m,n}$ 's can be generated by sampling the isolated island's pulse response at integer multiples of the bit period  $T_b$  and the track pitch  $T_c$ , i.e.,

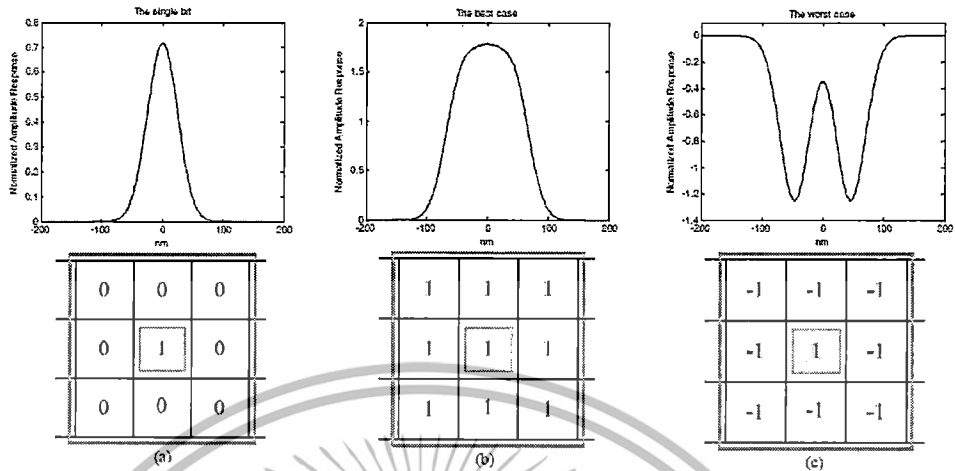


Fig. 1. The readback signal of (a) one single bit, (b) the best case when the '1' bit is surrounded by all '1' bits, and (c) the worst case when the '1' bit is surrounded by all '-1' bits. All of them are generated without any noises.

$$h_{m,n} = P(-mT_x, -nT_z) \quad m, n \in (-L, 0, L), \quad (2)$$

where  $P(x, z)$  is the 2D Gaussian pulse response [5], and  $2L+1$  is the 2D channel length. The 2D Gaussian pulse response for the BPMR system in this study is given by [5, 6]

$$P(x, z) = A \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[ \frac{x + \Delta_x}{c(PW_x)} \right]^2 + \left[ \frac{z + \Delta_z}{c(PW_z)} \right]^2 \right\}, \quad (3)$$

where  $A = 1$  is assumed to be the peak amplitude of the 2D pulse response,  $\Delta_x$  is the along-track location fluctuation,  $\Delta_z$  is the across-track location fluctuation,  $PW_x$  is the  $PW_{50}$  of the along-track pulse,  $PW_z$  is the  $PW_{50}$  of the across-track pulse,  $PW_{50}$  is the pulse width at half its maximum,  $c = 1/2.3458$  is a constant to account for the relationship between  $PW_{50}$  and the standard deviation of a Gaussian. In this paper, we assume that there is only the position jitter noise in the along-track direction (i.e.,  $\Delta_z = 0$ ), and the position jitter noise  $\Delta_x$  is modeled as a truncated Gaussian probability distribution function with zero mean and variance  $\sigma_j^2$ , where  $\sigma_j$  is specified as percentage of the bit period  $T_x$ .

In this work, we assume that only two adjacent tracks ( $l-1$ ) and ( $l+1$ ) cause most of ITI, and consider the BPMR medium with two guard bands for the two outer tracks ( $l-2$ ) and ( $l+2$ ). Specifically, we assume that the three input data sequences  $[x_{l-1,k}, x_{l,k}, x_{l+1,k}]$  are recorded on the three adjacent tracks ( $l-1$ ), ( $l$ ), and ( $l+1$ ), respectively. These three data tracks will be detected by an array of three read heads simultaneously (or using one single read head to detect these tracks one by one with the help of the buffer memory). Then, the readback data sequence  $r_{l,k}$  is equalized by a 2D equalizer [6] to obtain the

data sequences  $s_{l,k}$ , and is fed to the 2D Viterbi detector [5] to determine the most likely input sequence. Finally, the RBP receiver block is used to rearrange the data sequence with an aid of the redundant bits.

### III. A PROPOSED RBP SCHEME

Because the severity of 2D interferences depends on both the readback waveform and the surrounding bits, we propose a simple RBP scheme by rearranging data bits to avoid some data patterns that easily cause an error at the data recovery process. To achieve this, we consider the channel model without noise and position jitter noise, where one single bit will produce a readback waveform without overshoot as depicted in Fig. 1(a).

We define a *window* of a 3-by-3 array that covers 9 bits, i.e., 3 bits from the upper track  $[a_{l-1,k-1}, a_{l-1,k}, a_{l-1,k+1}]$ , 3 bits from the center track  $[a_{l,k-1}, a_{l,k}, a_{l,k+1}]$ , and 3 bits from the lower track  $[a_{l+1,k-1}, a_{l+1,k}, a_{l+1,k+1}]$ , as demonstrated in Fig. 3. Using this window, we search for the data pattern  $[a_{l-1,k-1}, a_{l-1,k}, a_{l-1,k+1}, a_{l,k}, a_{l,k+1}, a_{l+1,k-1}, a_{l+1,k}, a_{l+1,k+1}]$  that can easily cause an error at the detector. For simplicity, we define the data pattern that results in the readback amplitude of the center bit  $\{r_{l,k}\}$  to be an opposite polarity of the signal amplitude of  $\{a_{l,k}\}$  as a *destructive* data pattern. Table I shows all destructive data patterns that cause the center bit to be detected in error. In addition, the rest of all possible data patterns within the window will be considered as a *constructive* data pattern.

Therefore, this paper classifies the 2D interference into two cases, namely constructive and destructive interferences, as shown for example in Fig. 1(b) and Fig. 1(c), respectively. Specifically, when the '1' bit is surrounded by all '1' bits, it yields the constructive interference resulting in the relative

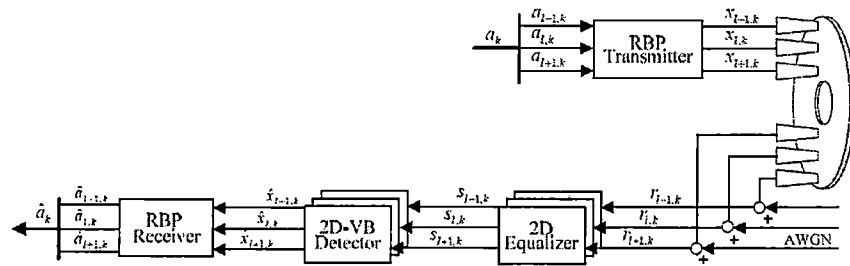


Fig. 2. Block diagram of bir-patterned media recording system.

TABLE I. DESTRUCTIVE DATA PATTERNS

Destructive Pattern Number	Upper Track		Center Track		Lower Track	
	$(k-1)^{th}$	$k^{th}$	$(k-1)^{th}$	$k^{th}$	$(k-1)^{th}$	$k^{th}$
1	1	1	1	1	1	1
2	-1	1	1	1	-1	1
3	1	1	-1	1	-1	1
4	-1	1	-1	1	1	1
5	1	1	1	-1	1	1
6	1	1	1	1	-1	1
7	1	1	1	1	1	-1
8	-1	1	1	1	1	-1
9	1	1	-1	1	-1	1
10	-1	1	-1	1	-1	1
11	-1	-1	1	-1	1	-1
12	1	-1	-1	1	-1	1
13	-1	-1	-1	1	-1	1
14	1	-1	1	-1	1	-1
15	-1	-1	1	-1	-1	-1
16	1	-1	-1	1	-1	-1
17	-1	-1	-1	1	-1	-1
18	1	1	1	-1	1	-1
19	-1	1	1	-1	1	-1
20	1	1	-1	1	1	-1
21	-1	1	-1	1	1	-1
22	-1	1	1	1	-1	-1
23	-1	1	1	-1	1	-1
24	1	1	-1	-1	1	-1
25	1	-1	1	-1	1	-1
26	-1	-1	1	-1	1	-1
27	1	-1	-1	-1	1	-1
28	-1	-1	-1	-1	1	-1
29	-1	-1	-1	-1	1	-1
30	-1	-1	-1	1	-1	-1
31	-1	-1	1	-1	-1	-1
32	-1	-1	1	1	-1	-1
33	1	-1	-1	1	-1	-1
34	-1	-1	-1	1	-1	-1

high amplitude of the readback signal at the center position. This will be referred to as the *best* case. On the other hand, the destructive interference is occurred when the '1' bit is surrounded by all '-1' bits, which significantly decreases the amplitude of the readback signal at the center position. This will also be referred to as the *worst* case because the center bit extracted from this readback signal can be easily detected in error.

The detail on how the proposed BRP scheme works can be explained as follow. Given the three data tracks, we move the

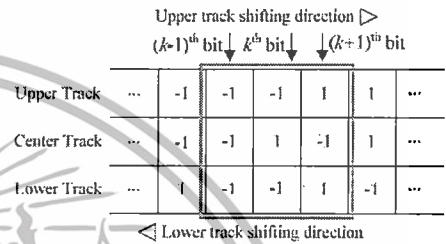


Fig. 3. The simple RBP scheme, where the center track is fixed and the upper and lower tracks are circularly shifted. The data bits in the window (a 3-by-3 square block) are considered.

3-by-3 window (centered at the center track as shown in Fig. 3) from the beginning to the end of the tracks, and count the total number of data patterns that corresponds to the one listed in Table I (i.e., destructive data pattern).

We circularly shift the upper track and the lower track to create all possible data patterns (i.e., the center track is fixed). Then, for each shifting time, we perform a similar procedure to count the total number of destructive data patterns. Finally, the number of shifting times (used in the upper and the lower tracks) that yields the lowest number of destructive data patterns will be added at the end of the data sequence (serving as the redundant bits). This number of shifting times will be employed to shift the data bits back to the original position at the RBP receiver block. For simplicity, we assume there is no error detected in these redundant bits in this study.

Although the proposed RBP scheme takes large processing time especially when the data track is long, it can be reduced by dividing the data track into many portions. In this work, we first split one 4032-bit data sector  $\{a_k\}$  into three data track, each with 1344 bits (i.e., a 3-by-1344 data array). Then, to reduce the processing time, we divide the 3-by-1344 data array into 21 portions with 3-by-64 data array each. With this splitting method, the code rate of this system can be calculated from  $(3 \times 64)^3 / (3 \times 64 + 2 \log_2 g)$ , where  $g = 64$  is the maximum number of possible shifting times in each track. Hence, the code rate in this case is 0.9412.

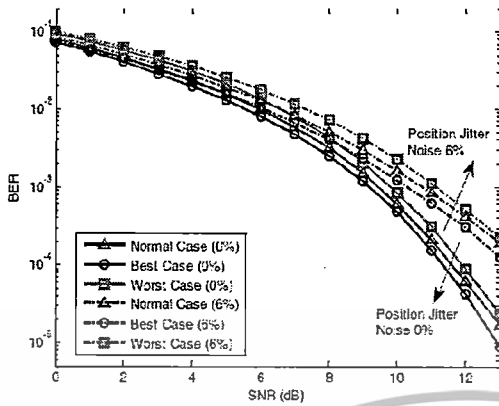


Fig. 4. BER performance of different schemes with 0% and 6% position jitter noise.

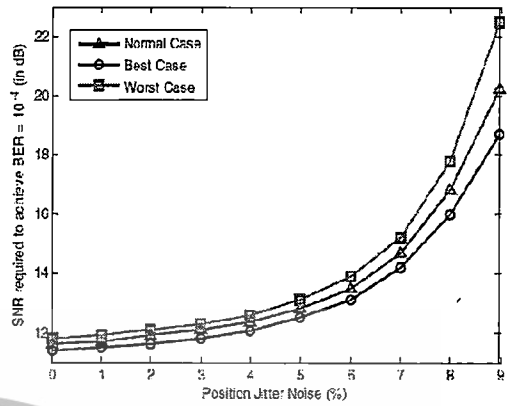


Fig. 5. Performance comparison of different schemes at different position jitter noise amounts.

#### IV. SIMULATION RESULTS

We test the proposed RBP scheme in the BPMR system as shown in Fig. 2 with an areal density of  $2 \text{ Tb/in}^2$ , where the bit period and the track pitch are  $18 \text{ nm}$ , the along-track  $\text{PW}_{50}$  is  $19.4 \text{ nm}$ , and across-track  $\text{PW}_{50}$  is  $24.8 \text{ nm}$  as similar to [7]. A signal-to-noise ratio is defined as

$$\text{SNR} = 20 \log_{10}(1/\sigma), \quad (4)$$

in decibel (dB), where  $\sigma$  is a standard deviation of AWGN. The 2D 3-by-3 target and 2D 3-by-7 equalizer are designed based on a MMSE approach [5, 8] at the SNR required to achieve bit-error rate (BER) of  $10^{-4}$ . In simulation, each BER is computed based on a minimum number of 500 error bits, and one data sector consists of 4032 bits.

Fig. 4 shows the BER performance of different schemes for BPMR system with  $\sigma_j = 0\%$  and  $\sigma_j = 6\%$  position jitter noise. Note that the percentage inside the parenthesis in Fig. 4 indicates the percentage of the position jitter noise used to generate each curve. The curves labeled as "Normal Case", "Best Case", and "Worst Case" represent the regular case (i.e., recording random bits), the recorded bits were patterned based on our proposed scheme, and the worst case (i.e., the most occurring of the worst patterns), respectively. Clearly, the Best Case performs better than both the Normal Case and Worst Case without position jitter noise. In addition, when the position jitter noise is increased from 0% to 6%, the Best Case still provides better performance than the others, and yields about 0.5 dB and 1 dB gain at  $\text{BER} = 10^{-4}$  over the Normal Case and the Worst Case, respectively. This is because the proposed RBP scheme will always change any bad data pattern into the best one before recording the best data pattern onto the medium.

We also compare the performance of different schemes at various position jitter noise amounts in Fig. 5, by plotting the SNR required to achieve  $\text{BER} = 10^{-4}$  as a function of position jitter noise amounts. It is apparent that the Best Case is still

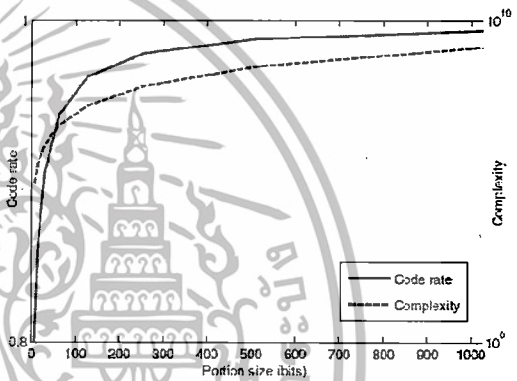


Fig. 6. The code rate and the complexity of the proposed RBP scheme as a function of portion sizes.

better than other schemes, especially when the position jitter noise is severe (i.e., at 9% position jitter noise).

Furthermore, we analyze the code rate and the complexity of the proposed RBP scheme when varying the portion size used to divide the data track. In this paper, the complexity is defined as the total number of shifting times. Here, we consider the portion sizes of 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, and 1024 bits. It can be shown that the code rate can be calculated from

$$R = \frac{n_t n_b}{n_t n_b + 2 \log_2(q)}, \quad (5)$$

where  $n_t$  is the number of data tracks and  $n_b$  is the portion size. Additionally, the complexity can be computed from

$$C = n_u \times n_t \times n_v \times n_p, \quad (6)$$

TABLE II. COMPLEXITY AND CODE RATE COMPARISON

Portion sizes	Complexity	Complexity, $C$		Code rate, $R$	
		$L_r = 1344$	$L_r = 1344$	$L_r = 1344$	$L_r = 1344$
8	$64L_r$	86016	0.6000		
16	$256L_r$	344064	0.8571		
32	$1024L_r$	1376256	0.9957		
64	$4096L_r$	5508024	0.9412		
128	$16384L_r$	22020396	0.9648		
256	$65536L_r$	38080384	0.9796		
512	$262144L_r$	352321536	0.9884		
1024	$1048576L_r$	1499286144	0.9935		

where  $n_p$  and  $n_l$  are the maximum number of possible shifting times in the upper and the lower tracks, respectively,  $n_w$  is the number of shifting times for the 3-by-3 window,  $n_p = L_r/n_b$  is the number of portions in each block, and  $L_r$  is the number of bits in each track. In general,  $n_u$ ,  $n_l$  and  $n_w$  are equal to  $n_b$ . Therefore, the proposed RBP scheme has the complexity of  $C = n_b^2 \times L_r$ . Fig. 6 displays the code rate and the complexity as a function of the portion sizes. It is apparent that the complexity and the code rate increase as the portion size increases. Furthermore, Table II also shows the complexity and the code rate of the proposed RBP scheme in details.

#### V. CONCLUSION

This paper proposed the simple RBP scheme to mitigate the 2D interference effect that exists in BPMR system. The basic idea is to avoid the destructive data patterns (i.e., the data pattern that easily causes an error at data recovery process) before writing the pre-patterned data onto a medium. Simulation results show that the proposed RBP scheme can help improve the BPMR system performance, especially when the system faces with severe position jitter noises. Although the proposed RBP scheme provides good performance with high code rate, all advantages gained by the proposed RBP

scheme need to be balanced against the increased processing time. Thus, more research work is required so as to develop an efficient RBP scheme that performs rapidly and requires a smaller number of the redundant bits.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by College of Data Storage Innovation (D\*STAR) and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund, Thailand. The author would like to thank Assoc. Prof. Pornchai Supnithi for helping and his valuable advice.

#### REFERENCES

- [1] W. Chang and J. R. Cruz, "Inter-Track Interference Mitigation for Bit-Patterned Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 11, pp. 3899–3908, Nov. 2010.
- [2] Y. Kurihara, Y. Takeda, Y. Takaiishi, Y. Keizumi, H. Osewa, M.Z. Ahmad, and Y. Okamoto, "Constructive ITI-coded PRML system based on a two-track model for perpendicular magnetic recording," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 320, pp. 3140–3145, Aug. 2008.
- [3] J. P. J. Greenland and L. Abelmann, "Two dimensional Coding for Probe Recording on Magnetic Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2307–2309, Jun. 2007.
- [4] X. Shao, L. Alink, J.P.J. Greenland, L. Abelmann, and C. H. Stamp, "A Simple Two-Dimensional Coding Scheme for Bit Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 2559–2562, Oct. 2011.
- [5] S. Nabavi, B. V. K. Vijaya Kumar, and J. A. Bain, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference, Ph.D. dissertation, Dept. Elect.Eng Comp. Sci., Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA, 2008.
- [6] S. Keenkanakhai, N. Chindheco, and P. Kovintavawat, "Iterative Decoding for High-Density Bit-Patterned Media Recording," *Procedia Engineering* 32, pp.323–328, Nov. 2012.
- [7] S. Nabavi *et al.*, "Application of Image Processing to Characterize Patterned Noise in Self-assembled Nano-masks for Bit-Patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3525–3527, Oct. 2009.
- [8] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum likelihood detector," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 2, pp. 1083–1088, Mar. 1995.

The 26th International Technical Conference on  
Circuits-Systems, Computers and Communications

# ITC-CSCC 2013

June 30 - July 3, 2013

The Ocean Resort Yeosu, Korea

Program



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording

Aurthasith Arrayangkool<sup>1</sup>, Chanon Warisam<sup>1</sup>, and Piya Kovintavewat<sup>2</sup>

<sup>1</sup>College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.

<sup>2</sup>Data Storage Technology Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University, Thailand.

<sup>1</sup>s4690151@kmitl.ac.th, <sup>1</sup>kwchanon@kmitl.ac.th, <sup>1</sup>piya@npri.ac.th

### Abstract

The two-dimensional (2D) interference, consisting of the inter-symbol interference (ISI) and the inter-track interference (ITI), is a crucial problem in bit patterned media recording (BPMR) systems. Because the severity of 2D interference at the detected bit depends on its surrounding bits, we propose a simple multitrack recorded-bit patterning (M-RBP) scheme to combat the 2D interference effect, which requires no redundant bits at the expense of increased buffer memory. Specifically, we circularly shift each data track to find the best data pattern based on the accumulated weight before recording. Compared to the recorded-bit patterning (RBP) scheme proposed in [1] under same areal density, the M-RBP scheme performs better than the RBP scheme and the system without coding.

**Keywords:** BPMR, multitrack recorded-bit patterning (M-RBP), position jitter noise, recording-bit patterning

### 1. Introduction

To achieve high recording densities in BPMR, the spacing between data bit islands in both the along-track and the across-track directions must be reduced, thus increasing the 2D interference, which can degrade the overall system performance significantly. There are many 2D coding schemes have recently been proposed [2-3] to cope with the 2D interference. However, these 2D coding schemes had a drawback that the redundant bits decrease the recording area.

Therefore, this paper proposes the M-RBP scheme without redundant bit (i.e., a code rate of 1) to combat the 2D interference at the expense of increased buffer memory. Specifically, a data sequence of each track is rotated until the best data pattern is obtained based on a look-up table, where the best data pattern is defined as the data pattern with the maximum accumulated weight, which causes the lowest effect of the 2D interference in the readback signal of the detected bit.

### 2. Channel Model

Fig. 1 illustrates the BPMR system based on [4] with the M-RBP scheme. A binary input sequence  $a_k \in \{+1\}$  with bit period  $T_b$  is split into five tracks, and is sent to the M-RBP transmitter block. The readback signal from the  $k^{\text{th}}$  data bit on the  $n^{\text{th}}$  track can be expressed as

$$r_{l,k} = \sum_n \sum_m h_{m,n} x_{l-m,n} + n_{l,k} = x_{l,k} \otimes h_{l,k} + n_{l,k} \quad (1)$$

where  $x_{l,k}$ 's are the recorded bits,  $h_{m,n}$ 's are the 2D channel response coefficients [4],  $n$  and  $m$  represent the indices of the bit islands in the along-track and the across-track directions, respectively,  $\otimes$  is the 2D convolution operator, and  $n_{l,k}$  is an additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma^2$ . Note that the position jitter noise is modeled as a truncated Gaussian probability distribution function with zero mean and  $\sigma_j^2$ , where  $\sigma_j$  is specified as percentage of the bit period  $T_b$ .

Then, the readback data sequence  $r_{l,k}$  is equalized by a 2D equalizer and fed to the 2D Viterbi detector to determine the most likely input sequence [4]. Finally, the M-RBP receiver block is used to rearrange the data sequence with an aid of the buffer memory. Specifically, the data sequence in each track will be shifted back to its original position according to the number of shifting times stored in the buffer memory that is obtained from the M-RBP transmitter block.

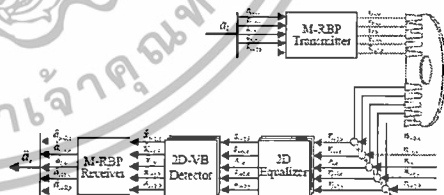


Fig. 1 A BPMR channel model with the M-RBP scheme.

3. Proposed Scheme

To explain the proposed MRBP scheme, we firstly define a window of a 3-by-3 array that covers 9 bits. Within this 3-by-3 window, we define the weight to describe the severity level of the 2D interference. We found that the value of the weight can be either positive or negative, depending on whether the 2D interference is constructive or destructive. Accordingly, the weight of the  $i^{th}$  data pattern denoted as  $W_i$  is defined as

$$W_i = \begin{cases} Y_1 - Y_2, & Y_1 > 0 \text{ and } Y_2 > 0 \\ |Y_1| - Y_2, & Y_1 < 0 \text{ and } Y_2 > 0 \\ -(Y_1 + |Y_2|), & Y_1 > 0 \text{ and } Y_2 < 0 \\ -(Y_1 + Y_2), & Y_1 < 0 \text{ and } Y_2 < 0 \end{cases} \quad (2)$$

where  $Y_1$  and  $Y_2$  are the peak amplitude of the readback signal obtained from the  $i^{th}$  data pattern and the single bit case [1], respectively. Based on (2), we obtain 512 weights for all possible data patterns.

Fig. 2 shows the M-RBP process. In the first step, we move the 3-by-3 sliding window (centered at the center track) from the beginning to the end of the track. Note that we compute the weight and accumulate at each time when the window is moved so as to obtain the total weight. Next, we fix the center track and then circularly shift the upper track to the right or the lower track to the left to create all possible 3-track data patterns. For each 3-track data pattern, we perform a similar procedure to compute the total weight. Finally, the number of shifting times used in both the upper and the lower tracks that yields the maximum total weight will be stored in the memory, which will be used to shift the data bits back to their original position in the M-RBP receiver block. Note that the data pattern that gives the maximum total weight will practically cause the lowest effect of the 2D interference in the readback signal.

In the second step, we fix the  $(j-1)^{th}$  and  $(j+1)^{th}$  track. Then, the 3-by-3 sliding window will be centered on the  $(j-1)^{th}$  and  $(j+1)^{th}$  track. Now, the data sequence on the  $(j-2)^{th}$  and  $(j+2)^{th}$  track will be circularly shifted to find the best data pattern. Here, we use a similar process as used in the first step to compute the total weight.



Fig. 2 The proposed M-RBP scheme with the 1<sup>st</sup> step (left) and the 2<sup>nd</sup> step (right).

4. Simulation Results

We test the performance of the M-RBP scheme in the BPMR channel shown in Fig. 1 at an areal density of 2.5 Tb/in<sup>2</sup>. The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as 20log<sub>10</sub>(1/σ) in decibel (dB), where ‘1’ is assumed to be the peak amplitude of the readback signal. The 2D 3×3 target and the 2D 3×7 equalizer are designed based on an MMSE approach [4] in the presence of position jitter noise at the SNR required to achieve the bit-error rate (BER) of 10<sup>-4</sup>.

Fig. 3 compares the performance of different schemes by plotting the SNR required to achieve BER = 10<sup>-4</sup> as a function of position jitter noise amounts. It is clear that the M-RBP scheme performs better than the RBP scheme and the system without coding (denoted as ‘Normal’), especially when the position jitter noise is large.

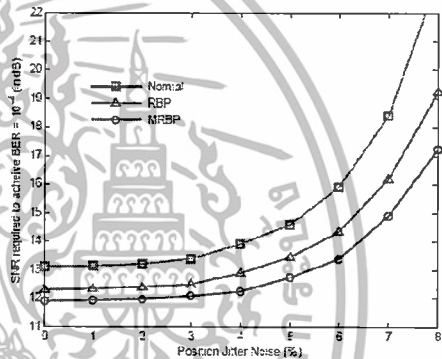


Fig. 3 Performance comparison of different schemes at 2.5 Tb/in<sup>2</sup> with various position jitter noise amounts.

References

- [1] A. Arayangkool, C. Warisarn, I. In M. M. Myint, and P. Kavinavewat, "A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in *Proc. of ECTI-CON 2013*, Krabi, May 15-17, 2013.
- [2] J. P. J. Groenland and L. Abelmann, "Two dimensional coding for probe recording on magnetic patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, 2007.
- [3] X. Shao, L. Alink, J. P. J. Groenland, L. Abelmann, and C. H. Stump, "A simple two-dimensional coding scheme for bit patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, 2011.
- [4] S. Nabavi, B. V. K. Vijaya Kumar, and J. A. Bain, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference. Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng. Comp. Sci., Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA, 2008.

# IEICE TRANSACTIONS

on Electronics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit-Patterned Media Recording

Anthasith ARRAYANGKOO<sup>1</sup>, Chanon WARISARN<sup>2</sup>, Nonmembers, and Piya KOVINTAVEWAT<sup>3\*</sup>, Member

**SUMMARY** To achieve high recording density in a bit-patterned media recording system, the spacing between data bit islands in both the along-track and the across-track directions must be decreased, thus leading to the increase of two-dimensional (2D) interference. One way to reduce the 2D interference is to apply a 2D coding scheme on a data sequence before recording; however, this method usually requires many redundant bits, thus lowering a code rate. Therefore, we propose a novel 2D coding scheme referred to as a recorded-bit patterning (RBP) scheme to mitigate the 2D interference, which requires no redundant bits at the expense of using more buffer memory. Specifically, an input data sequence is first split into three tracks in which will then be rotated to find the best 3-track data pattern based on a look-up table before recording, such that the shifted data tracks yield the least effect of 2D interference in the readback signal. Numerical results indicate that the proposed RBP scheme provides a significant performance improvement if compared to a conventional system (without 2D coding), especially when the recording density is high and/or the position jitter noise is large.

**Key words:** bit-patterned media recording, position filter noise, recorded-bit patterning, two-dimensional equalization

### 1. Introduction

To meet with an enormous demand for digital data storage, the recording density of future storage devices must be continuously increased. Recently, a hard disk drive (HDD) employs the perpendicular magnetic recording (PMR) technology. Because the continuous medium used in current HDDs has physical and engineering limitations due to the superparamagnetic limit [1], it prevents us from increasing the storage capacity beyond 1 terabits per square inch (Tb/in<sup>2</sup>). Thus, more unconventional technological solutions become crucial. Bit-patterned media recording (BPMR) is one of the promising candidates for the next generation's HDD technology that can achieve an areal density up to 4 Tb/in<sup>2</sup> [2].

In general, to achieve high recording density in BPMR, the spacing between data bit islands in both the along-track and the across-track directions must be reduced, thus leading to the increase of two-dimensional (2D) interference. It should be noted that the 2D interference consists of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI) [3]–[5], which can significantly deteriorate the system per-

formance.

Practically, the effect of 2D interference experienced in the detected bit (i.e., +1 or -1) can be either constructive or destructive, depending on the readback waveform of the detected bit and its surrounding bits [5]. In this paper, we consider only the readback waveform without overshoot as shown in Fig. 1 [6], which can be obtained from the channel model shown in Fig. 2 (will be explained later). Specifically, given a signal amplitude of an isolated bit (or one single bit), the constructive/destructive interference will amplify/decrease its signal amplitude. Therefore, when the readback signal of the detected bit faces with the destructive interference, it could easily cause an error at the data recovery process.

Many works have recently been proposed to cope with the 2D interference. For instance, the authors in [3] proposed a constructive ITI-coded partial-response (PR) maximum-likelihood system based on a two-track model for PMR systems. Specifically, the constructive ITI codes were designed based on the equalized level such that the opposite polar level can never occur simultaneously after class-I PR equalization. In addition, the 2D coding scheme with a code rate of 7/9 was specially designed in [4] to avoid the destructive interference case, where the redundant bits were placed in fixed positions at every 3-by-3 data array. Nonetheless, this coding scheme had a drawback that the redundant bits had no error correction capability. Thus, Shao et al. [5] introduced another 2D coding scheme with a code rate of 5/6, which had lower redundancy and yielded better performance than the code presented in [4].

However, this paper proposes a novel recorded-bit patterning (RBP) scheme without redundant bit (i.e., a code rate of 1) to combat the 2D interference, at the expense of using more buffer memory. To achieve this, a data sequence is first split into three tracks in which will then be rotated to find the best data pattern based on the look-up table. Here, the best data pattern is defined as the data pattern with the maximum accumulated weight, which causes the least destructive effect of 2D interference in the readback signal.

The rest of this paper is organized as follows. Section 2 describes a BPMR channel model, and Sect. 3 explains the proposed RBP scheme. Simulation results are given in Sect. 4. Finally, Sect. 5 concludes this paper.

### 2. Channel Model

Figure 2 illustrates the BPMR channel model with the RBP

Manuscript received March 25, 2013.

Manuscript revised August 15, 2013.

\*The authors are with College of Data Storage Innovation (D\*STAR), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

<sup>1</sup>The author is with the Data Storage Technology Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University, Nakhon Pathom 73030, Thailand.

<sup>2</sup>E-mail: piya@ngcu.ac.th (Corresponding author)

DOI: 10.1587/traele.E96.C.1490

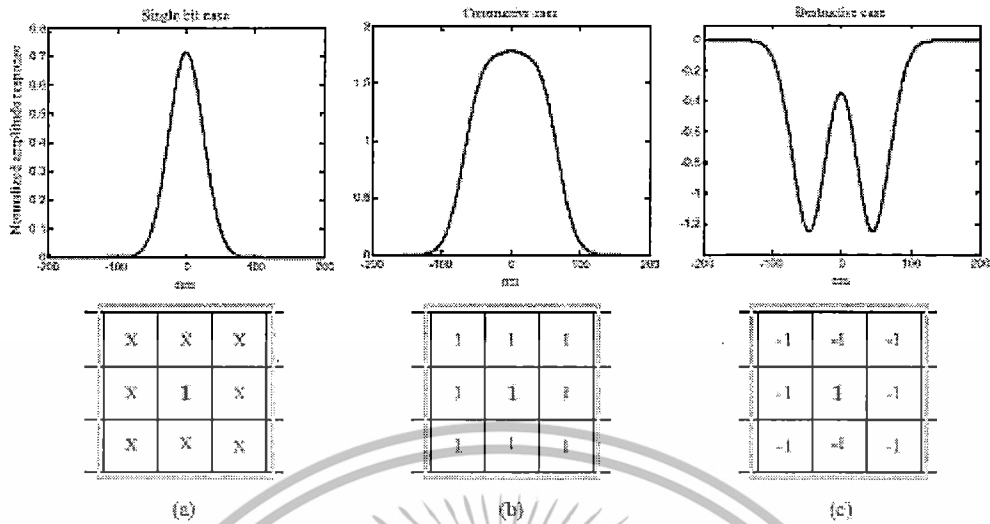


Fig. 1. Examples of the readback signal of (a) the single bit case, where 'X' denotes no-recorded bit, (b) the constructive interference case when the bit "1" is surrounded by all 1's, and (c) the destructive interference case when the bit "1" is surrounded by all -1's. All readback signals are generated based on the channel model in Fig. 2 without noise.

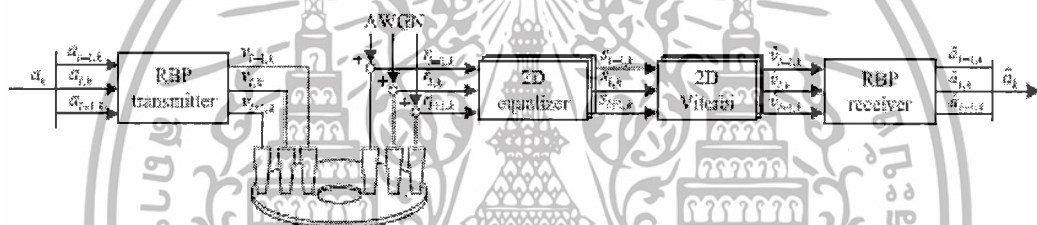


Fig. 2. A BPMR channel model with the RBP scheme.

scheme. A binary input sequence  $a_k \in \{\pm 1\}$  with bit period  $T_x$  is split into three tracks, namely, the  $(j-1)$ th upper track, the  $j$ th center track, and the  $(j+1)$ th lower track. Then, these three data tracks are fed into the RBP transmitter block to search for the best 3-track data pattern before recording the three data sequences  $\{v_{i,j-1,k}, v_{i,j,k}, v_{i,j+1,k}\}$  on the three adjacent tracks  $(j-1)$ ,  $j$ , and  $(j+1)$ , respectively.

The readback signal from the  $k$ th data bit on the  $i$ th track can be expressed as [6], [7]

$$r_{i,k} = v_{i,k} \otimes h_{i,k} + n_{i,k} = \sum_n \sum_m h_{i,m} v_{i,m,k-n} + n_{i,k} \quad (1)$$

where  $v_{i,k}$ 's are the recorded bits,  $h_{i,m}$ 's are the 2D channel response coefficients,  $m$  and  $n$  represent the indices of the bit islands in the along-track and the across-track directions,  $\otimes$  is the 2D convolution operator, and  $n_{i,k}$  is an additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma^2$ .

For the BPMR system, the 2D channel response coeffi-

icients  $\{h_{i,m}\}$  can be obtained by sampling the isolated island pulse response at integer multiples of the bit period  $T_x$  and the track pitch  $T_y$ , i.e.,

$$h_{i,m} = P(-mT_x, -nT_y), \quad (2)$$

where  $P(x, z)$  is the 2D Gaussian pulse response,  $x$  and  $z$  are the time indices in the along-track and the across-track directions,  $(m, n) \in (-L, \dots, 0, \dots, L)$ ,  $2L+1$  is the length of the 2D channel response, and  $L$  is an integer. Generally,  $L$  should be large enough to guarantee that the tail amplitude of  $P(x, z)$  is small (here, we use  $L = 1$  for simplicity). In addition, this paper considers the 2D Gaussian pulse response of the form [6], [7]

$$P(x, z) = A \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[ \left( \frac{x + \Delta_x}{\sigma(PW_x)} \right)^2 + \left( \frac{z + \Delta_z}{\sigma(PW_z)} \right)^2 \right] \right\}, \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $A = 1$  is assumed to be the peak amplitude of the 2D Gaussian pulse response,  $\Delta_x$  is the along-track location fluctuation,  $\Delta_y$  is the across-track location fluctuation,  $PW_x$  is the  $PW_{50}$  of the along-track pulse,  $PW_y$  is the  $PW_{50}$  of the across-track pulse, and  $c = 1/2.3548$  is a constant to account for the relationship between  $PW_{50}$  and the standard deviation of a Gaussian pulse [6]. Additionally, we assume that  $\Delta_x = \Delta_y$ , and it is modeled as a truncated Gaussian probability distribution function with zero mean and  $\sigma_x^2$ , where  $\sigma_x$  is specified as the percentage of bit period  $T_x$ .

Next, the readback data sequence  $\{r_{l,k}\}$  is equalized by a 2D equalizer to obtain the data sequence  $\{s_{l,k}\}$ , which is then fed into the 2D Viterbi detector to determine the most likely data sequence  $\{\hat{b}_{l,k}\}$  [6]. Finally, the RBP receiver block rearranges the data sequence  $\{\hat{b}_{l,k}\}$  with the help of buffer memory to obtain an estimated input sequence,  $\hat{a}_k$ . Specifically, the data sequence  $\{\hat{b}_{l,k}\}$  in each track will be shifted back to its original position to obtain  $\{\hat{a}_{l,k}\}$  according to the number of shifts stored in the buffer memory that is received from the RBP transmitter block.

### 3. Proposed Scheme

To simplify our discussion, we assume that the read head reads the data at the  $l$ th track, and the interference in the cross-track direction is limited to the two adjacent tracks ( $l-1$ ) and ( $l+1$ ). Additionally, we also consider the BPMR medium with two guard bands (i.e., nonmagnetic tracks) for the two outer tracks ( $l-2$ ) and ( $l+2$ ) as the baseline. Hence, the three data tracks  $\{a_{l-1,k}, a_{l,k}, a_{l+1,k}\}$  are detected by an array of three read heads simultaneously (or using one single read head to detect these tracks one by one with the help of buffer memory). It should be pointed out that the readback signal from the  $l$ th track has the ITI effect from the tracks ( $l-1$ ) and ( $l+1$ ), whereas that from the tracks ( $l-1$ ) and ( $l+1$ ) experiences the ITI effect merely from the  $l$ th track.

Because the severity of 2D interference relies on both the readback waveform of the detected bit and the value of its surrounding bits, we propose a simple RBP scheme by rearranging the data bits before recording so as to avoid some data patterns that often cause an error of the data recovery process. Before explaining the RBP scheme, let us consider the channel model in Fig. 2 without any noise, and define the 3-by-3 window that covers 9 bits, i.e., 3 bits from the upper track  $\{a_{l-1,k-1}, a_{l-1,k}, a_{l-1,k+1}\}$ , 3 bits from the center track  $\{a_{l,k-1}, a_{l,k}, a_{l,k+1}\}$ , and 3 bits from the lower track  $\{a_{l+1,k-1}, a_{l+1,k}, a_{l+1,k+1}\}$ , as shown in Fig. 3. Then, we analyze the signal amplitude of the detected bit for different data patterns within the 3-by-3 window.

We first look at the "single bit" case where only one (isolated) bit is recorded on the medium as demonstrated in Fig. 1(a), where 'X' represents no recorded bit. Generally, the 2D interference can be classified into two cases, namely constructive and destructive interferences. Here, we use the readback waveform of the single bit case as a *reference* to determine if the 2D interference is constructive or destructive. Specifically, given the same detected bit, the

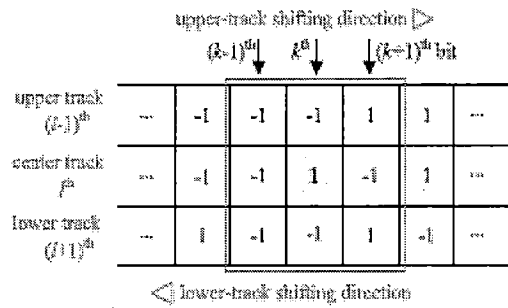


Fig. 3. A simple RBP scheme, where the  $l$ th center track is fixed, and the ( $l-1$ )th upper track and the ( $l+1$ )th lower track are circularly shifted to the right and to the left, respectively, to create all possible 3-track data patterns.

2D interference is said to be constructive if the signal amplitude of the detected bit is larger than that of the single bit case, as depicted in Fig. 1(b) for example. On the other hand, the 2D interference is destructive if the signal amplitude of the detected bit is smaller than that of the single bit case. In practice, when the destructive interference occurs in the readback signal, it could easily cause an error in the data recovery process, depending on how severe it is. For instance, Fig. 1(c) depicts the readback waveform that encounters the severe destructive interference, where in this case the detector could not detect the bit "1" reliably.

Next, within the 3-by-3 window, we define the *weight* to determine the severity of 2D interference. Based on our study, it is found that the weight value can be either positive or negative number, depending on whether the 2D interference is constructive or destructive. As a consequence, given the  $k$ th detected bit on the  $l$ th center track, the weight of the  $i$ th data pattern, i.e.,  $\{a_{l-1,k-1}, a_{l-1,k}, a_{l-1,k+1}, a_{l,k-1}, a_{l,k}, a_{l,k+1}, a_{l+1,k-1}, a_{l+1,k}, a_{l+1,k+1}\}$ , denoted as  $W_i$ , is defined as

$$W_i = \begin{cases} Y_i - Y_s, & Y_i > 0 \text{ and } Y_s > 0 \\ |Y_i| - |W_s|, & Y_i < 0 \text{ and } Y_s < 0 \\ -(Y_i + |W_s|), & Y_i > 0 \text{ and } Y_s < 0 \\ -(Y_i + Y_s), & Y_i < 0 \text{ and } Y_s > 0 \end{cases} \quad (4)$$

where  $Y_i$  and  $Y_s$  are the peak signal amplitude of the detected bit from the  $i$ th data pattern and the single bit case, respectively. Based on (4), there are 512 weights for all possible data patterns within the 3-by-3 window, as listed in Table 1 for example.

#### 3.1 How the RBP Algorithm Works

The detail on how the RBP scheme works can be explained as the following steps.

- 1) Given the three data tracks  $\{a_{l-1,k}, a_{l,k}, a_{l+1,k}\}$ , we move the 3-by-3 window (centered at the  $k$ th center track) from the beginning to the end of the center track. For each time step  $T_x$  the window is moved, we compute the weight and accumulate it until the window is at the end of the track so as to obtain the *total weight*.

Table 1 The weight of some data patterns within the 3-by-3 window.

Pattern index, $i$	Upper track, $U - 1$ th			Center track, $U$ th			Lower track, $U + 1$ th			Weight $W_i$
	$(k-1)$ th	$k$ th	$(k+1)$ th	$(k-1)$ th	$k$ th	$(k+1)$ th	$(k-1)$ th	$k$ th	$(k+1)$ th	
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.1255
2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.0298
3	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0.4947
4	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0.3991
5	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.0298
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
17	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1.1255
18	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1.0298
19	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-0.4947
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
254	1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	0.3991
255	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	0.9341
256	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1.0298
257	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1.0298
258	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	0.9341
259	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	0.3991
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
494	1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	-0.4947
495	-1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	-1.0298
496	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	-1.1255
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
508	1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1.0298
509	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	0.3991
510	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	0.4947
511	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.0298
512	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.1255

- 2) Next, we fix the center track and then circularly shift the upper track to the right or the lower track to the left (see Fig. 3) to create all possible 3-track data patterns. For each 3-track data pattern, we perform a similar procedure (step 1) to compute the total weight.
- 3) Finally, the number of shifts used in both the upper and the lower tracks that yields the *maximum* total weight will be stored in the memory, which will be used to shift the data bits  $[d_{1,1}, d_{1,2}, \dots, d_{1,14}]$  back to their original positions in the RBP receiver block. Note that the 3-track data pattern with the maximum total weight will cause the least destructive effect of 2D interference in the readback signal.

In this paper, we present three approaches to compute the total weight. The first approach denoted as "Approach 1" is to sum all weights (both negative and positive numbers) so as to accumulate both the destructive and constructive effects. The second approach referred to as "Approach 2" will sum only the positive weight such that only the constructive effect is considered. Finally, the last approach denoted as "Approach 3" is to sum only the negative weight so as to take merely the destructive effect into account.

Generally, the RBP scheme consumes large processing time, especially when the 3-track data sequence is long. However, such large processing time can be reduced by dividing the 3-track data sequence into many small portions. To simplify the discussion, this paper considers the case where one data sector ( $a_2$ ) consists of 4032 bits. Thus, after a 4032-bit data sector is split into three tracks  $[a_{2,1}, a_{2,2}, a_{2,14}]$ , each with  $L_2 = 1344$  bits, we divide the 3-by-1344

data array into  $n_p$  portions, each with a 3-by- $n_p$  data array, where  $n_p = L_2/n_p$  is the portion length. Although this splitting technique helps reduce the processing time, it requires the additional memory amount of

$$2 \times n_p \times \lceil \log_2(n_p) \rceil \quad (\text{bits}), \quad (5)$$

where  $\lceil n \rceil$  is the smallest integer greater than or equal to  $n$ , for one data sector to store the number of shifts used in the upper and the lower tracks, which will be employed in the RBP receiver block.

#### 4. Simulation Results

We test the proposed RBP scheme in the BPMP system depicted in Fig. 2, where the bit period  $T_b$  and the track pitch  $T_c$  are 18 nm (i.e., approximately equal to an areal density of  $2 \text{ Tb/in}^2$  if there is no guard band), the along-track  $PW_{20}$  is 19.4 nm, and the across-track  $PW_{50}$  is 24.8 nm [6], [7]. A signal-to-noise ratio (SNR) is defined as

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left( \frac{V_p}{\sigma_r} \right), \quad (6)$$

in decibel (dB), where  $V_p = 1$  is assumed to be the peak amplitude of the readback signal. The 2D 3-by-3 target and the 2D 3-by-7 equalizer are designed based on a minimum mean-squared error (MMSE) approach [6], [8] at the SNR required to achieve a bit-error rate (BER) of  $10^{-4}$ . In the simulation, each BER is computed based on a minimum number of 500 error bits. Again, each 4032-bit data sector will be written into three adjacent tracks ( $l-1$ ), ( $l$ ) and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

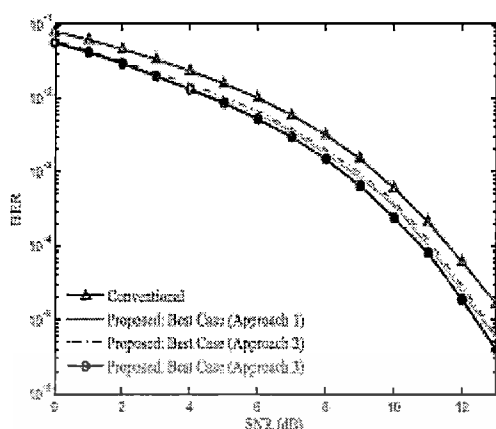


Fig. 4 BER performance of different schemes at  $T_x = T_y = 18$  nm and  $\sigma_j = 0\%$ .

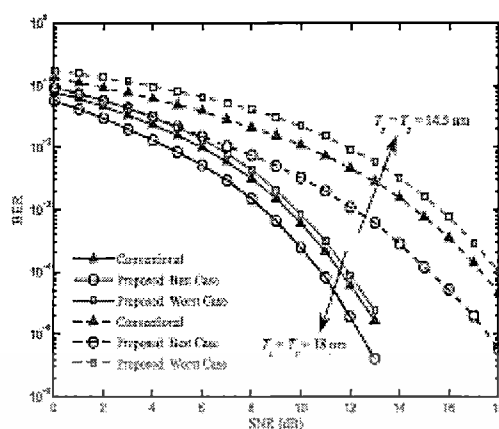


Fig. 5 BER performance of different schemes at  $T_x = T_y = 18$  nm and  $T_x = T_y = 14.5$  nm with  $\sigma_j = 0\%$ .

$(l + 1)$ , with the two guard bands at the tracks  $(l - 2)$  and  $(l + 2)$ . To reduce the processing time, we divide the 3-by-1344 data array into  $n_p = 21$  portions (i.e., the portion length is  $n_b = 1344/21 = 64$  bits).

Figure 4 compares the BER performance of different RBP schemes at  $T_x = T_y = 18$  nm and no position jitter noise (i.e.,  $\sigma_j = 0\%$ ), where the curve labeled as "Conventional" represents the conventional system (without 2D coding), and that labeled as "Best Case" denotes the system using the RBP scheme with the *maximum* total weight. Apparently, all RBP approaches perform better than the conventional system. In addition, Approach 3 provides the best performance followed by Approach 1 and Approach 2. This might be because some severe destructive weights are cancelled out by some constructive weights considered in the Approach 1 and Approach 2. Thus, unlike Approach 3, the best data pattern in Approach 1 and Approach 2 may still contain some severe destructive data patterns. As a result, from now on, we will consider only Approach 3 to investigate the performance of the proposed RBP scheme.

Figure 5 illustrates the BER performance of different schemes at both  $T_x = T_y = 18$  nm and  $T_x = T_y = 14.5$  nm (i.e., approximately equal to an areal density of 3 Tb/in<sup>2</sup>) if there is no guard band) without position jitter noise, where the curve labeled as "Worst Case" represents the system using the RBP scheme with the *minimum* total weight. It is clear that when the recording density is low (i.e., when  $T_x = T_y = 18$  nm), only small performance gain can be obtained from the "Best Case" if compared to other schemes. Specifically, the "Best Case" can provide a performance gain of 0.9 dB over the conventional system<sup>7</sup> at BER =  $10^{-4}$ . Nevertheless, a large performance gap can be achieved when the recording density is increased (i.e., when  $T_x = T_y = 14.5$  nm). Specifically, the "Best Case" performs better than the conventional system and the "Worst Case" by about 2.3 dB and 3 dB at BER =  $10^{-4}$ , respectively.

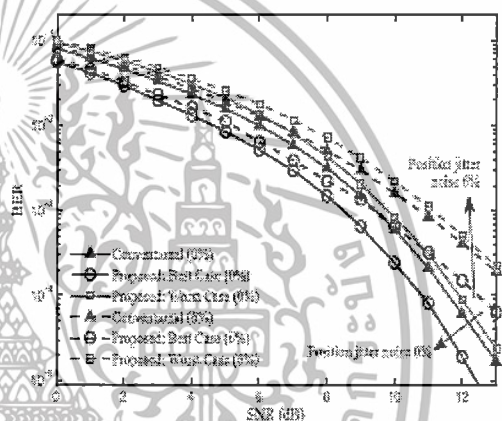


Fig. 6 BER performance of different schemes at  $T_x = T_y = 18$  nm with 0% and 6% position jitter noise.

Figure 6 depicts the BER performance of different schemes at  $T_x = T_y = 18$  nm with 0% and 6% position jitter noise. Note that the percentage inside the parenthesis in Fig. 6 indicates the percentage of the position jitter noise used to generate each curve. Apparently, the "Best Case" performs better than the others at  $\sigma_j = 0\%$  (no position jitter noise). In addition, when the position jitter noise is increased to  $\sigma_j = 6\%$ , the "Best Case" still provides more than 1.5 dB and 1.6 dB gain at BER =  $10^{-4}$  over the conventional system and the "Worst Case," respectively. Clearly, the performance of all systems gets worse when the position jitter noise is increased.

We also compare the performance of different schemes

<sup>7</sup>Practically, the performance of the conventional system always lies between that of the "Best Case" and the "Worst Case."

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

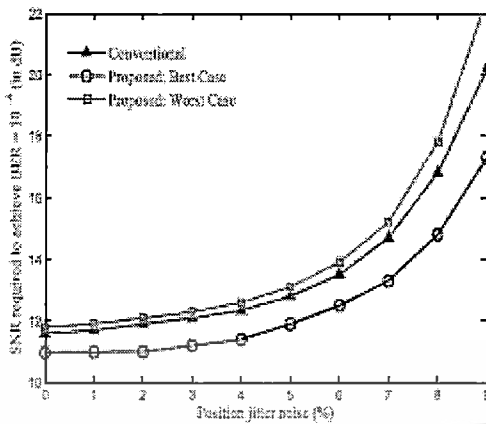


Fig. 7 Performance comparison of different schemes at  $T_2 = T_1 = 18$  nm for various position jitter noise amounts.

at  $T_2 = T_1 = 18$  nm for various position jitter noise amounts in Fig. 7, by plotting the SNR required to achieve  $BER = 10^{-4}$  as a function of position jitter noise amounts. It is evident that the "Best Case" performs better than other schemes for all position jitter noise levels. Additionally, a large performance gap can be obtained from the "Best Case" if compared to the others, especially when the position jitter noise is high.

Furthermore, we investigate the complexity of the RBP scheme by varying the portion length ( $n_p$ ) used to divide the 3-track data sequence. In this work, we define the complexity as the total number of shifts used to generate all possible data patterns. Hence, the complexity,  $C$ , of the RBP scheme can be computed from

$$C = n_u \times n_l \times n_p \times n_p \quad (7)$$

where  $n_u$  and  $n_l$  are the maximum number of possible shifts for the upper and the lower tracks, respectively, and  $n_p$  is the total number of shifts for the 3-by-3 window. In general,  $n_u$ ,  $n_l$  and  $n_p$  are all equal to  $n_b$ . Therefore, the proposed RBP scheme will have the total complexity of  $C = n_b \times n_b^3$ .

Figure 8 displays the memory requirement and the complexity of the RBP scheme as a function of the portion lengths. Apparently, the larger the portion length, the lower the memory amount, and the higher the complexity. For instance, Table 2 demonstrates the memory requirement and the complexity of the RBP scheme in details, when  $L_s = 1344$  is used for a 4032-bit data sector. Again, low additional memory requirement can be obtained at the expense of increased complexity. Accordingly, one needs to tradeoff between the additional memory requirement and the complexity so as to achieve a good performance gain obtained from the RBP scheme.

## 5. Conclusion

At high recording densities, the 2D interference is very se-

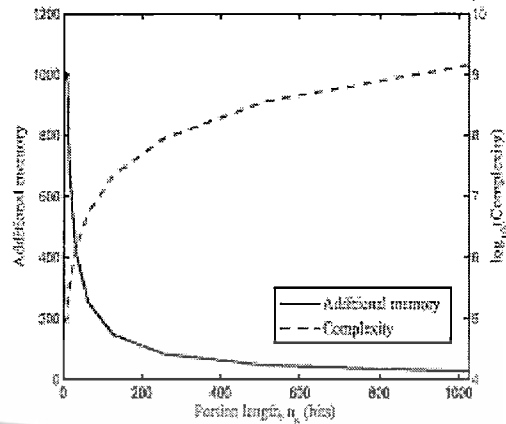


Fig. 8 The memory requirement and the complexity of the RBP scheme as a function of portion lengths.

Table 2 The memory requirement and the complexity of the RBP scheme at different portion lengths (with  $L_s = 1344$  bits)

Portion length $n_p$	Number of portions $n_p$	Complexity $n_p n_p^3$	Additional memory $2 n_p \lceil \log_2(n_p) \rceil$
8	168	85016	1008
16	84	344064	672
32	42	1376256	420
64	21	5305024	252
128	10.5	22020096	147
256	5.25	83680384	84
512	2.625	332321536	47.25
1024	1.3125	1409286144	26.25

were in the BPMR system, which can be considered as a major cause of performance degradation. Therefore, this paper proposed the RBP scheme to alleviate the 2D interference. The basic idea is to avoid the destructive data patterns (i.e., the data pattern that easily causes an error at the data recovery process) before writing the pre-patterned data onto a medium. Simulation results show that the proposed RBP scheme can help improve the system performance, especially when the recording density is high and/or the position jitter noise is severe. Unlike the existing 2D coding scheme, the proposed RBP scheme can provide a good performance gain without any redundant bit at the expense of using more buffer memory. Consequently, all advantages gained by the proposed RBP scheme need to be balanced against the increased processing time and memory amount. As a result, more research work is required so as to develop the efficient RBP scheme that can perform rapidly and requires low additional memory.

## Acknowledgement

This work was supported by College of Data Storage Innovation (D<sup>3</sup>STAR) and King Mongkut's Institute of Technol-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ogy Ladkrabang Research Fund, Thailand.

#### References

- [1] A. Moser, "Magnetic recording: Advancing into the future," *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol.35, no.19, pp.R157-R167, 2002.
- [2] W. Chang and J.R. Cruz, "Inter-track interference mitigation for bit-patterned magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol.46, no.11, pp.3899-3908, Nov. 2010.
- [3] Y. Kurihara, Y. Takeda, Y. Takaishi, Y. Koizumi, H. Onawa, M.Z. Ahmed, and Y. Okamoto, "Constructive PIT-coded PRML system based on a two-track model for perpendicular magnetic recording," *J. Magnetism and Magnetic Materials* 320, pp.3140-3143, 2008.
- [4] J.P.J. Groenland and L. Abbelmann, "Two dimensional coding for probe recording on magnetic patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol.43, no.6, pp.2307-2309, June 2007.
- [5] X. Shao, L. Alink, J.P. J. Groenland, L. Abbelmann, and C.H. Slump, "A simple two-dimensional coding scheme for bit patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol.47, no.10, pp.2559-2562, Oct. 2011.
- [6] S. Nahuvi, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference, Ph.D. dissertation, Dept. Elec. Eng. Comp. Sci., Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA, 2008.
- [7] S. Koonkarkhai, N. Chirichoo, and P. Kovintavevat, "Iterative decoding for high-density bit-patterned media recording," *Procedia Engineering*, vol.32, pp.323-328, 2012.
- [8] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum likelihood detector," *IEEE Trans. Magn.*, vol.31, no.2, pp.1083-1088, March 1995.



**Piya Kovintavevat** received the B.Eng. summa cum laude from Thammasat University, Thailand (1994), the M.S. degree from Chalmers University of Technology, Sweden (1998), and the Ph.D. degree from Georgia Institute of Technology (2004), all in Electrical Engineering. Currently, he works at Nakhon Pathom Rajabhat University. His research interests include coding and signal processing as applied to digital data storage systems. Prior to working at NPRU, he worked as an engineer at Thai Telephone and Telecommunication company (1994-1997), and as a research assistant at National Electronics and Computer Technology Center (1999), both in Thailand. He also had work experiences with Seagate Technology, Pennsylvania, USA (summers 2001, 2002, and 2004).



**Autthesith Arayavankool** received the B.Eng. and M.Eng. degrees in Computer Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand, in 2007 and 2010, respectively. His research interests include robotics, information technology, and signal processing for data storage systems.



**Chanon Waritarn** received the B.Eng. degree in Electronics Engineering Technology from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMUTNB), Thailand in 2006, the Ph.D. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand in 2013. He currently works at the College of Data Storage Innovation, KMUTL. His current research interests are in the areas of communications and signal processing for data storage systems.

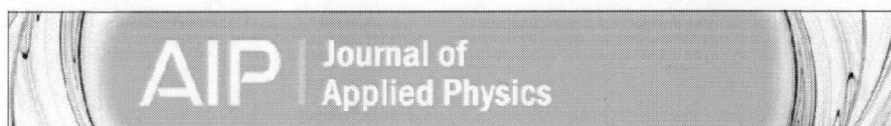
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

58<sup>TH</sup> ANNUAL  
CONFERENCE  
ON MAGNETISM  
AND MAGNETIC  
MATERIALS

4-8 November 2013  
Denver, Colorado



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## A constructive inter-track interference coding scheme for bit-patterned media recording system

A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat

Citation: Journal of Applied Physics **115**, 17B703 (2014); doi: 10.1063/1.4855955

View online: <http://dx.doi.org/10.1063/1.4855955>

View Table of Contents: <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/jap/115/17?ver=pdfcov>

Published by the AIP Publishing



Re-register for Table of Content Alerts

Create a profile.



Sign up today!



[This article is copyrighted as indicated in the article. Reuse of AIP content is subject to the terms at: <http://scitation.aip.org/termsconditions>. Downloaded to ] IP: 161.245.94.120 On: Thu, 16 Jan 2014 06:44:19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## A constructive inter-track interference coding scheme for bit-patterned media recording system

A. Arrayangkool,<sup>1</sup> C. Warisarn,<sup>1</sup> and P. Kovintavewat<sup>2 a)</sup>

<sup>1</sup>College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

<sup>2</sup>Data Storage Technology Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University, Nakhon Pathom 73000, Thailand

(Presented 6 November 2013; received 20 September 2013; accepted 8 October 2013; published online 6 January 2014)

The inter-track interference (ITI) can severely degrade the system performance of bit-patterned media recording (BPMR). One way to alleviate the ITI effect is to encode an input data sequence before recording to avoid some data patterns that easily cause an error at the data detection process. This paper proposes a constructive ITI (CITI) coding scheme for a multi-track multi-head BPMR system to eliminate the data patterns that lead to severe ITI. Numerical results indicate that the system with CITI coding outperforms that without CITI coding, especially when an areal density (AD) is high and/or the position jitter is large. Specifically, for the system without position jitter at bit-error rate of  $10^{-4}$ , the proposed scheme can provide about 3 dB gain at the AD of 2.5 Tb/in.<sup>2</sup> over the system without CITI coding. © 2014 AIP Publishing LLC. [http://dx.doi.org/10.1063/1.4855955]

### I. INTRODUCTION

To achieve high areal density (AD) in bit-patterned media recording (BPMR), the spacing between bit islands in the along-track and the across-track directions must be reduced, thus leading to the increase of two-dimensional (2D) interference.<sup>1</sup> Practically, the 2D interference consisting of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI) can deteriorate the system performance considerably if precautions are not taken.

Several 2D coding schemes<sup>2-5</sup> have recently been proposed to cope with the 2D interference in BPMR. For example, a rate-7/9 2D coding scheme was introduced<sup>2</sup> to avoid the 2D interference by placing the redundant bits in fixed positions at every 3-by-3 data array. Shao *et al.*<sup>3</sup> presented a rate-5/6 2D coding scheme, which had lower redundancy and yielded better performance than the previous code.<sup>2</sup> In addition, a rate-1/6 modulation code<sup>4</sup> was introduced to remove the fatal 2D ISI patterns in holographic data storage. Recently, Arrayangkool *et al.*<sup>5</sup> proposed a recorded-bit patterning (RBP) scheme to combat the 2D interference, but it had high complexity and required large buffer memory.

In general, the ITI effect experienced in the detected bit can be either destructive or constructive, depending on the readback waveform of the detected bit and its surrounding bits.<sup>5</sup> Specifically, given a signal amplitude of an isolated bit, the destructive/constructive ITI will decrease/amplify its signal amplitude. As a result, when the readback signal of the detected bit encounters the destructive ITI (DITI), it could easily cause an error at the data recovery process.

To combat the DITI, we propose the constructive ITI (CITI) coding scheme (or a new modulation code). Specifically, an input data sequence is first split into four tracks in which will

then be encoded by a CITI encoder based on a look-up table before recording onto a magnetic medium. This coding scheme guarantees that the BPMR readback signal will not be corrupted by the severe ITI, thus facilitating the data recovery process.

### II. CHANNEL MODEL

Consider a multi-track multi-head BPMR system<sup>1,6</sup> with a rate-4/5 CITI coding scheme in Fig. 1. A binary input sequence  $a_i \in \{\pm 1\}$  with bit period  $T_b$  is split into four tracks  $\{a_{k,i}\}$ , which are then encoded by the CITI encoder to obtain five data tracks  $\{c_{k,i}\}$ , where  $c_{k,i} \in \{\pm 1\}$ , before recording them onto a medium. The readback signal from the  $k$ th data bit on the  $l$ th track can be written as

$$r_{k,l} = \sum_n \sum_m h_{m,n} c_{k,m-l-n} + w_{k,l}, \quad (1)$$

where  $c_{k,i}$ 's are the recorded bits,  $h_{m,n}$ 's are the 2D channel response coefficients,<sup>1,7</sup>  $m$  and  $n$  are the time indices of the bit island in the along-track and the across-track directions, and  $w_{k,l}$  is an additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma^2$ .

In BPMR,  $h_{m,n}$ 's can be obtained by sampling the isolated island pulse response at integer multiples of the bit period  $T_b$  and the track pitch  $T_x$ , i.e.,  $h_{m,n} = P(-mT_x, -nT_x)$ , where  $P(x, z)$  is the 2D Gaussian pulse response,  $x$  and  $z$  are the time indices in the along-track and the across-track directions,  $\{m, n\} \in \{-L, \dots, 0, \dots, L\}$ ,  $2L+1$  is the length of  $P(x, z)$ , and  $L$  is an integer. In general,  $L$  should be large enough to ensure that the tail amplitude of  $P(x, z)$  is small there, we use  $L=1$  for simplicity). Additionally, this paper considers the 2D Gaussian pulse response of the form,<sup>7</sup>

$$P(x, z) = A \exp \left\{ \frac{-1}{2b^2} \left[ \left( \frac{x + \Delta_x}{PW_x} \right)^2 + \left( \frac{z + \Delta_z}{PW_z} \right)^2 \right] \right\}, \quad (2)$$

<sup>a)</sup>Author to whom correspondence should be addressed. Electronic mail: piya@npri.ac.th

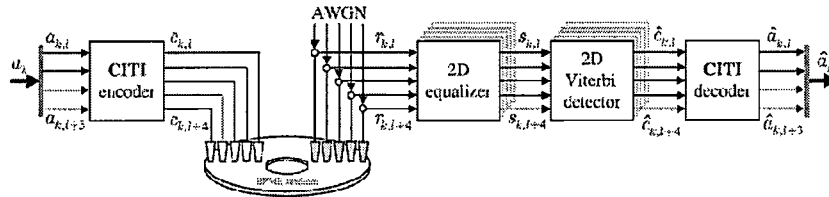


FIG. 1. A channel model with the CITI coding scheme.

where  $A=1$  is assumed to be the peak amplitude of the pulse response,  $b=1/2.3548$  is a constant,<sup>7</sup>  $\Delta_x$  is the along-track location fluctuation (or position jitter (Ref. 1)),  $\Delta_y$  is the across-track location fluctuation,  $PW_x$  is the  $PW_{50}$  of the along-track pulse, and  $PW_y$  is the  $PW_{50}$  of the across-track pulse. This paper assumes that the position jitters ( $\Delta_x$  and  $\Delta_y$ ) are modeled as a truncated Gaussian probability distribution function with zero mean and variance  $\sigma_j^2$ , where  $\sigma_j$  is specified as the percentage of  $T_j$ .

At the receiver, the readback data sequence  $\{r_{k,l}\}$  is equalized by a 2D equalizer to obtain a sequence  $\{s_{k,l}\}$ , and is then sent to the 2D Viterbi detector<sup>1,6</sup> to determine the most likely recorded sequence  $\{c_{k,l}\}$ . Finally, a CITI decoder is employed to decode the 5-track data sequence  $\{c_{k,l}\}$  into the 4-track data sequence  $\{\hat{a}_{k,l}\}$  before grouping it to obtain an estimated input sequence  $\hat{a}_k$ .

### III. PROPOSED SCHEME

We assume that the read head reads the data at the  $l$ th track, and the interference in the cross-track direction is limited to the two adjacent tracks ( $l-1$ ) and ( $l+1$ ). At the read side, the five data tracks  $\{r_{k,l}, r_{k,l+1}, r_{k,l+2}, r_{k,l+3}, r_{k,l+4}\}$  are detected by an array of five read heads simultaneously (or using one single read head to detect these tracks one by one with the help of buffer memory).

In the BPR scheme,<sup>3</sup> we analyzed the signal amplitude of the  $l$ th data bit on the  $l$ th track (i.e.,  $c_{k,l}$ ) for different 3-by-3 data patterns, i.e., 3 bits from the upper track  $[c_{k,l-1}, c_{k,l-1}, c_{k,l+1}, c_{k,l+1}]$ , 3 bits from the  $l$ th center track  $[c_{k,l-1}, c_{k,l}, c_{k,l+1}]$ , and 3 bits from the lower track  $[c_{k,l+1}, c_{k,l+1}, c_{k,l+1}, c_{k,l+1}]$ , in the BPMR channel without noise. Then, we defined the data pattern that causes the readback amplitude of the detected bit to be an opposite polarity of the signal amplitude of the isolated bit,  $c_{k,l}$ , as a *destructive* data pattern.<sup>5</sup> By analyzing all destructive data patterns, we found that most of them are occurred when the  $l$ th bit of the adjacent tracks differs from that of the center track, i.e.,  $[c_{k,l-1}, c_{k,l}, c_{k,l+1}] = [1 -1 1]$  or  $[-1 1 -1]$ . Hence, we use this result to design the CITI code to avoid such destructive data patterns to be written onto a medium.

Here, we propose the rate-4/5 CITI coding scheme (will be explained later) for BPMR. The encoding and decoding processes are performed based on the look-up table, which can be constructed as follows. Define a vector  $c_{k,l}^N \equiv [c_{k,l}, c_{k,l+1}, \dots, c_{k,l+N-1}]$  as a collection of the  $l$ th data bits from the  $N$  adjacent tracks starting with the  $l$ th track. Specifically, the CITI code maps the input data  $a_{k,l}^4$  to the recorded data  $c_{k,l}^5$  before recording it onto a medium.

Because  $c_{k,l}^5$  contains 5 bits, there are  $2^5 = 32$  possible codewords in total. However, since the data pattern  $c_{k,l}^5 = [c_{k,l}, c_{k,l+1}, c_{k,l+2}]$ , where  $j \in \{l, l+1, l+2\}$ , that causes the DITI is either  $[1 -1 1]$  or  $[-1 1 -1]$ , the codeword that contains these data patterns must be discarded. In this case, we found 16 prohibited codewords. Thus, only 16 (good) codewords,  $\tilde{c}_{k,l}^5 = [\tilde{c}_{k,l}, \tilde{c}_{k,l+1}, \tilde{c}_{k,l+2}, \tilde{c}_{k,l+3}, \tilde{c}_{k,l+4}]$ , can be utilized to construct the CITI code, as shown in Table I. With 16 codewords, only 4 bits ( $2^2 = 16$ ) are needed for the input of the CITI encoder, i.e.,  $a_{k,l}^4$ . Finally, we can assign a codeword  $\tilde{c}_{k,l}^5$  for each  $a_{k,l}^4$ , so as to generate the look-up table for the CITI code, as given in Table I. Note that the recorded data  $c_{k,l}^5$  is the codeword that corresponds to the input data  $a_{k,l}^4$ .

For decoding process, the estimated 5-track recorded sequence  $\{c_{k,l}\}$  is decoded by a CITI decoder, which uses the same look-up table in Table I, to determine the estimated 4-track input data sequence  $\{\hat{a}_{k,l}\}$ . Because of the noise, the decoding process might not be able to perform correctly for some data patterns  $c_{k,l}^5 = [c_{k,l}, c_{k,l+1}, c_{k,l+2}, c_{k,l+3}, c_{k,l+4}]$  that are not in Table I, i.e.,  $c_{k,l}^5 \neq \tilde{c}_{k,l}^5$ . To solve this problem, we propose to apply the Euclidean distance<sup>8</sup> concept in the CITI decoder to measure the resemblance between  $c_{k,l}^5$  and  $\tilde{c}_{k,l}^5$ . Specifically, for each codeword  $\tilde{c}_{k,l}^5$ , the CITI decoder computes the Euclidean distance of  $c_{k,l}^5$ .

$d(c_{k,l}^5, \tilde{c}_{k,l}^5) = \sqrt{\sum_{i=0}^4 (c_{k,l+i} - \tilde{c}_{k,l+i})^2}$ . Then, the estimated

TABLE I. A look-up table for the CITI code.

4-Bit input data, $a_{k,l}^4$				5-Bit codeword, $\tilde{c}_{k,l}^5$			
$a_{k,l}$	$a_{k,l+1}$	$a_{k,l+2}$	$a_{k,l+3}$	$\tilde{c}_{k,l}$	$\tilde{c}_{k,l+1}$	$\tilde{c}_{k,l+2}$	$\tilde{c}_{k,l+3}$
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1
-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1
-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
-1	1	-1	1	-1	1	1	-1
-1	1	1	-1	-1	1	1	-1
-1	1	1	1	-1	1	1	1
1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
1	-1	1	-1	1	-1	1	1
1	-1	1	1	1	1	-1	-1
1	1	-1	-1	1	1	-1	1
1	1	-1	1	1	1	1	1
1	1	1	-1	1	1	1	-1
1	1	1	1	1	1	1	1

[This article is copyrighted as indicated in the article. Reuse of AIP content is subject to the terms at: http://scitation.org/termsconditions. Downloaded to ]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

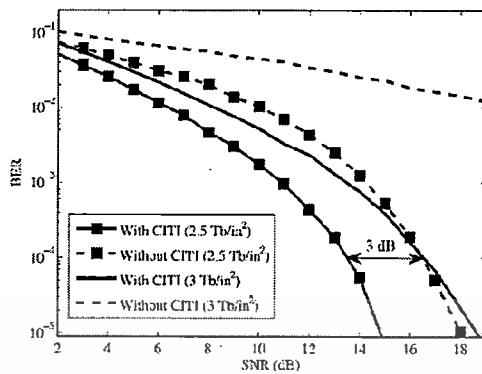


FIG. 2. BER performance at different areal densities without position jitter (i.e.,  $\sigma_j/T_c = 0\%$ ).

input data  $\hat{a}_{k,i}^4 = [\hat{a}_{k,i}, \hat{a}_{k,i+1}, \hat{a}_{k,i+2}, \hat{a}_{k,i+3}]$  corresponding to the codeword  $\hat{c}_i^5$  that yields the minimum  $d(\hat{c}_{k,i}^5, \hat{c}_i^5)$  will be chosen as the output of the CITI decoder.

In addition, the reason why the code rate of 4/5 is chosen can be explained as follows. First, we look at the number of data tracks needed for an  $N$ -bit codeword. Then, for each  $N$ , we ignore the total number of prohibited patterns so that the total number of good codewords,  $N_C$ , is obtained. Given  $N_C$ , the number of bits for the encoder input,  $M$ , can be computed from  $M = \lfloor \log_2(N_C) \rfloor$ , where  $\lfloor \cdot \rfloor$  is the greatest integer less than or equal to  $\cdot$ . Finally, the code rate,  $R$ , of the CITI code can be calculated from  $R = M/N$ . Here, we consider  $N = \{3, 4, 5, 6, 7\}$ , whose code rate is  $\{0.67, 0.75, 0.8, 0.67, 0.71\}$ , respectively. Therefore, the rate-4/5 CITI code (i.e.,  $N = 5$ ) is preferred because of high code rate.

#### IV. SIMULATION RESULTS

We make a comparison between (1) the system with CITI coding in Fig. 1, where the two outer tracks ( $l = 1$ ) and ( $l = 5$ ) contain random data (denoted as "With CITI") and (2) the conventional system where an input sequence  $a_k$  is written onto a single track with random data on adjacent tracks (denoted as "Without CITI"). The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as  $10 \log_{10}(1/R\sigma^2)$  in dB. The 2D 3-by-3 symmetric target and its corresponding 2D 3-by-7 equalizer are designed based on a minimum mean-squared error approach<sup>1,6</sup> at the SNR required to achieve the bit-error rate (BER) of  $10^{-4}$ , where the 2D Viterbi detector for this 3-by-3 symmetric target employs the trellis having 36 states with 6 parallel branches between any two connected states.<sup>6</sup>

Fig. 2 compares the BER performance of the system with and without CITI codes at the AD of  $2.5 \text{ Tb/in.}^2$  ( $T_x = T_z = 16 \text{ nm}$ ) and  $3 \text{ Tb/in.}^2$  ( $T_x = T_z = 14.5 \text{ nm}$ ) without position jitter, i.e.,  $\sigma_j/T_c = 0\%$ . Clearly, the system with CITI coding outperforms that without CITI coding, especially at high ADs. Specifically, at  $\text{BER} = 10^{-4}$ , the proposed scheme can provide about 3 dB gain at  $2.5 \text{ Tb/in.}^2$ . We

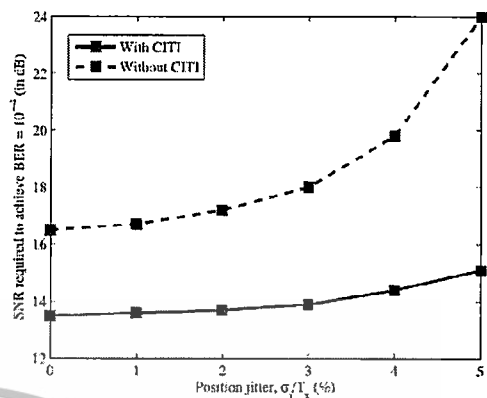


FIG. 3. Performance comparison for various position jitter amounts at  $2.5 \text{ Tb/in.}^2$ .

also compare the performance of different schemes by plotting the SNR required to achieve  $\text{BER} = 10^{-4}$  as a function of position jitter amounts in Fig. 3. It is apparent that the system with CITI coding is superior to that without CITI coding, especially when the position jitter is large.

#### V. CONCLUSION

In high-density BPMP, the ISI and ITI can be considered as a major cause of performance degradation. This paper proposes the rate-4/5 CITI coding scheme to mitigate the ITI. The key idea is to prevent the data pattern that easily causes an error at the data recovery process to be recorded onto a magnetic medium. Simulation results show that the system with CITI coding can provide a large performance gain if compared to that without CITI coding, especially when the areal density is high and/or the position jitter is large.

#### ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund, and partly by Nakhon Pathom Rajabhat University.

- <sup>1</sup>S. Nabavi, B. V. K. Vijaya Kumar, and J. Zhu, in *Proceeding of ICC 2007* (2007), p. 6249.
- <sup>2</sup>J. P. J. Groenland and L. Abelmann, *IEEE Trans. Magn.* **43**, 2307 (2007).
- <sup>3</sup>X. Shao, L. Alink, J. P. J. Groenland, L. Abelmann, and C. H. Slump, *IEEE Trans. Magn.* **47**, 2559 (2011).
- <sup>4</sup>J. Kim, J. K. Wee, and J. Lee, *Jpn. J. Appl. Phys.* **49**, 08KB04 (2010).
- <sup>5</sup>A. Arrayangkool, C. Warisarn, L. M. M. Myint, and P. Kovintavavat, in *Proceeding of ECTI-CON 2013* (2013), p. 126.
- <sup>6</sup>S. Karakulak, P. H. Siegel, J. K. Wolf, and H. N. Bertram, *IEEE Trans. Magn.* **46**, 3639 (2010).
- <sup>7</sup>S. Nabavi, B. V. K. Vijaya Kumar, J. A. Bain, C. Hogg, and S. A. Majetich, *IEEE Trans. Magn.* **45**, 3523 (2009).
- <sup>8</sup>M. M. Deza and E. Deza, *Encyclopedia of Distances* (Springer, 2009), p. 94.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย อรรถสิทธิ์ อารยางกูร
วัน เดือน ปีเกิด	8 พฤศจิกายน 2529 ที่สุพรรณบุรี
ที่อยู่	39/3 หมู่ 3 ตำบล บ้านกร่าง อำเภอ ศรีประจันต์ จังหวัด สุพรรณบุรี 72140 โทร. 035455405
ประวัติการศึกษา	
พ.ศ. 2551	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ (เกียรตินิยม อันดับ 2) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เกรด เฉลี่ย 3.42
พ.ศ. 2554	วิทยานิพนธ์ เรื่อง แพลตฟอร์มลินุกซ์ฝังตัวสำหรับการพัฒนาหุ่นยนต์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เกรดเฉลี่ย 3.68 วิทยานิพนธ์เรื่อง การพัฒนาสถาปัตยกรรมระบบในด้านความยืดหยุ่นและ การทำงานร่วมกัน
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) การออกแบบและพัฒนาระบบฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ 2) การออกแบบและพัฒนาระบบอัตโนมัติและหุ่นยนต์ 3) การประมวลผลสัญญาณและการเข้ารหัส
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	
พ.ศ. 2550	- รางวัลรองชนะเลิศอันดับ 2 Topgun Award 2007 มอบโดย Thai Embedded System Association (TESA) ในปี 2550 จากผลงาน การประดิษฐ์เครื่องตรวจจับและเตือนภัยแผ่นดินไหวและซีนามิ
พ.ศ. 2551	- บทความ Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr Unakul, "Embedded Linux Robot Platform", the 2008 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology (ICESIT2008), Bangkok, Thailand.
พ.ศ. 2551-2552	ตำแหน่งหัวหน้าฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท เบลิคซ์เตอร์ จำกัด - วิเคราะห์และออกแบบกลยุทธ์การเพิ่มประสิทธิภาพการทำงาน - ดูแล และสนับสนุนโครงการพัฒนาซอฟต์แวร์และโซลูชันทางด้าน เทคโนโลยีสารสนเทศ - ปรับปรุงการติดต่อสื่อสารและโครงสร้างการปฏิบัติงานภายในหน่วยงาน
พ.ศ. 2552	- บทความ Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr Unakul, "A Flexible Intelligent Transportation System Architecture Model with Object Oriented Methodology and UML", IEEE, Proceeding of the 9th International Symposium on communication and Information Technology (ISCIT), pp.741-746, Incheon, Korea, September 28-30, 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พ.ศ. 2552 2 รางวัลผลิตภัณฑ์ดีเด่นทางด้านระบบสมองกลฝังตัวไทยในสาขาไอที  
เอส มอบโดย TESA และ SIPA ในปี 2552 จากผลงาน Mobile  
Autonomous Vehicle Platform และ ITS Software Tool
- พ.ศ. 2553 - บทความ Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr  
Unalkul, “Comprehensive Intelligent Transportation System  
Development Support Software Tool”, the 2010  
International Conference on Embedded Systems and  
Intelligent Technology (ICESIT2010), Chiang Mai, Thailand,  
February 5-7, 2010.
- บทความ Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr  
Unalkul, “Intelligent Transportation Systems Interoperability  
with Object Oriented Design, UML and XML”, the 2010  
International Conference on Embedded Systems and  
Intelligent Technology (ICESIT2010), Chiang Mai, Thailand,  
February 5-7, 2010.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้