

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วิธีการตรวจหาข้อมูลแบบวนซ้ำโดยการใช้ข้อมูลอะพริออริสำหรับระบบ  
การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ

AN ITERATIVE DETECTION METHOD USING AN A PRIORI INFORMATION  
FOR 2-D MAGNETIC RECORDING SYSTEMS



กท.  
21640  
2556

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....**132328**  
วัน,เดือน,ปี.....**17 ก.ค. 2557**

b. **10609952**  
i. ....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูล  
วิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัด KMITL-2013-DS-M-001-07 จำของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
พ.ศ. 2556

AN ITERATIVE DETECTION METHOD USING AN A PRIORI INFORMATION  
FOR 2-D MAGNETIC RECORDING SYSTEMS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN DATA STORAGE TECHNOLOGY  
COLLEGE OF DATA STORAGE INNOVATION  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
2013  
KMITL-2013-DS-M-001-07



COPYRIGHT 2013

COLLEGE OF DATA STORAGE INNOVATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|                   |   |
|-------------------|---|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | วิธีการตรวจหาข้อมูลแบบวนซ้ำโดยการใช้ข้อมูลอะพริออริสำหรับระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ |
| นักศึกษา          | นายชนะศักดิ์ โล่ห์สุวรรณ  |
| รหัสประจำตัว      | 54690305  |
| ปริญญา            | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  |
| สาขาวิชา          | เทคโนโลยีการบันทึกข้อมูล  |
| พ.ศ.              | 2556  |
| อาจารย์ที่ปรึกษา  | ดร.ชานนท์ วิจารณ์   |

### บทคัดย่อ

เพื่อรองรับปริมาณความต้องการในการจัดเก็บข้อมูลที่สูงขึ้นในอนาคต ดังนั้นเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ (Two-Dimensional Magnetic Recording, TDMR) หรือทีดีเอ็มอาร์ จึงถูกนำเสนอ โดยมีแนวคิดให้คงใช้สื่อบันทึกแบบกรานูลาร์ (Granular Media) ในการบันทึกข้อมูลร่วมกับการใช้เทคนิคการเขียนแบบซ้อนทับ (Shingled Writing) ในการเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (Areal Density) ดังนั้น สัญญาณอ่านกลับ (Readback Signal) ของการบันทึกข้อมูลแบบทีดีเอ็มอาร์จะถูกทำให้เสียหายอย่างรุนแรง เนื่องมาจากการแทรกสอดแบบสองมิติ ซึ่งได้แก่ การแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference, ISI) และการแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างแทร็ก (Inter-Track Interference, ITI)

งานวิจัยนี้ ได้เสนอเทคนิคในการจัดการกับการแทรกสอดแบบสองมิติ ที่เรียกว่า การตรวจหาข้อมูลแบบวนซ้ำ (Iterative Detector) โดยใช้ตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บีแบบสองมิติ (2D-Soft Output Viterbi Algorithm, 2D-SOVA) ที่มี การปรับปรุงการคำนวณค่าเมตริกสาขา (Branch Metric) ทำให้สามารถทำการแลกเปลี่ยนข่าวสารอะพริออริ (*A priori* Information) กับตัวตรวจหาแทร็กข้างเคียงและสามารถทำงานในลักษณะวนซ้ำ (Iterative) เพื่อลดผลกระทบจากการแทรกสอดแบบสองมิติ เมื่อทำการเปรียบเทียบวิธีการตรวจหาข้อมูลที่นำเสนอ (Proposed Method) ของ Losuwan และคณะ (2012) และ กับวิธีการตรวจหาข้อมูลแบบบรรเทาการแทรกสอดบางส่วน (Partial ITI Mitigation Method, PIMM) ซึ่งเป็นอีกหนึ่งเทคนิคในการแก้ไขการแทรกสอดแบบสองมิติและวิธีการตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไป (Conventional Method) ผลการทดลองแสดงชัดเจนว่าวิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูง (ประมาณ 4.12 Tb/in<sup>2</sup>) ซึ่งวิธีที่นำเสนอให้อัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR) ที่ดีกว่าประมาณ 1.5 เดซิเบล (dB) ที่อัตราข้อผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) เท่ากับ 10<sup>-6</sup>

|                |   |
|----------------|---|
| Thesis         | An iterative detection method using an <i>a priori</i> information for 2-D magnetic recording systems |
| Student        | Mr.Tanasak Losuwan  |
| Student ID     | 54690305  |
| Degree         | Master of Engineering   |
| Program        | Data Storage Technology   |
| Year           | 2013  |
| Thesis Advisor | Dr.Chanon Warisarn  |

## ABSTTRACT

To ensure the continued dramatic increasing in areal density of magnetic recording, an alternative Two-dimensional magnetic recording (TDMR) was proposed. It extends the use of conventional granular media but take more radical approaches for writing that known as "Shingled writing" and the powerful of advanced signal processing. TDMR proposes to store one data bit on a few grains. Thus, the readback signal contains both high levels of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI). So we propose the technique that is called iterative detector by using 2D soft-output viterbi algorithm (2D-SOVA) with modified branch metrics. This 2D-SOVA can exchange *a priori* information between adjacent detectors. We compare the proposed technique with the Partial ITI Mitigation Method (PIMM) and the conventional one; the results show that our proposed technique has performance gain of about 1.5 dB at the bit error rate of  $10^{-6}$ , especially at high density of about 4.12 Terabits per square inch.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้อย่างดี ต้องขอบพระคุณ ดร.ชานนท์ วริสาร ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และให้อิสระในการทำงานแก่ผู้เขียนตลอดมา

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ในวิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับผู้เขียน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขอขอบคุณ รศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิธิ และ รศ.ดร.ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์ ผู้ให้คำแนะนำในการ เขียนบทความวิชาการเสมอมา, ขอขอบคุณเพื่อนๆ ในแล็บ Lin, อาร์ต สำหรับคำชี้แนะ และกำลังใจ สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดาที่ซึ่งเป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนตลอดมา

ธนะศักดิ์ โล่ห์สุวรรณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

|   | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย.....  | I    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....   | II   |
| กิตติกรรมประกาศ.....  | III  |
| สารบัญ.....   | IV   |
| สารบัญตาราง.....  | VI   |
| สารบัญภาพ.....  | VII  |
| บทที่ 1 บทนำ.....   | 1    |
| 1.1 ความสำคัญและที่มา.....  | 1    |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....                                       | 2    |
| 1.3 สมมติฐานในการวิจัย.....   | 2    |
| 1.4 ทฤษฎีและแนวคิดในการวิจัย.....   | 2    |
| 1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....  | 3    |
| บทที่ 2 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ.....                                       | 4    |
| 2.1 หลักการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กเบื้องต้น.....                                     | 4    |
| 2.2 การแทรกสอดแบบสองมิติ.....   | 6    |
| 2.3 ระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ.....  | 6    |
| 2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ.....                   | 8    |
| 2.5 ตัวอย่างแบบจำลองแบบเกรนสี่เกรน.....   | 8    |
| 2.6 การกำหนดความหนาแน่นเชิงพื้นที่ และการอ่าน-เขียนของแบบจำลอง<br>แบบเกรนสี่เกรน..... | 9    |
| 2.7 ตัวอย่างแบบจำลองไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่อง.....                                       | 11   |
| 2.8 การเขียนข้อมูลของแบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง.....                                 | 12   |
| 2.9 การอ่านข้อมูลของแบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง.....                                  | 13   |
| 2.10 การประมวลผลสัญญาณสำหรับการแทรกสอดแบบสองมิติ.....                                 | 14   |
| บทที่ 3 การประมวลผลสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็กสองมิติ.....                     | 16   |
| 3.1 หลักการประมวลผลสัญญาณสำหรับการแทรกสอดแบบสองมิติ.....                              | 16   |
| 3.2 การออกแบบวงจรปรับเท่าและทาร์เกต.....  | 16   |
| 3.3 วงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ.....  | 18   |
| 3.4 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบมีมุมเป็นศูนย์.....   | 20   |
| 3.5 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบสมมาตร.....   | 22   |
| 3.6 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบไม่สมมาตร.....  | 23   |
| 3.7 ความน่าจะเป็นอะโพสเทอริออริสูงสุด.....  | 24   |
| 3.8 ตัวตรวจหาข้อผิดพลาดพัลส์แบบสองทิศทาง.....   | 29   |

## สารบัญ(ต่อ)

|  | หน้า |
|--|------|
| 3.9 ตัวตรวจหาหนึ่งมิติ.....                                  | 30   |
| 3.10 ตัวตรวจหาสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์.....                    | 30   |
| 3.11 ตัวตรวจหาสองมิติแบบสมมาตร.....                          | 31   |
| 3.12 ตัวตรวจหาสองมิติแบบไม่สมมาตร.....                       | 32   |
| 3.13 รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดแอลดีพีซี.....                       | 33   |
| 3.14 การเข้ารหัสแอลดีพีซี.....                               | 34   |
| 3.15 การถอดรหัสแอลดีพีซี.....                                | 35   |
| <br>   |      |
| บทที่ 4 การตรวจหาข้อมูลแบบวนซ้ำโดยการใช้ข้อมูลอะพริออรี..... | 38   |
| 4.1 หลักการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแท่ง.....                      | 38   |
| 4.2 การจำลองสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแท่ง.....        | 39   |
| 4.3 การลดความซับซ้อนของตัวตรวจหาแบบสองมิติ.....              | 42   |
| 4.4 การตรวจหาข้อมูลหลายแท่งแบบวนซ้ำ.....                     | 43   |
| 4.5 การจำลองสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลหลายแท่งแบบวนซ้ำ.....   | 44   |
| 4.6 บทสรุป.....  | 47   |
| <br>   |      |
| บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....                             | 49   |
| 5.1 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....                                 | 49   |
| <br>   |      |
| อ้างอิง.....   | 50   |
| ภาคผนวก.....   | 53   |
| ประวัติผู้เขียน.....   | 63   |

# สารบัญตาราง

ตาราง

หน้า

4.1 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการวนรอบ  $N_{TURBO}$  ของแต่ละวิธีการตรวจหาข้อมูล .....47



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูปภาพ

| รูปภาพ  | หน้า |
|---|------|
| 2.1 ส่วนประกอบของหัวอ่าน-เขียนและสื่อบันทึกแบบแนวตั้ง.....  | 4    |
| 2.2 ตัวอย่างแสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากหัวอ่านโดยการจำลองในคอมพิวเตอร์.....                    | 5    |
| 2.3 การเปรียบเทียบระดับของการแทรกสอดของข้อมูล.....  | 5    |
| 2.4 รูปแบบของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ.....   | 6    |
| 2.5 รูปแบบการบันทึกข้อมูล (ก) การเขียนซ้อนทับ, (ข) การเขียนแบบปรกติ.....                          | 7    |
| 2.6 แบบจำลองแบบสี่เกรน (ที่มา [7]).....   | 8    |
| 2.7 การสร้างแบบจำลองสื่อบันทึกแบบสี่เกรน.....   | 9    |
| 2.8 แบบจำลองสี่เกรนที่ขนาดบิตข้อมูล เกรน (ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 1.42 Tb/in <sup>2</sup> ).....   | 9    |
| 2.9 การบันทึกข้อมูลของแบบจำลองแบบสี่เกรนที่บิตข้อมูลขนาด 3x5 เกรน.....                            | 10   |
| 2.10 การประสานกันระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและผลตอบสนองของหัวอ่าน.....              | 10   |
| 2.11 การเปรียบเทียบลักษณะการกระจายตัวของเกรนแม่เหล็ก.....   | 11   |
| 2.12 ขั้นตอนการสร้างแบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง.....  | 11   |
| 2.13 เปรียบเทียบความเป็นแม่เหล็ก (ก) ข้อมูลที่ทำการบันทึก, (ข) สื่อบันทึกไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง..... | 12   |
| 2.14 การประสานกันระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและผลตอบสนองของหัวอ่าน.....              | 13   |
| 2.15 โครงสร้างของหัวอ่าน.....   | 14   |
| 3.1 ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลของสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็ก.....                                       | 16   |
| 3.2 การออกแบบวงจรปรับเท่าและทาร์เกตตามหลักการของเอ็มเอ็มเอสอี.....                                | 17   |
| 3.3 วงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ.....  | 17   |
| 3.4 วงจรปรับเท่าแบบสองมิติ.....   | 19   |
| 3.5 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบสมมาตร.....   | 21   |
| 3.6 ความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะ $p(u \rightarrow q)$ ที่ช่วงเวลา $k=1$ .....                  | 25   |
| 3.7 ความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะของ $p_3^{+1}$ ที่ช่วงเวลา $k=2$ เมื่อกำหนด $y$ มาให้.....      | 26   |
| 3.8 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตหนึ่งมิติ.....   | 30   |
| 3.9 การเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์.....  | 31   |
| 3.10 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์.....                                   | 31   |
| 3.11 การเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตร.....   | 32   |
| 3.12 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตร (36 สถานะ, 6 สาขา).....                      | 32   |
| 3.13 การเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตร.....  | 33   |
| 3.14 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตร (64 สถานะ, 8 สาขา).....                   | 33   |
| 3.15 โครงสร้างระหว่างบิตข้อความและพาริตีบิต.....  | 34   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

| รูปภาพ   | หน้า |
|--|------|
| 3.16 กราฟแทนเนอร์ที่สร้างจากเมตริกซ์พาริตีในสมการ (3.67).....  | 35   |
| 3.17 การคำนวณค่าอะโพสเทอริออรี $\lambda_1$ , $\lambda_2$ และ $\lambda_{12}$ .....  | 36   |
| 4.1 การตรวจหาข้อมูลแบบหลายแท่ง.....  | 39   |
| 4.2 ลำดับการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างตัวตรวจหา .....  | 40   |
| 4.3 อัลกอริทึมการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะโพสเทอริออรีระหว่างตัวตรวจหา.....   | 40   |
| 4.4 การเปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตระหว่างความหนาแน่น 1.42 Tb/in <sup>2</sup> , 1.77 Tb/in <sup>2</sup> ,<br>และ 2.37 Tb/in <sup>2</sup> .....            | 41   |
| 4.5 ลำดับการตรวจหาข้อมูลหลายแท่งแบบวนซ้ำ.....  | 43   |
| 4.6 บล็อกไดอะแกรมการตรวจหาข้อมูลหลายแท่งแบบวนซ้ำ.....  | 44   |
| 4.7 การแบ่งข้อมูล $a_k$ ออกเป็น 3 บล็อกย่อย .....  | 44   |
| 4.8 การเปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตระหว่างการตรวจหาข้อมูลแบบต่างๆ ที่ความหนาแน่น<br>เชิงพื้นที่ 2.37 Tb/in <sup>2</sup> และ 4.21 Tb/in <sup>2</sup> ..... | 45   |
| 4.9 อัตราข้อผิดพลาดบิตในฟังก์ชันของจำนวน $N_{\text{TURBO}}$ ที่ 4.21 Tb/in <sup>2</sup> เมื่ออัตราส่วน SNR<br>เท่ากับ 13.5 dB.....                         | 46   |
| 4.10 การเปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตที่ความซับซ้อนเท่ากัน.....  | 47   |

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญและที่มา

การเติบโตอย่างรวดเร็วของเครือข่ายอินเทอร์เน็ตและโซเซี่ยลเน็ตเวิร์ค ทำให้อุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลดิจิทัล (Digital Data Storage) กลายเป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่มีความสำคัญมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Hard Disk Drive, HDD) ซึ่งจัดเป็นอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลดิจิทัลที่ได้รับความนิยมสูงสุดเนื่องจากการทำงานที่รวดเร็วและราคาต่ำกว่าอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลดิจิทัลชนิดอื่นๆ [1]

การเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (Areal Density) ในการจัดเก็บข้อมูลเป็นเป้าหมายหลักในการวิจัยและพัฒนาของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ในปัจจุบันความหนาแน่นเชิงพื้นที่อยู่ที่ประมาณ  $750 \text{ Gb/in}^2$  [1] ปัจจัยหนึ่งที่จะช่วยให้เพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ คือการพัฒนาของเทคโนโลยีทางการประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) ที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการปรับปรุงให้ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

ปัญหาสำคัญที่ตามมาเมื่อความหนาแน่นเชิงพื้นที่มีค่าสูงขึ้น คือ การเพิ่มขึ้นของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference, ISI) ในปัจจุบัน มีการใช้งานตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บีหนึ่งแบบมิติ (1D Soft Output Viterbi Algorithm, 1D-SOVA) ในการแก้ไขกับปัญหาดังกล่าว โดยทั่วไปตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บีแบบหนึ่งมิติจะให้ค่าการตรวจหาข้อมูลในรูปของความน่าจะเป็น (Probability) ซึ่งทำให้สามารถทำงานร่วมกับวงจรแก้ไขข้อผิดพลาดแบบวนซ้ำ (Iterative Error Correction Code) เพื่อทำการแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารระหว่างกันและกัน ทำให้การตรวจหาข้อมูลมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

อย่างไรก็ตาม การเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ให้สูงขึ้น ทำให้ช่องสัญญาณเกิดการแทรกสอดแบบสองมิติ กล่าวคือ นอกจากจะมีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์แล้วยังมีการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (Inter-Track Interference, ITI) ซึ่งการเพิ่มขึ้นของการแทรกสอดระหว่างแทร็ก ทำให้การทำงานของตัวตรวจหาที่ใช้ในปัจจุบันด้อยประสิทธิภาพลงไปอย่างมาก ดังนั้นงานวิจัยในส่วนของการออกแบบตัวตรวจหาแบบสองมิติ ที่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้นกับช่องสัญญาณที่มีการแทรกสอดแบบสองมิติจึงมีความน่าสนใจและมีความสำคัญอย่างยิ่ง นอกจากนี้ยังสามารถช่วยเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ให้สูงขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการปริมาณในการจัดเก็บข้อมูลที่สูงขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการวิธีการตรวจหาข้อมูลแบบสองมิติ (2D-Detector) โดยที่ตัวตรวจหาข้อมูลสามารถแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริ (a priori Information) กับตัวตรวจหาข้อมูลแทร็กข้างเคียงเพื่อช่วยลดผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างแทร็ก และสามารถทำงานร่วมกับวงจรแก้ไขข้อผิดพลาดแบบวนซ้ำ ซึ่งจะส่งผลให้ภาพรวมของการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น



## 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ การออกแบบตัวตรวจหาซอฟต์แวร์แฮกเกอร์แบบสองมิติ ที่สามารถแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริกับตัวตรวจหาแฮกเกอร์ข้างเคียง จากนั้นทำการทดสอบประสิทธิภาพ โดยการจำลองในโปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงผลในรูปของอัตราข้อผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานกับตัวตรวจหาแบบที่ใช้งานในปัจจุบัน และตัวตรวจหาชนิดอื่นๆที่ได้มีการนำเสนอมาก่อน วิทยานิพนธ์ฉบับ แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ได้แก่

บทที่ 1 อธิบายถึงความสำคัญและที่มาของปัญหา, ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย, สมมติฐานในการวิจัย, ทฤษฎีและแนวคิดในการวิจัย

บทที่ 2

อธิบายถึงหลังการทำงานพื้นฐานของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก, การแทรกสอดแบบสองมิติ, แบบจำลองช่องสัญญาณของระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กเชิงแม่เหล็กสองมิติ, กล่าวถึงการอ่านและเขียนข้อมูลลงบนช่องสัญญาณ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการแก้ไขปัญหาการแทรกสอดแบบสองมิติ

บทที่ 3

กล่าวถึง ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการประมวลผลสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็ก, การทำงานของวงจรปรับเท่า, ความน่าจะเป็นอะโพสเทอริออริสูงสุด, หลักการทำงานของตัวตรวจหาพีซีเจอาร์, ตัวตรวจหาซอฟต์แวร์แฮกเกอร์ และสุดท้ายรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดแอลดีพีซี

บทที่ 4

อธิบายถึงผลการทดลองของการตรวจหาข้อมูลแบบวนซ้ำที่มีการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริ รวมถึงพารามิเตอร์ต่างโดยเปรียบเทียบกับผลการตรวจหาข้อมูลที่ใช้งานในปัจจุบันและเทคนิคการตรวจหาข้อมูลสองมิติแบบอื่นๆ

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

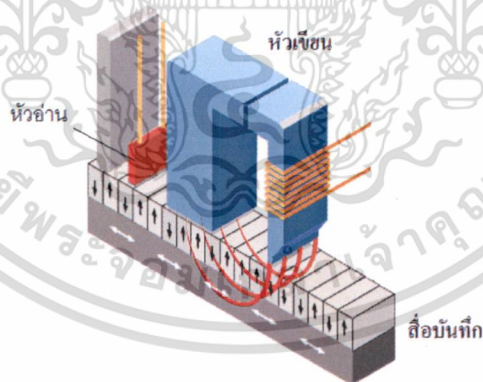
## บทที่ 2

### การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ

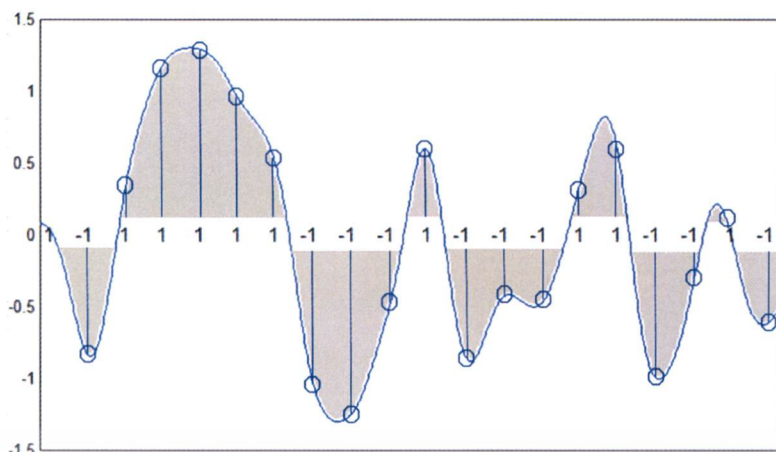
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก, การแทรกสอดแบบสองมิติ, แบบจำลองช่องสัญญาณของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ, และกล่าวถึงกระบวนการอ่านและเขียนข้อมูล และท้ายที่สุดกล่าวถึงเทคนิคต่างๆ ที่ได้มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้ สำหรับการแก้ไขกับการแทรกสอดแบบสองมิติ

#### 2.1 หลักการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กเบื้องต้น

อุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลเชิงแม่เหล็กใช้หลักการทางแม่เหล็กไฟฟ้าในการเก็บบันทึกข้อมูล โดยมีส่วนประกอบหลัก คือ 1) หัวเขียน (Writing Head) 2) หัวอ่าน (Read Head) และ 3) สื่อบันทึก (Medium) หัวเขียนมีลักษณะเป็นแกนเหล็กซึ่งมีขดลวดพันอยู่รอบ เมื่อทำการจ่ายกระแสไฟฟ้าผ่านขดลวดจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลเวียนภายในแกนเหล็ก ซึ่งจะใช้เหนี่ยวนำสื่อบันทึกให้เกิดสภาพความเป็นแม่เหล็ก (Magnetization) ที่มีทิศทางขึ้นไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งหรือในทิศทางตรงข้าม ซึ่งสามารถใช้แทนข้อมูลเลขฐานสอง “0” และ “1” ส่วนหัวอ่านมีลักษณะเป็นตัวรับรู้ (Sensor) ชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติพิเศษคือ ค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงเมื่อได้รับความเข้มสนามแม่เหล็กที่แตกต่างกัน หัวอ่านจะทำหน้าที่รับรู้ (Sense) สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและเปลี่ยนไปเป็นแรงดันไฟฟ้า รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของหัวอ่าน-เขียนและสื่อบันทึกในปัจจุบันซึ่งเป็นเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลแบบแนวตั้ง (Perpendicular Magnetic Recording, PMR) ซึ่งเมื่อมีการจ่ายกระแสไฟฟ้าไหลผ่านเข้าขดลวดจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กภายในแกนเหล็ก

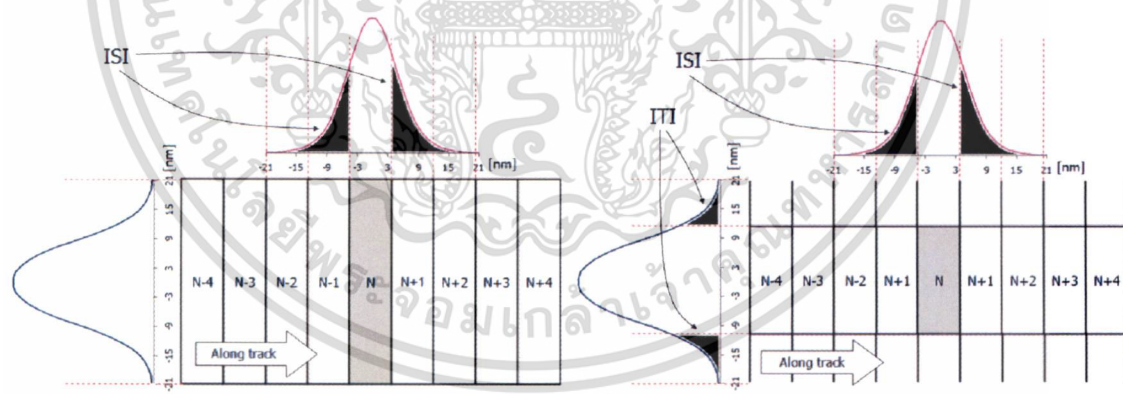


รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของหัวอ่าน-เขียนและสื่อบันทึกแบบแนวตั้ง (ดัดแปลงมาจาก [4])



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างแสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากหัวอ่านโดยการจำลองในคอมพิวเตอร์

ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กวิ่งผ่านสื่อบันทึกและเหนี่ยวนำให้สื่อบันทึกมีทิศทางสนามแม่เหล็กขึ้น หลังจากนั้นสนามแม่เหล็กจะวิ่งผ่านไปยังด้านล่างของสื่อบันทึกที่เรียกว่า ซอฟต์แอนเดอร์เลเยอร์ (Soft Under Layer, SUL) และวิ่งย้อนกลับไปยังอีกด้านของหัวเขียน ในทางกลับกัน เมื่อทำการกลับทิศทางการไหลของกระแสที่จ่ายให้ขดลวดจะทำสนามแม่เหล็กในแกนเหล็กวิ่งในทิศตรงกันข้าม ซึ่งจะทำให้สื่อบันทึกถูกเหนี่ยวนำให้มีสนามแม่เหล็กขึ้น สำหรับกระบวนการอ่านข้อมูล สามารถทำได้โดยนำหัวอ่านเคลื่อนที่ผ่านบริเวณด้านบนของสื่อบันทึก หัวอ่านจะรับรู้ความเข้มแม่เหล็กที่แตกต่างกัน จากนั้นจึงเปลี่ยนไปเป็นแรงดันไฟฟ้า รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณอ่านกลับ (Readback Signal) สัญญาณดังกล่าวจะถูกซัดตัวอย่าง (Sampling) และนำไปผ่านกระบวนการประมวลผลสัญญาณเพื่อแปลงกลับไปเป็นข้อมูลเลขฐานสอง



(ก) การแทรกสอดแบบหนึ่งมิติ

(ข) การแทรกสอดแบบสองมิติ

รูปที่ 2.3 การเปรียบเทียบระดับของการแทรกสอดของข้อมูล

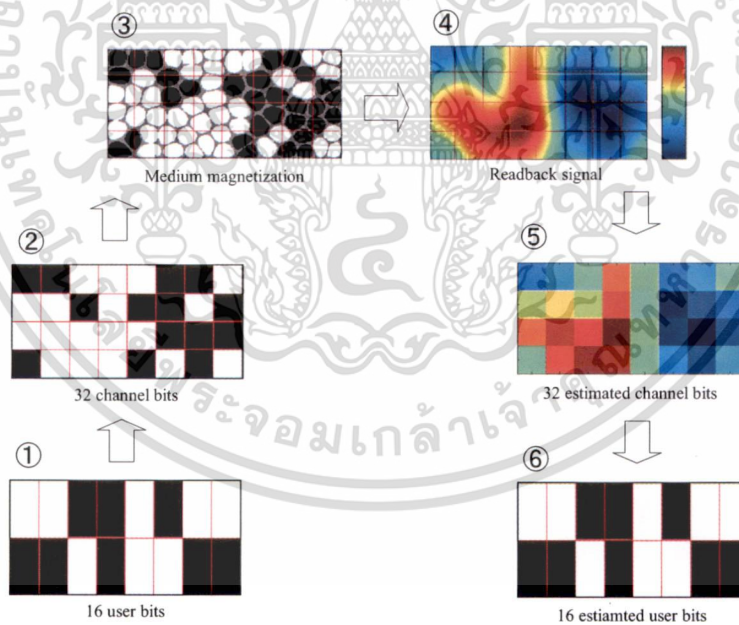
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 การแทรกสอดแบบสองมิติ

เมื่อความหนาแน่นในการบันทึกข้อมูลสูงจะเกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า การแทรกสอดระหว่างบิตข้อมูล ซึ่งส่งผลทำให้สัญญาณอ่านกลับเกิดการผิดเพี้ยน (Distortion) รูปที่ 2.3 แสดงการระดับของการแทรกสอดของข้อมูลในสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็ก รูปที่ 2.3(ก) แสดงการแทรกสอดแบบหนึ่งมิติ เนื่องจากหัวอ่านมีขนาดกว้างกว่าความกว้างของบิตข้อมูล ดังนั้น เมื่อทำการอ่านข้อมูลบิตที่  $N$  หัวอ่านจะอ่านค่าของบิตข้างเคียง  $N-1$  และ  $N+1$  รวมเข้ามาด้วย เรียกว่าการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference, ISI) รูปที่ 2.3(ข) เมื่อลดความกว้างของแทร็กจะเห็นได้ว่าหัวอ่านมีขนาดใหญ่กว่าความกว้างของแทร็ก ทำให้ออกจากเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์แล้วยังเกิดการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (Inter track interference, ITI) เพิ่มขึ้นมา ซึ่งเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การแทรกสอดแบบสองมิติ (2D Interference) ซึ่งจะเป็นปัญหาหลักของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กเมื่อข้อมูลมีความหนาแน่นสูงขึ้น

## 2.3 ระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ

การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ (Two-Dimensional Magnetic Recording, TDMR) [3] เป็นหนึ่งในเทคโนโลยีทางเลือกของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กในอนาคตเช่นเดียวกับ [5], [6] TDMR นำเสนอให้ยังคงใช้สื่อบันทึกแบบทั่วไปในการจัดเก็บข้อมูล แต่ปรับปรุงการเขียนเป็นแบบซ้อนทับ (Shingled writing) [7] และอาศัยเทคนิคทางด้านการประมวลผลสัญญาณ ในการเพิ่มความหนาแน่นของการจัดเก็บข้อมูล

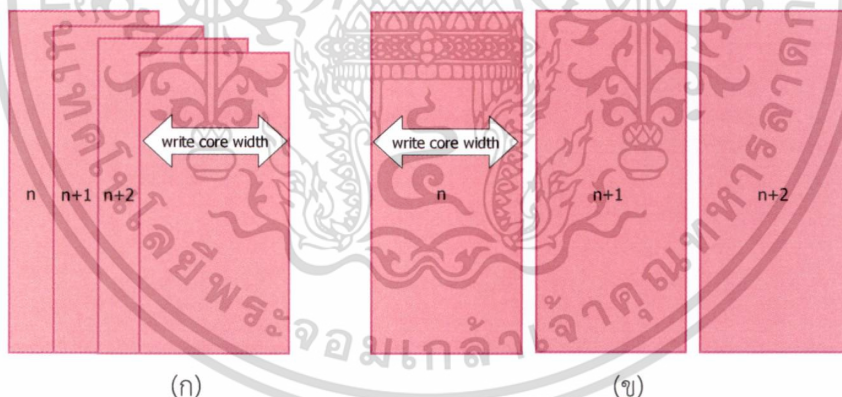


รูปที่ 2.4 รูปแบบของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ

โดยทฤษฎีแล้วข้อเสนอของ TDMR จะสามารถเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ได้สูงถึง  $10 \text{ Tb/in}^2$  รูปที่ 2.4 แสดงหลักการทำงานของ TDMR เริ่มจาก ① บิตผู้ใช้งานทำการเข้ารหัสด้วยอัตราหัส 0.5 ได้ ②

บิตช่องสัญญาณ ③ จากนั้นนำบิตช่องสัญญาณบันทึกลงบนสื่อบันทึกแบบกรานูลาร์ทั่วไป โดยข้อมูลจะบันทึกโดยใช้เกรนแม่เหล็กประมาณ 1-2 เกรน [3] จากนั้น ④ ทำการอ่านค่าสัญญาณอ่านกลับ ซึ่งสัญญาณอ่านกลับจะมีความผิดเพี้ยนสูงและระดับ SNR ที่ต่ำมาก อันเนื่องมาจากผลของการแทรกสอดแบบสองมิติและสัญญาณรบกวนบริเวณรอยต่อ (Transition Noise) จากนั้น ⑤ ทำการตรวจหาข้อมูลจากสัญญาณอ่านกลับและสุดท้าย ⑥ ทำการถอดรหัสและกู้ข้อมูลกลับคืน

สำหรับเทคนิคการเขียนแบบซ้อนทับ แสดงในรูปที่ 2.5 แต่ละแทร็กถูกเขียนโดยเรียงลำดับในลักษณะซ้อนกัน โดยที่ความกว้างของแทร็ก (Track Pitch) จะแคบกว่าความกว้างของหัวเขียน (Write Core Width) จึงได้ความจุที่มากกว่าการเขียนแบบทั่วไปและเนื่องจากหัวเขียนถูกออกแบบให้มีขนาดใหญ่จึงไม่มีปัญหาเรื่องสนามแม่เหล็กไม่เพียงพอในการเขียน อย่างไรก็ตามการเขียนซ้อนทับมีปัญหาสำคัญ คือ การเขียนกลับคืน (Reverse Writing) เนื่องจากการเขียนแบบเรียงลำดับ เมื่อต้องการแก้ไขข้อมูลแทร็กใดแทร็กหนึ่ง จำเป็นจะต้องมีการเขียนข้อมูลบางส่วนกลับคืน (ปัญหานี้พบเช่นกันในสื่อบันทึกแบบโซลิดสเตตไดรฟ์ (Solid State Drive, SSD) ดังนั้น จึงอาจประยุกต์ใช้เฟิร์มแวร์ (Firmware) ของ SSD กับ TDMR) นอกจากนี้ในสื่อบันทึกแผ่นเดียวกันอาจจะมีรูปแบบการเขียนทั้งแบบซ้อนทับและแบบทั่วไป บริเวณส่วนกลางของสื่อบันทึกจะเป็นการเขียนแบบซ้อนทับ ส่วนบริเวณขอบด้านนอกและด้านในเป็นการเขียนแบบทั่วไป เนื่องจากมีปัญหาเรื่องมุมสกิล (Skew Angle) ชนิดข้อมูลประเภทวีดิโอความละเอียดสูงหรือไฟล์ขนาดใหญ่ (Meta Files) อาจจะถูกเลือกเก็บไว้ที่ส่วนที่เขียนแบบซ้อนทับ ขณะที่ไฟล์เอกสาร (Spread Sheet) หรือตารางข้อมูลที่ต้องการมีการแก้ไขอยู่เสมอ อาจเก็บไว้ที่ส่วนเขียนแบบปกติ ด้วยเหตุนี้ การติดต่อสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์และตัวอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลจะต้องมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยต้องสามารถระบุชนิดของการบันทึก เพื่อที่จะทำการเลือกตำแหน่งที่จะทำการบันทึกได้อย่างเหมาะสม

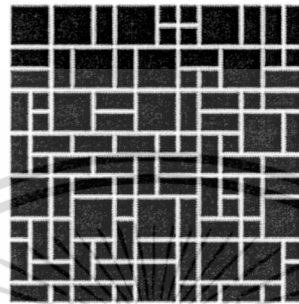


รูปที่ 2.5 รูปแบบการบันทึกข้อมูล (ก) การเขียนซ้อนทับ, (ข) การเขียนแบบปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) รูปร่างของเกรนแบบต่างๆ 4 แบบ

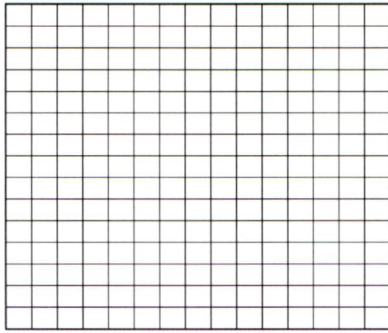
(ข) สื่อบันทึกตามแบบจำลองสี่เกรน  
รูปที่ 2.6 แบบจำลองแบบสี่เกรน (ที่มา [8])

## 2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ

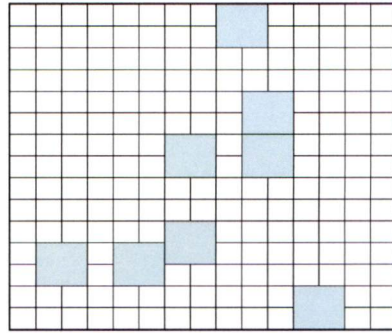
ในปี ค.ศ. 2009 A.R.Krishnan [8] ได้นำเสนอแบบจำลองที่เรียกว่า แบบจำลองสี่เกรน (Four Grain Model) แบบจำลองนี้กำหนดให้สื่อบันทึกประกอบขึ้นจากเกรนแม่เหล็กที่มีขนาดและรูปร่างแตกต่างกัน 4 แบบ ดังแสดงในรูป 2.6(ก) ซึ่งกำหนดให้ประกอบด้วยเกรนขนาด  $1 \times 1$ ,  $1 \times 2$ ,  $2 \times 1$  และ  $2 \times 2$  โดยที่เกรนแม่เหล็กทั้ง 4 แบบ จะกระจายตัวอย่างสุ่มบนสื่อบันทึกโดยมีความน่าจะเป็นเท่ากับ  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  และ  $P_4$  ตามลำดับ ดังแสดงรูปที่ 2.6(ข)

## 2.5 ตัวอย่างแบบจำลองแบบเกรนสี่เกรน

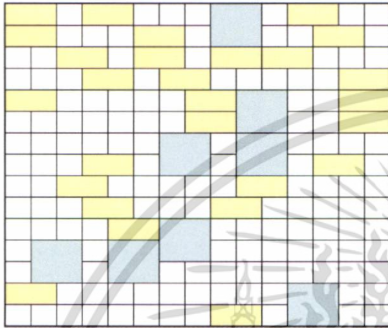
กำหนดให้สื่อบันทึกอุดมคติมีขนาด  $15 \times 15 = 225$  เกรน ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ก) จากนั้นกำหนดให้ความน่าจะเป็นของการกระจายตัวของเกรนขนาด  $2 \times 2$  เท่ากับ  $1/6$ , ขนาด  $1 \times 2$  เท่ากับ  $1/4$ , ขนาด  $2 \times 1$  เท่ากับ  $1/4$  และขนาด  $1 \times 1$  เท่ากับ  $1/3$  ดังนั้นจะมีเกรนขนาด  $2 \times 2$  เท่ากับ  $225 \times (1/6) = 37.5$  เกรน, ขนาด  $1 \times 2$  และ  $2 \times 1$  เท่ากับ  $225 \times (1/4) = 56.25$  เกรนและขนาด  $1 \times 1$  เท่ากับ  $225 \times (1/3) = 75$  เกรน รูป 2.8(ข) แสดงการสุ่มวางเกรนขนาด  $2 \times 2$  จำนวน  $37.5/4 \approx 8$  เกรน ลงบนสื่อบันทึก, รูป 2.8(ค) แสดงการสุ่มวางเกรนขนาด  $1 \times 2$  จำนวน  $56.25/2 \approx 28$  เกรน ลงบนสื่อบันทึก, รูป 2.8(ง) แสดงการสุ่มวางเกรนขนาด  $2 \times 1$  จำนวน  $56.25/2 \approx 28$  เกรน ลงบนสื่อบันทึก, ส่วนที่เหลือกำหนดให้เป็นเกรนขนาด  $1 \times 1$  ตามลำดับ



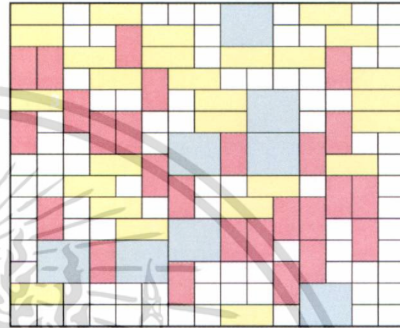
(ก) สื่อบันทึกข้อมูลคดติ



(ข) การสุ่มวางเกรนขนาด 2x2



(ค) การสุ่มวางเกรนขนาด 1x2

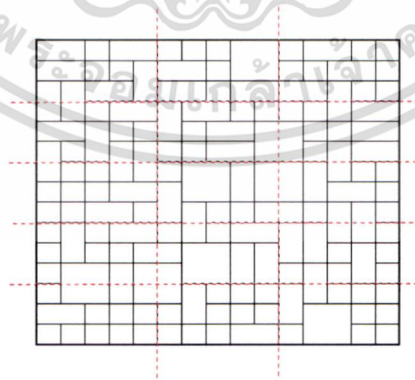


(ง) การสุ่มวางเกรนขนาด 2x1

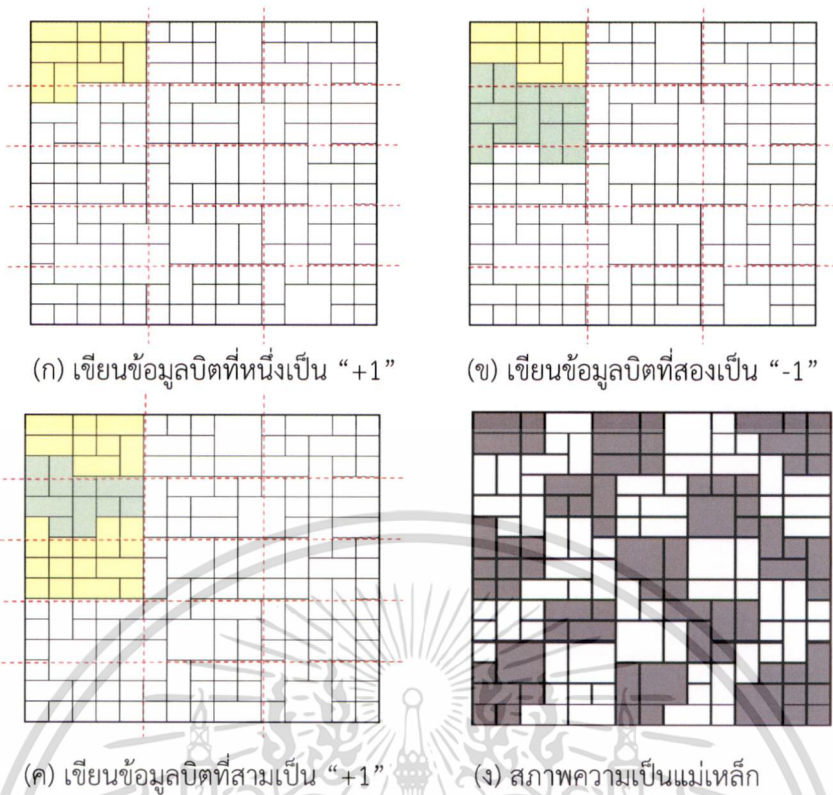
รูปที่ 2.7 การสร้างแบบจำลองสื่อบันทึกแบบสี่เกรน

## 2.6 การกำหนดความหนาแน่นเชิงพื้นที่ และการอ่าน - เขียน ของแบบจำลองแบบเกรนสี่เกรน

ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ที่สามารถกำหนดโดยขนาดของบิตข้อมูลหรือบิตเซลล์ เช่น กำหนดให้บิตข้อมูลมีขนาด 3x5, 3x4 หรือ 3x3 เกรน เป็นต้น, รูปที่ 2.8 แสดงตัวอย่างเมื่อกำหนดให้บิตข้อมูลมีขนาด 3x5 เกรนและเมื่อกำหนดให้หนึ่งเกรนมีขนาดเท่ากับ 5.5x5.5 นาโนเมตร ดังนั้น จะได้ความหนาแน่นเชิงพื้นที่เท่ากับ  $25.4^2 / (3 \times 5.5 \times 5.5) = 1.42 \text{ Tb/in}^2$ ,

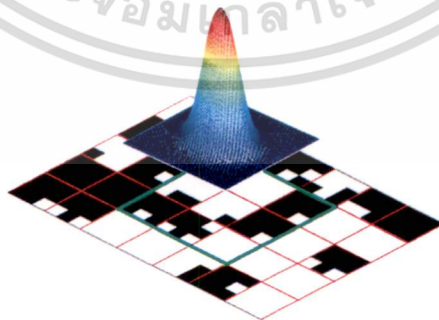
รูปที่ 2.8 แบบจำลองสี่เกรนที่บิตข้อมูลขนาด 3x5 เกรน (ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 1.42 Tb/in<sup>2</sup>)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 การบันทึกข้อมูลของแบบจำลองแบบสี่เกรนที่บิตข้อมูลขนาด 3x5 เกรน

ขณะเดียวกันที่บิตข้อมูลขนาด 3x4 เกรน จะได้ความหนาแน่นเชิงพื้นที่เท่ากับ  $25.4^2 / (3 \times 5.5 \times 4 \times 5.5) = 1.77 \text{ Tb/in}^2$  และที่บิตข้อมูลขนาด 3x3 เกรน จะได้ความหนาแน่นเชิงพื้นที่เท่ากับ  $25.4^2 / (3 \times 5.5 \times 3 \times 5.5) = 2.37 \text{ Tb/in}^2$  เป็นต้น ในการบันทึกข้อมูลกำหนดให้ทุกๆ เกรนภายในพื้นที่ของบิตข้อมูลนั้นๆถูกทำให้มีสภาพความเป็นแม่เหล็กตรงกับบิตข้อมูลที่กำลังบันทึก รูปที่ 2.9 (ก)-(ง) แสดงลำดับการบันทึกข้อมูลลงบนแบบจำลองแบบสี่เกรนและสภาพความเป็นแม่เหล็กที่ได้ โดยกำหนดให้ทำการบันทึกจากทิศบนลงล่างและซ้ายไปขวา สังเกตได้ว่า มีบางเกรนที่อยู่ระหว่างรอยต่อของบิตข้อมูลจะถูกเขียนมากกว่าหนึ่งครั้ง นอกจากนี้ที่รอยต่อของบิตข้อมูลยังเกิดซิกแซก ซึ่งสาเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึก รูปที่ 2.10 แสดงกระบวนการอ่านข้อมูล ซึ่งเป็นการประสานแบบสองมิติกันระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและฟังก์ชันผลตอบสนองของหัวอ่าน



รูปที่ 2.10 การประสานกันระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและผลตอบสนองของหัวอ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

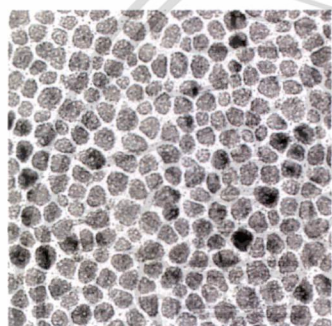
## 2.7 ตัวอย่างแบบจำลองไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่อง

ในปี 2011 Yamashita [9] ได้เสนอแบบจำลองไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Voronoi) ซึ่งเป็นการสร้างสื่อบันทึกที่มีการจำลองการเรียงตัวของเกรนแม่เหล็ก โดยใช้หลักการของรูปไวโรนอย (Voronoi Diagram) แบบจำลองนี้มีความเหมือนจริงมากขึ้นและมีการจำลองบริเวณของสารไม่ใช่แม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.11 เปรียบเทียบการลักษณะการกระจายตัวของเกรนแม่เหล็กของสื่อบันทึกจริงและสื่อบันทึกที่ได้จากแบบจำลองดังกล่าว โดยที่แบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่องประกอบด้วย 3 ขั้นตอน ดังแสดงในรูปที่ 2.12

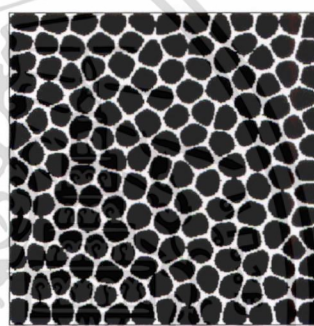
1) กำหนดการกระจายตัวของเกรน โดยอาศัยหลักการกระจายของปัวซองดิสก์ (Poisson Disk Distribution) [10] เพื่อทำการสุ่มวางตำแหน่งของแต่ละเกรนแม่เหล็ก

2) การสร้างรูปไวโรนอยแบบไม่ต่อเนื่องจากจุดที่ได้ทำการสุ่มในขั้นตอนแรกเพื่อจำลองรูปร่างของเกรนแม่เหล็ก

3) จำลองส่วนของสารไม่ใช่แม่เหล็กรอบๆเกรนแม่เหล็กโดยวิธีการคอนเวกฮัลล์ (Convex Hull)

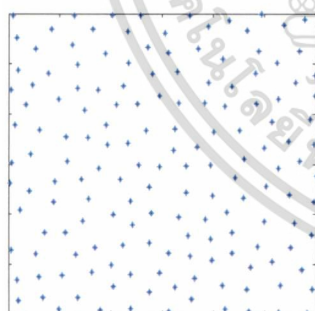


(ก) สื่อบันทึกที่ใช้งานจริง

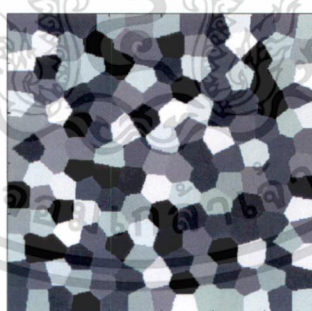


(ข) แบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง

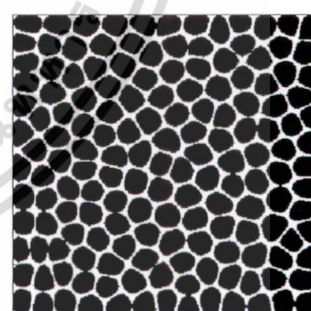
รูปที่ 2.11 การเปรียบเทียบลักษณะการกระจายตัวของเกรนแม่เหล็ก



(ก) ขั้นตอนที่ 1



(ข) ขั้นตอนที่ 2



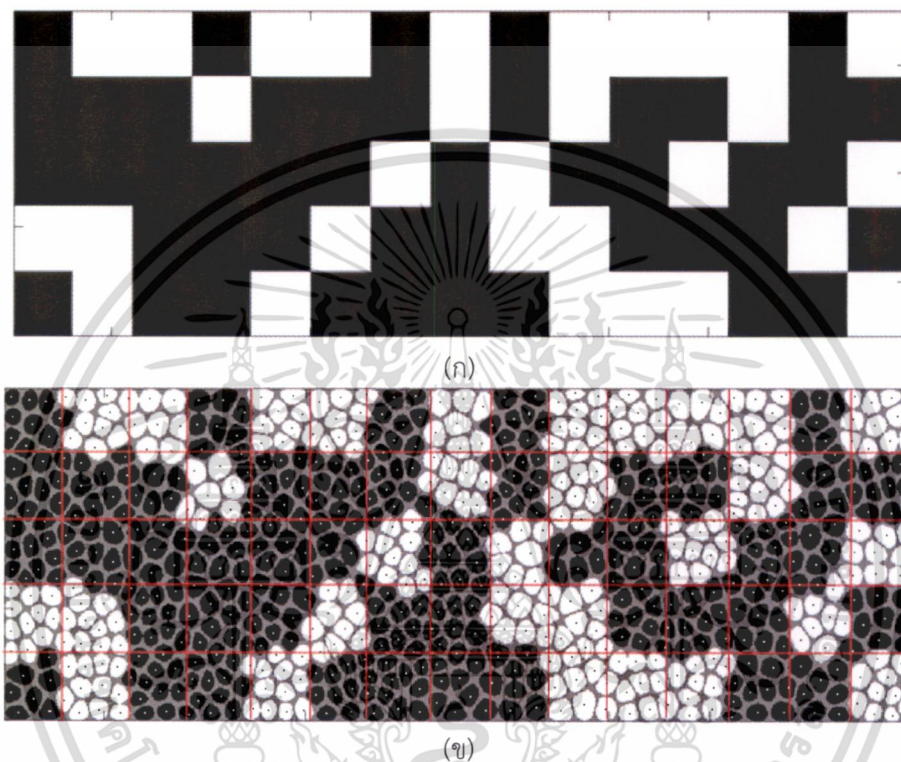
(ค) ขั้นตอนที่ 3

รูปที่ 2.12 ขั้นตอนการสร้างแบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8 การเขียนข้อมูลของแบบจำลองไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง

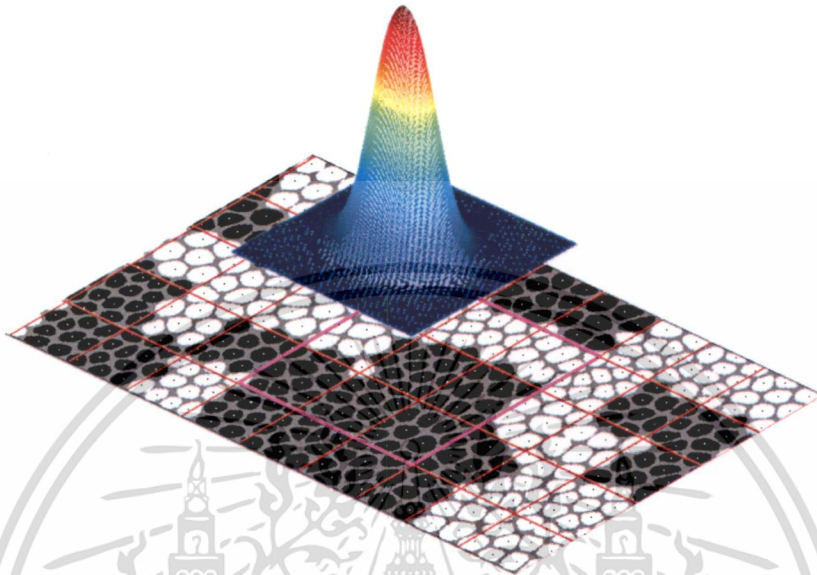
สภาพความเป็นแม่เหล็กของแต่ละเกรนถูกกำหนดโดยตำแหน่งของจุดศูนย์กลางมวลของเกรนนั้นๆ ว่าอยู่ในพื้นที่ของบิตข้อมูลใด เช่น ถ้าจุดศูนย์กลางมวลอยู่ในพื้นที่ของบิตข้อมูล +1 ก็จะกำหนดให้เกรนนั้นก็มีสภาพความเป็นแม่เหล็กเป็น +1 ทั้งเกรนหรือในทางกลับกันข้ามรูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2.37 Tb/in<sup>2</sup> สังเกตได้ว่ามีความเป็นแม่เหล็กที่ไม่สมบูรณ์บริเวณรอยต่อของบิตข้อมูลซึ่งเป็นสาเหตุของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสื่อบันทึก (Media Noise)



รูปที่ 2.13 การเปรียบเทียบความเป็นแม่เหล็ก (ก) ข้อมูลที่ทำการบันทึก, (ข) สื่อบันทึกไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง

## 2.9 การอ่านข้อมูลของแบบจำลองโวลโรนอยไม่ต่อเนื่อง

กระบวนการอ่าน ทำได้โดยการประสานกันแบบสองมิติ (2D Convolution) ระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกในรูปที่ 2.13(ข) กับผลตอบสนองของหัวอ่านดังแสดงในสมการ (2.6) และแสดงในรูปที่ 2.14



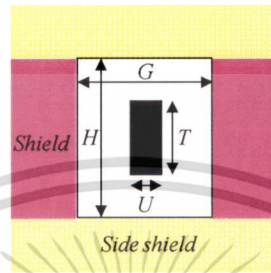
รูปที่ 2.14 การประสานกันระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและผลตอบสนองของหัวอ่าน

$$v(x, y) = \frac{\sum_x \sum_y h(x-\xi, y-\eta) m(\xi, \eta)}{A_{sat}} + n(x, y) \quad (2.6)$$

เมื่อ  $v(x, y)$  คือ แรงดันไฟฟ้าของสัญญาณอ่านกลับ,  $m(\xi, \eta)$  คือ สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึก,  $n(x, y)$  คือ สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนและ  $A_{sat}$  คือ ระดับการอิ่มตัวของไอโซเลตพัลส์ (Isolate Pulse) และ  $h(x, y)$  คือ ฟังก์ชันผลตอบสนองของหัวอ่านที่ได้จากการทดลองใน[9] ดังแสดงในสมการ (2.7)

$$h(x, y) = \alpha_0 \{ \tanh(\alpha_1 x + \alpha_2) - \tanh(\alpha_1 x - \alpha_2) \} \times \{ \tanh(\alpha_3 y + \alpha_4) - \tanh(\alpha_3 y - \alpha_4) \} \quad (2.7)$$

เมื่อ  $x, y$  คือระยะห่างจากศูนย์กลางไปในแนวตามแทรกและขวางแทรก,  $\alpha_k = |(H, G, T, U, h_m, t_m, t_s, 1)|$  คือตัวแปรที่ได้จากการปรับความเหมาะสมของเส้นโค้ง (Curve Fitting),  $H$  คือ ความกว้างระหว่างชิลด์ด้านข้าง (Side Shield),  $G$  คือ ความกว้างของชิลด์,  $T$  คือ ความกว้างของโพล์หลัก,  $U$  คือ ความหนาของโพล์หลัก,  $h_m$  คือ ค่าแมกเนติกสเปซซิ่ง,  $t_m$  คือ ความหนาของชั้นบันทึกข้อมูล (Recording Layer),  $t_s$  คือ ความหนาของชั้นอินเตอร์มีเดียต (Intermediate Layer) รูปที่ 2.15 แสดงโครงสร้างของหัวอ่าน



รูปที่ 2.15 โครงสร้างของหัวอ่าน

## 2.10 การประมวลผลสัญญาณสำหรับการแทรกสอดแบบสองมิติ

ในปี 2007, Nabavi [11], [12] เสนอตัวตรวจหาวิเทอริบีที่มีการปรับปรุง (Modified Viterbi Detector) สำหรับสื่อบันทึกแบบ BPM (Bit Patterned Media, BPM) ซึ่งเป็นการปรับปรุงจากตัวตรวจหาวิเทอริบีแบบหนึ่งมิติให้สามารถจัดการกับการแทรกสอดแบบสองมิติ โดยการเพิ่มเมตริกสาขา (Branch Metric) ที่เป็นผลของการแทรกสอดจากแตรีกข้างเคียง ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าตัวตรวจหาวิเทอริบีที่ปรับปรุงสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเหนือกว่าตัวตรวจจับวิเทอริบีแบบทั่วไป ปี 2008, M.Keskinoz [13] เสนอวงจรปรับเท่าแบบสองมิติแบบ Generalize Partial Response (2D-GPR) สำหรับสื่อบันทึกแบบ BPM โดยใช้หลักการของค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุด (Minimum Mean Square Error, MMSE) โดยวิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรปรับเท่าแบบป้อนกลับ (Decision Feedback) ปี 2009, Lin.M.M.Mynt [14] นำเสนอการตรวจหาแบบสองมิติ สำหรับสื่อบันทึกแบบ BPM โดยใช้การเทคนิคการประมาณค่าการแทรกสอดระหว่างแตรีก (ITI Estimated) ซึ่งจะถูกลบออกไปออกจากสัญญาณอ่านกลับ ทำให้สัญญาณอ่านกลับเหลือเพียงการแทรกสอดแบบหนึ่งมิติ ทำให้สามารถใช้ตัวตรวจหาแบบหนึ่งมิติในการตรวจหาข้อมูลได้ ซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนของตัวตรวจหา ปี 2010, S. Karakulak [15] เสนอการออกแบบวงจรตัวตรวจหาที่เหมาะสมกับแต่ละความหนาแน่นของข้อมูลสำหรับสื่อบันทึกแบบ BPM โดยช่วยลดความซับซ้อนของตัวตรวจหา เช่น การการออกแบบให้ทาร์เกตของแตรีกบนและแตรีกล่างมีค่าเท่ากัน (Symmetric Target) หรือออกแบบทาร์เกตให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่มุมเป็นศูนย์ (Zero Corner Target) ปี 2010, Chang [16] นำเสนอการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก (Multi-Track Detector) สำหรับสื่อบันทึกแบบ BPM ซึ่งมีแนวคิดมาก่อนทำการตรวจหาข้อมูลแตรีกใดๆ ให้ทำการตรวจหาข้อมูลของแตรีกข้างเคียงขึ้นมาก่อน (Side Tracks) จากนั้นจึงทำการตรวจหาข้อมูลแตรีกที่ต้องการ จากนั้นใช้หลักการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างตัวตรวจหาแตรีกที่ต้องการและแตรีกข้างเคียง เพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจหาข้อมูล ปี 2011, J.Kim [17] นำเสนอการใช้ตัวตรวจหาแบบหนึ่งมิติสองตัวทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่วมกัน โดยตัวที่หนึ่งตรวจหาในแนวตั้ง และอีกตัวหนึ่งตรวจหาในแนวนอน สำหรับสื่อ  
บันทึกแบบ BPM โดยที่ทั้งสองตัวสามารถที่จะแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างกัน ปี 2011,  
M.Yamashita [18] ได้เสนอการออกแบบวงจรปรับเท่าแบบสองมิติโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม  
(Neural Network) สำหรับ TDNR ซึ่งผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรปรับเท่าที่นำเสนอสามารถ  
ทำงานได้ดีกว่าวงจรปรับเท่าแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด นอกจากนี้ยังนำเสนอเทคนิคการจำลอง  
สื่อบันทึกแบบกรานูลาร์ โดยใช้แผนภาพไวโรนอยไม่ต่อเนื่อง ซึ่งแบบจำลองนี้สามารถจำลองการ  
กระจายตัวของเกรนแม่เหล็กได้ใกล้เคียงกับสื่อบันทึกที่ใช้งานจริงมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

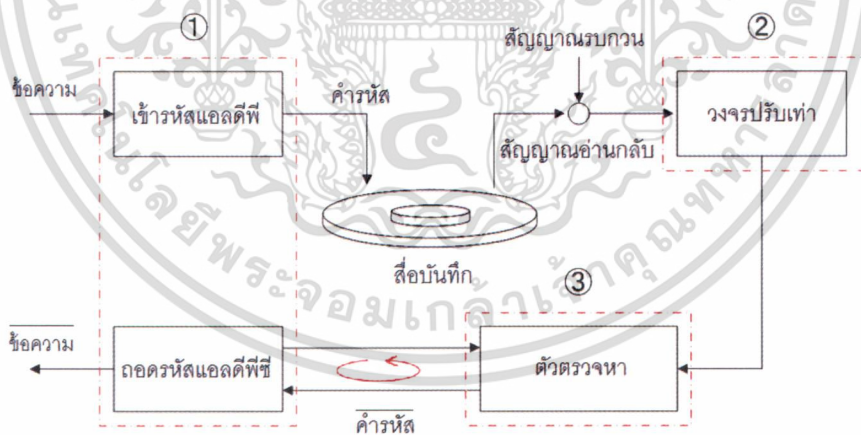
### บทที่ 3

## การประมวลผลสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็กสองมิติ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการประมวลผลสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็กซึ่งประกอบด้วยวงจรปรับเท่าแบบสองมิติ, ความน่าจะเป็นอะโพสเทอริออริสูงสุด, หลักการทำงานของตัวตรวจหาบิตซีเจอร์ [19], ตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บี [20], [21] และสุดท้ายรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดแอลดีพีซี [22]

### 3.1 หลักการการประมวลผลสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็กสองมิติ

หลักการพื้นฐานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็กประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ 1) รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดแอลดีพีซี 2) วงจรปรับเท่าและ 3) ตัวตรวจหา ดังแสดงใน รูปที่ 3.1) ข้อความถูกเข้ารหัสได้คำรหัส ซึ่งเป็นการเพิ่มบิตส่วนเกิน (Redundant Bits) เพื่อช่วยในการแก้ไขข้อผิดพลาดและเพิ่มความน่าเชื่อถือของช่องสัญญาณ จากนั้น คำรหัสจะถูกแปลงเป็นกระแสไฟฟ้าเพื่อสร้างสนามแม่เหล็กในการเหนี่ยวนำสื่อบันทึก จากนั้นหัวอ่านจะทำการรับรู้ความเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กและเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า เรียกว่า สัญญาณอ่านกลับ สัญญาณอ่านกลับจะถูกส่งไปยังวงจรปรับเท่า เพื่อทำการปรับรูปร่างสัญญาณให้อยู่ในรูปผลตอบสนองสัญญาณที่ต้องการ จากนั้นจึงส่งต่อให้วงจรตรวจหาทำการตัดสินใจความน่าจะเป็นของคำรหัส ก่อนที่จะส่งค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจให้วงจรถอดรหัส เพื่อทำการแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบ ในปัจจุบันรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดและตัวตรวจหาสามารถแลกเปลี่ยนข้อมูลไป-มา ซึ่งกันและกันได้ โดยในแต่ละครั้งของการแลกเปลี่ยนข้อมูลจะทำให้การกู้คืนข้อมูลมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น



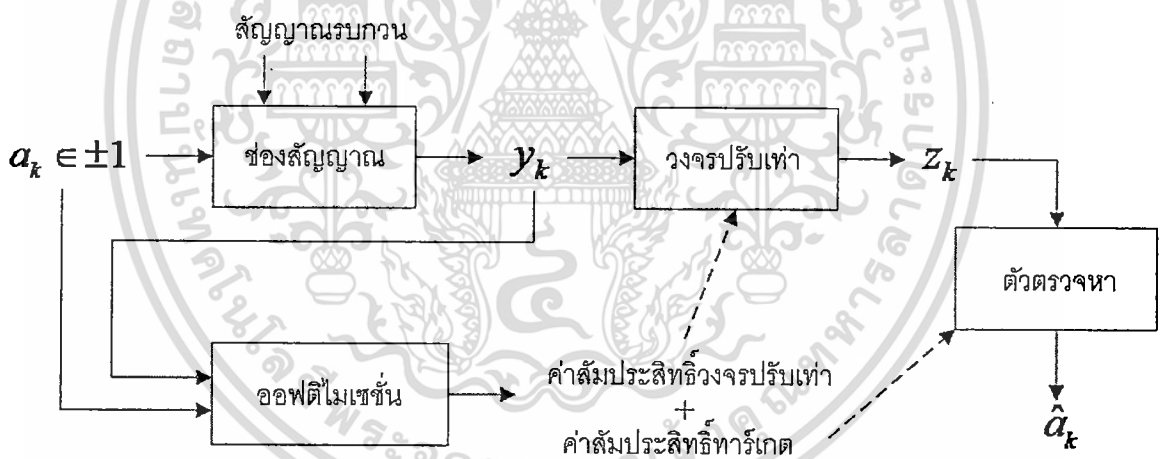
รูปที่ 3.1 ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลของสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็ก

### 3.2 การออกแบบวงจรปรับเท่าและทาร์เกต

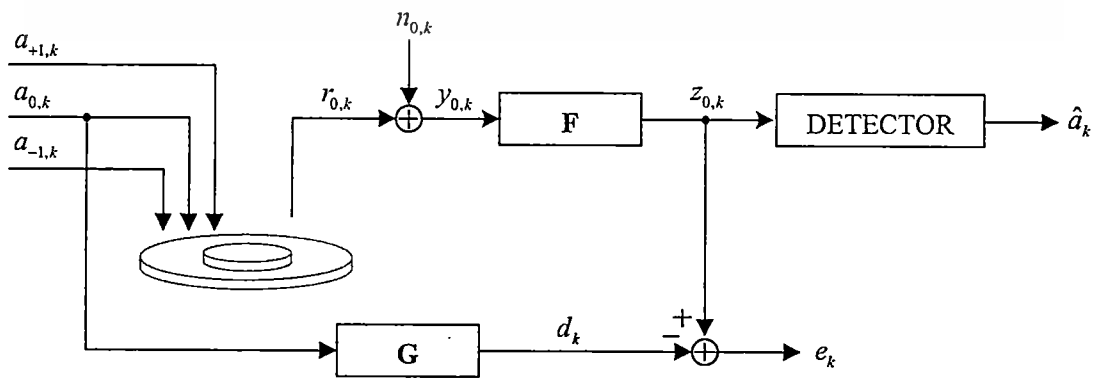
วงจรปรับเท่าทำหน้าที่ปรับรูปร่างของสัญญาณอ่านกลับให้เป็นไปตามผลตอบสนองที่ต้องการในหัวข้อจะอธิบายถึงวิธีการออกแบบผลตอบสนองทาร์เกต ที่ใช้การของข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (Minimum Mean Square Error, MMSE) [23] หรือวงจรปรับเท่าแบบเอ็มเอ็มเอสอี

โดยปรกติแล้ววงจรปรับเท่าแบบเอ็มเอ็มเอสอีจะทำงานร่วมกับวงจรตรวจหา หรือเรียกว่า วงจรตรวจหาพีอาร์เอ็มแอล (Partial Response Maximum Likelihood, PRML), สัญญาณอ่านกลับที่ผ่านวงจรปรับเท่าจะถูกปรับให้อยู่ในรูปผลตอบสนองบางส่วน (Partial Response, PR) ซึ่งยังคงมีการแทรกสอดหลงเหลืออยู่บ้างแต่มีขนาดที่สั้นลงและจากนั้นจะถูกกำจัดโดยวงจรตรวจหาในภายหลัง

เป้าหมายในการออกแบบ คือ การคำนวณหาสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าและทาร์เกตที่เหมาะสมที่สุด กล่าวคือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ออกแบบได้จะสามารถปรับรูปร่างของสัญญาณอ่านกลับให้มีผลตอบสนองใกล้เคียงกับทาร์เกตที่ต้องการมากที่สุด รูปที่ 3.2 แสดงหลักการออกแบบดังกล่าว โดยเริ่มจากการส่งข้อมูลอินพุต  $a_k \in \{\pm 1\}$  ผ่านช่องสัญญาณได้สัญญาณอ่านกลับ  $y_k$  จากนั้นนำข้อมูลอินพุต  $a_k$  และสัญญาณอ่านกลับ  $y_k$  ไปผ่านกระบวนการหาความสัมพันธ์ในทางสถิติ จากนั้นจะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าและทาร์เกตที่เหมาะสมที่สุด, ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่าจะถูกนำไปใช้ในการปรับรูปร่างสัญญาณอ่านกลับ (ให้เป็นไปตามทาร์เกตที่ต้องการ) ขณะเดียวกันค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เกตถูกนำไปใช้ออกแบบตัวตรวจหา (เพื่อตรวจหาสัญญาณที่มีผลตอบสนองตรงตามต้องการ) การออกแบบวงจรปรับเท่าและทาร์เกตสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท ดังนี้ 1) วงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ (1D Equalizer) และ 2) วงจรปรับเท่าสองมิติ (2D Equalizer) ซึ่งสามารถแบ่งเป็น 2.1) ทาร์เกตแบบมุมเป็นศูนย์ (Target with Zero Corners), 2.2) ทาร์เกตเป็นแบบสมมาตร (Symmetric Target) และ 2.3) ทาร์เกตเป็นแบบไม่สมมาตร (Asymmetric Target)



รูปที่ 3.2 การออกแบบวงจรปรับเท่าและทาร์เกตตามหลักการของเอ็มเอ็มเอสอี



รูปที่ 3.3 วงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ

พิจารณารูปที่ 3.3 เมื่อข้อมูลอินพุตสามชุด ประกอบด้วย ข้อมูลแทรก็บบน ( $a_{-1,k}$ ) ข้อมูลแทรก็กลาง ( $a_{0,k}$ ) และข้อมูลแทรก็ล่าง ( $a_{+1,k}$ ) ถูกบันทึกลงบนช่องสัญญาณแบบสองมิติ จากนั้นอ่านข้อมูลกลับได้เอาท์พุตช่องสัญญาณ  $r_{0,k}$  ร่วมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาว  $n_k$  ได้สัญญาณอ่านกลับแทรก็กลาง  $y_{0,k}$  สัญญาณอ่านกลับถูกส่งไปปรับแต่งโดยวงจรปรับเท่าได้  $z_{0,k}$  จากนั้นจึงถูกส่งไปยังวงจรตรวจหาเพื่อทำการตรวจหาความน่าจะเป็นของข้อมูลแทรก็กลาง  $\hat{a}_{0,k}$  ขณะเดียวกันข้อมูลอินพุตแทรก็กลาง  $a_{0,k}$  ถูกส่งไปประสานกับทาร์เกต  $G$  ได้  $d_k$  หรือสัญญาณทาร์เกต, วงจรปรับเท่าแบบเอ็มเอ็มเอสอีจะคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่า  $F$  และทาร์เกต  $G$  ที่ทำให้ผลต่างเฉลี่ยกำลังสองระหว่าง  $z_{0,k}$  และ  $d_k$  มีค่าน้อยที่สุด, กำหนดให้ทาร์เกตหนึ่งมิติมีขนาด  $1 \times 3$  ดังแสดงในสมการ (3.1)

$$G = [g_{0,-1} \ g_{0,0} \ g_{0,+1}] \quad (3.1)$$

ค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองถูกนิยามโดยตัวดำเนินการคาดหมาย (Expectation Operator),  $E[\bullet]$  ซึ่งเท่ากับ

$$E[e_k] = E[\{z_{0,k} - d_k\}^2] \quad (3.2)$$

$$E[e_k] = E[\{(y_{0,k} * f_k) - (a_{0,k} * g_k)\}^2] \quad (3.3)$$

เมื่อ \* คือ ตัวดำเนินการคอนโวลูชันและสามารถเขียนในรูปเมทริกซ์ได้เท่ากับ

$$E[e_k] = F^T R F - 2F^T P G + G^T A G \quad (3.4)$$

โดยที่  $R = E[y_{0,k} y_{0,k}^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณอ่านกลับแทรก็กลาง ขนาด  $(2N+1) \times (2N+1)$ , เมื่อ  $N$  คือ จำนวนแท็บของวงจรปรับเท่า,  $A = E[a_{0,k} a_{0,k}^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของข้อมูลอินพุตแทรก็กลาง ขนาด  $(2L+1) \times (2L+1)$ , เมื่อ  $L$  คือ จำนวนแท็บของทาร์เกต,  $P = E[y_{0,k} a_{0,k}^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณอ่านกลับและข้อมูลอินพุตแทรก็กลาง ขนาด  $(2N+1) \times (2L+1)$ , ในการหาค่าต่ำสุด (Minimization) ต้องกำหนดเงื่อนไขบังคับเพื่อหลีกเลี่ยงการได้คำตอบที่  $F=0$  และ  $G=0$  ในกรณีนี้ กำหนดให้สัมประสิทธิ์ตัวกลาง  $g_{0,0}$  เท่ากับหนึ่ง ดังนั้นได้จะเงื่อนไขบังคับ (Constraint) เท่ากับ  $CG=1$  เมื่อ  $C=[0 \ 1 \ 0]^T$  และ  $\lambda$  คือ ตัวคูณลากรางจ์ (Lagrange Multipliers) แทนเงื่อนไขบังคับใน (3.4) ได้สมการที่ใช้ในการหาค่าต่ำสุด

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{G} + \mathbf{G}^T \mathbf{A} \mathbf{G} - \lambda(\mathbf{C} \mathbf{G} - 1) \quad (3.5)$$

ทำการหาอนุพันธ์สมการ (3.5) เทียบกับ  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{G}$  และ  $\lambda$  จากนั้นกำหนดให้เท่ากับศูนย์

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{F}} = 2\mathbf{R}\mathbf{F} - 2\mathbf{P}\mathbf{G} = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{G}} = -2\mathbf{F}^T \mathbf{P} + 2\mathbf{G}^T \mathbf{A} - \lambda \mathbf{C} = 0 \quad (3.7)$$

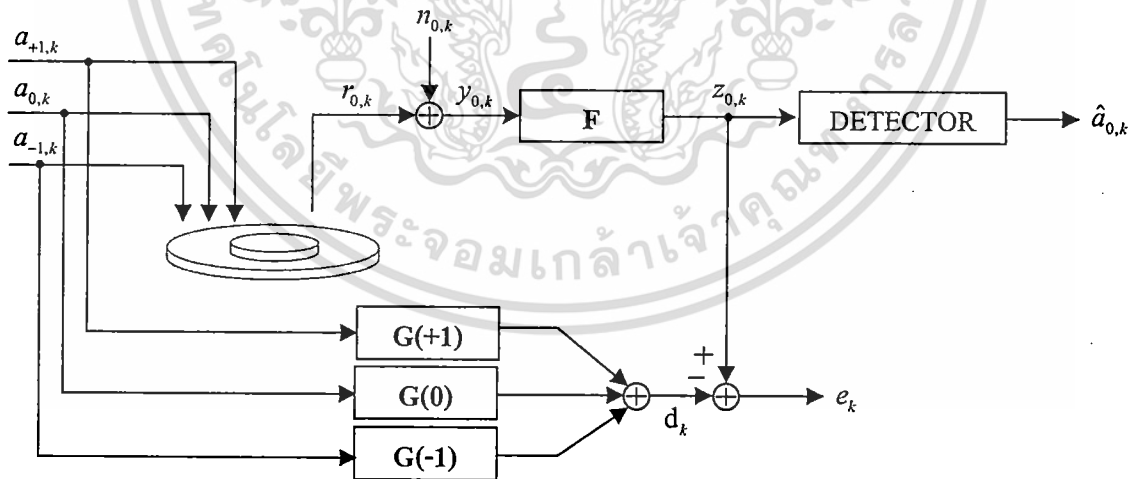
$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \lambda} = -\mathbf{C}\mathbf{G} = 0 \quad (3.8)$$

แก้สมการ (3.6), (3.7) และ (3.8) จะได้

$$\lambda = \left( \frac{1}{\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}) \mathbf{C}} \right) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{G} = \lambda (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P})^{-1} \mathbf{C} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{G} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.4 วงจรปรับเท่าแบบสองมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบมีมุมเป็นศูนย์

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ, ซึ่งใช้ข้อมูลอินพุตจากแตรีกข้างเคียงมาช่วยในการออกแบบ โดยข้อมูลอินพุต 3 แตรีกถูกส่งผ่านช่องสัญญาณได้สัญญาณอ่านกลับแตรีกกลาง  $y_{0,k}$  จากนั้นส่งไปปรับแต่งรูปร่างโดยวงจรปรับเท่า  $\mathbf{F}=[f_{-N} \ f_{-N+1} \ \dots \ f_0 \ \dots \ f_{N-1} \ f_N]^T$  ได้สัญญาณที่ผ่านการปรับเท่า  $z_{0,k}$ , ขณะเดียวกันข้อมูลอินพุตทั้ง 3 แตรีกถูกส่งไปประสานกับทาร์เกต  $\mathbf{G}_{+1}$ ,  $\mathbf{G}_0$  และ  $\mathbf{G}_{-1}$  (ประสานแบบหนึ่งมิติโดยแยกแต่ละแตรีก จากนั้นจึงนำมารวมกัน) ได้สัญญาณทาร์เกต  $d_{0,k}$  กำหนดให้ ทาร์เกตสองมิติแบบมีมุมเป็นศูนย์เท่ากับ (3.12)

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & g_{+1,0} & 0 \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ 0 & g_{-1,0} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

ถ้ากำหนดให้  $\mathbf{g}=[g_{+1,0} \ g_{0,-1} \ g_{0,0} \ g_{0,+1} \ g_{-1,0}]^T$  ซึ่งคือ ทาร์เกต  $\mathbf{G}$  ที่นำสัมประสิทธิ์แต่ละแตรีกมาเรียงต่อกัน (นำแต่ละแถวมาเรียงต่อกัน),  $\mathbf{a}_k=[a_{+1,k} \ a_{0,k-1} \ a_{0,k} \ a_{0,k+1} \ a_{-1,k}]^T$  คือ ข้อมูลอินพุตที่สอดคล้องกับเวกเตอร์  $\mathbf{g}$ , ดังนั้น ผลต่างกำลังสองเฉลี่ยระหว่าง  $z_{0,k}$  และ  $d_k$  เท่ากับ

$$E[e_k] = \{z_{0,k} - d_k\}^2 \quad (3.13)$$

$$E[e_k] = E[\{(F^T y_{0,k}) - (g^T a_k)\}^2] \quad (3.14)$$

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{g} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} \quad (3.15)$$

ในการหาค่าต่ำสุดจะกำหนดเงื่อนไขบังคับเพื่อหลีกเลี่ยงคำตอบเป็น  $\mathbf{F}=\mathbf{0}$  และ  $\mathbf{G}=\mathbf{0}$  ในกรณีนี้ กำหนดให้สัมประสิทธิ์ตัวกลาง  $g_{0,0}$  เท่ากับหนึ่ง ดังนั้นได้เงื่อนไขบังคับเท่ากับ  $\mathbf{C} \mathbf{g}=1$  เมื่อ  $\mathbf{C}=[0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  และ  $\lambda$  คือ ตัวคูณลากรางจ์ แทนเงื่อนไขบังคับใน (3.15) ได้สมการที่ใช้ในการหาค่าต่ำสุด

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{g} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} - \lambda(\mathbf{C} \mathbf{g} - 1) \quad (3.16)$$

ทำการหาอนุพันธ์สมการ (3.16) เทียบกับ  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{g}$  และ  $\lambda$  จากนั้นกำหนดให้เท่ากับศูนย์

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{F}} = 2\mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{P} \mathbf{g} = 0 \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{g}} = -2\mathbf{F}^T \mathbf{P} + 2\mathbf{g} \mathbf{A} - \lambda \mathbf{C} = 0 \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \lambda} = -\mathbf{C}\mathbf{g} = 0 \quad (3.19)$$

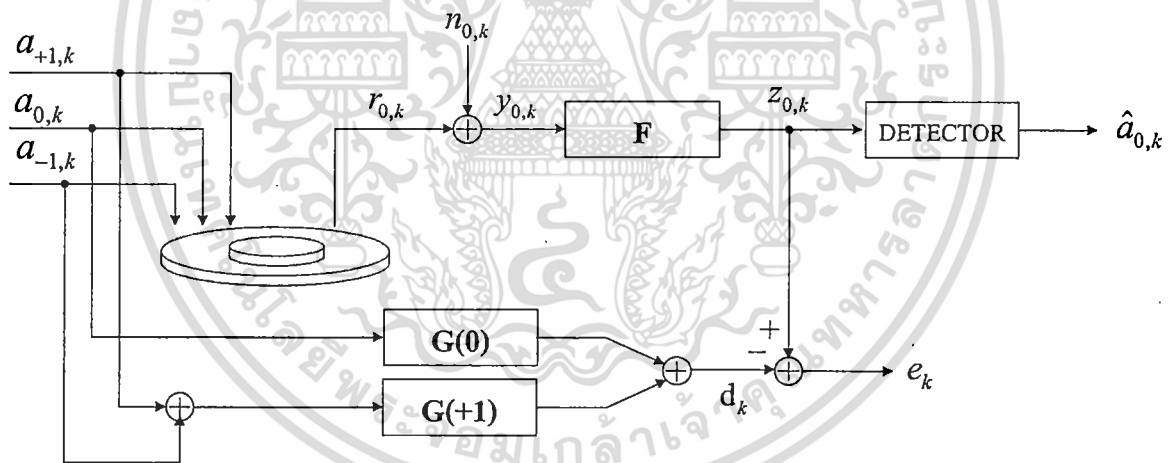
แก้สมการ (3.17), (3.18) และ (3.19) จะได้

$$\lambda = \left( \frac{1}{\mathbf{C}^T(\mathbf{A} - \mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P})\mathbf{C}} \right) \quad (3.20)$$

$$\mathbf{g} = \lambda(\mathbf{A} - \mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P})^{-1}\mathbf{C} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{g} \quad (3.22)$$

โดยที่  $\mathbf{R} = E[y_{0,k}y_{0,k}^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณอ่านกลับแทรกกลาง ขนาด  $(2N+1) \times (2N+1)$ ,  $N$  คือ จำนวนแท็ปของวงจรปรับเท่า,  $\mathbf{A} = E[a_k a_k^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของข้อมูลอินพุต 3 แท็ป ขนาด  $5 \times 5$ ,  $\mathbf{P} = E[y_{0,k} a_k^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณอ่านกลับแทรกกลางและข้อมูลอินพุตขนาด  $(2N+1) \times 5$



รูปที่ 3.5 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบสมมาตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบสมมาตร

พิจารณารูปที่ 3.5 แสดงวงจรปรับเท่าหนึ่งมิติ-ทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตร, ข้อมูลอินพุต 3 แทร็กถูกบันทึกลงช่องสัญญาณได้สัญญาณอ่านกลับแทร็กกลาง  $y_{0,k}$  ขณะเดียวกันข้อมูลอินพุตถูกส่งไปประสานกับทาร์เกตได้สัญญาณทาร์เกต  $d_k$ , กำหนดให้ทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตรเท่ากับ

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{+1} \\ \mathbf{G}_0 \\ \mathbf{G}_{+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{+1,-1} & g_{+1,0} & g_{+1,+1} \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ g_{+1,-1} & g_{+1,0} & g_{+1,+1} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

กำหนดให้  $\mathbf{g} = [g_{+1,-1} \ g_{+1,0} \ g_{+1,+1} \ g_{0,-1} \ g_{0,0} \ g_{0,+1}]^T$  คือทาร์เกต  $\mathbf{G}$  ที่นำสัมประสิทธิ์แต่ละแทร็กมาเรียงต่อกัน,  $\mathbf{a}_k = [(a_{-1,k-1} + a_{+1,k-1}) \ (a_{-1,k} + a_{+1,k}) \ (a_{-1,k+1} + a_{+1,k+1}) \ a_{0,k-1} \ a_{0,k} \ a_{0,k+1}]^T$  คือข้อมูลอินพุตที่สอดคล้องกับเวกเตอร์  $\mathbf{g}$  ดังนั้น ผลต่างกำลังสองเฉลี่ยระหว่าง  $z_{0,k}$  และ  $d_k$  เท่ากับ

$$E[e_k] = E[\{z_{0,k} - d_k\}^2] \quad (3.24)$$

$$E[e_k] = E[\{(\mathbf{F}^T y_{0,k}) - (\mathbf{g}^T \mathbf{a}_k)\}^2] \quad (3.25)$$

หรือเขียนในรูปเมทริกซ์ได้เท่ากับ

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{g} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} \quad (3.26)$$

ในการหาค่าต่ำสุดต้องกำหนดเงื่อนไขบังคับเพื่อหลีกเลี่ยงคำตอบเป็น  $\mathbf{F} = \mathbf{0}$  และ  $\mathbf{G} = \mathbf{0}$  ในกรณีนี้ กำหนดให้สัมประสิทธิ์ตัวกลาง  $g_{0,0}$  เท่ากับหนึ่ง ดังนั้นได้เงื่อนไขบังคับเท่ากับ  $\mathbf{C} \mathbf{g} = 1$  เมื่อ  $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$  และ  $\lambda$  คือ ตัวคูณลากรางจ์ แทนเงื่อนไขบังคับในสมการ (3.26) ได้สมการที่ใช้ในการหาค่าต่ำสุด

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{g} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} - \lambda(\mathbf{C} \mathbf{g} - 1) \quad (3.27)$$

ทำการหาอนุพันธ์สมการ (3.27) เทียบกับ  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{g}$  และ  $\lambda$  จากนั้นกำหนดให้เท่ากับศูนย์

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{F}} = 2\mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{P} \mathbf{g} = 0 \quad (3.28)$$

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{g}} = -2\mathbf{F}^T \mathbf{P} + 2\mathbf{g}^T \mathbf{A} - \lambda \mathbf{C} = 0 \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \lambda} = -\mathbf{C} \mathbf{g} = 0$  ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.30) การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก่สมการ (3.28), (3.29) และ (3.30) จะได้

$$\lambda = \left( \frac{1}{\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}) \mathbf{C}} \right) \quad (3.31)$$

$$\mathbf{g} = \lambda (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P})^{-1} \mathbf{C} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{g} \quad (3.33)$$

โดยที่  $\mathbf{R} = E[\mathbf{y}_{0,k} \mathbf{y}_{0,k}^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณอ่านกลับแตรีกกลาง ขนาด  $(2N+1) \times (2N+1)$ ,  $N$  คือ จำนวนแท็ปของวงจรปรับเท่า,  $\mathbf{A} = E[\mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของข้อมูลอินพุต 3 แตรีก ขนาด  $6 \times 6$ ,  $\mathbf{P} = E[\mathbf{y}_{0,k} \mathbf{a}_k^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณอ่านกลับแตรีกกลางและข้อมูลอินพุต 3 แตรีก ขนาด  $(2N+1) \times 6$

### 3.6 วงจรปรับเท่าสองมิติแบบไม่สมมาตร

พิจารณารูปที่ 3.4 กำหนดให้ข้อมูลอินพุต 3 แตรีก ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณได้สัญญาณอ่านกลับแตรีกกลาง  $y_{0,k}$  ขณะเดียวกันส่งไปคอนโวลูชันกับทาร์เกตได้สัญญาณทาร์เกต  $d_k$  กำหนดให้ทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตร

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{+1} \\ \mathbf{G}_0 \\ \mathbf{G}_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{+1,-1} & g_{+1,0} & g_{+1,+1} \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ g_{-1,-1} & g_{-1,0} & g_{-1,+1} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

กำหนดให้  $\mathbf{g} = [g_{+1,-1} \ g_{+1,0} \ g_{+1,+1} \ g_{0,-1} \ g_{0,0} \ g_{0,+1} \ g_{-1,-1} \ g_{-1,0} \ g_{-1,+1}]^T$  หรือทาร์เกต  $\mathbf{G}$  ที่นำค่าสัมประสิทธิ์มาเรียงต่อกันในแนวนอน,  $\mathbf{a}_k = [a_{+1,k-1} \ a_{+1,k} \ a_{+1,k+1} \ a_{0,k-1} \ a_{0,k} \ a_{0,k+1} \ a_{-1,k-1} \ a_{-1,k} \ a_{-1,k+1}]^T$  คือ ข้อมูลอินพุตที่สอดคล้องกับเวกเตอร์  $\mathbf{g}$  ดังนั้น ผลต่างกำลังสองเฉลี่ยระหว่าง  $z_{0,k}$  และ  $d_k$  เท่ากับ

$$E[e_k] = E[\{z_{0,k} - d_k\}^2] \quad (3.35)$$

$$E[e_k] = E[\{(\mathbf{F}^T \mathbf{y}_{0,k}) - (\mathbf{g}^T \mathbf{a}_k)\}^2] \quad (3.36)$$

หรือเขียนในรูปเมทริกซ์ได้เท่ากับ

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{g} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาค่าต่ำสุดต้องกำหนดเงื่อนไขบังคับเพื่อหลีกเลี่ยงคำตอบเป็น  $\mathbf{F}=\mathbf{0}$  และ  $\mathbf{G}=\mathbf{0}$  ในกรณีนี้ กำหนดให้สัมประสิทธิ์ตัวกลาง  $g_{0,0}$  เท่ากับหนึ่ง ดังนั้นได้เงื่อนไขบังคับเท่ากับ  $\mathbf{C}\mathbf{g}=1$  เมื่อ  $\mathbf{C}=[0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0]^T$  และ  $\lambda$  คือ ตัวคูณลากรางจ์ แทนเงื่อนไขบังคับใน (3.37) ได้สมการที่ใช้ในการหาค่าต่ำสุด

$$E[e_k] = \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F} - 2\mathbf{F}^T \mathbf{P} \mathbf{g} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} - \lambda(\mathbf{C}\mathbf{g} - 1) \quad (3.38)$$

ทำการหาอนุพันธ์สมการ (3.38) เทียบกับ  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{g}$  และ  $\lambda$  จากนั้นกำหนดให้เท่ากับศูนย์

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{F}} = 2\mathbf{R}\mathbf{F} - 2\mathbf{P}\mathbf{g} = 0 \quad (3.39)$$

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \mathbf{g}} = -2\mathbf{F}^T \mathbf{P} + 2\mathbf{g}^T \mathbf{A} - \lambda \mathbf{C} = 0 \quad (3.40)$$

$$\frac{\partial(E[e_k])}{\partial \lambda} = -\mathbf{C}\mathbf{g} = 0 \quad (3.41)$$

แก้สมการ (3.39), (3.40) และ (3.41) จะได้

$$\lambda = \left( \frac{1}{\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}) \mathbf{C}} \right) \quad (3.42)$$

$$\mathbf{g} = \lambda (\mathbf{A} - \mathbf{P}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P})^{-1} \mathbf{C} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{g} \quad (3.44)$$

โดยที่  $\mathbf{R} = E[\mathbf{y}_{0,k} \mathbf{y}_{0,k}^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณอ่านกลับแทรกกลาง ขนาด  $(2N+1) \times (2N+1)$ ,  $N$  คือ จำนวนแท็ปของวงจรปรับเท่า,  $\mathbf{A} = E[\mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของข้อมูลอินพุต 3 แทร็กขนาด  $9 \times 9$ ,  $\mathbf{P} = E[\mathbf{y}_{0,k} \mathbf{a}_k^T]$  คือ ค่าเฉลี่ยของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณอ่านกลับแทรกกลางและข้อมูลอินพุตขนาด  $(2N+1) \times 9$

### 3.7 ความน่าจะเป็นอะโพสเทอริออริสูงสุด

ตัวตรวจหาที่ใช้หลักการความน่าจะเป็นอะโพสเทอริออริสูงสุด (Maximum a posteriori Probability, MAP) ให้ค่าการตัดสินใจเป็นแบบบิต (Bit-Wise Detector) ซึ่งทำงานภายใต้อาร์กิวเมนต์สูงสุด (Argument of the Maximum) ในสมการ (3.45) เมื่อ  $a_k \in \{\pm 1\}$  และ  $\mathbf{y}$  คือ เวกเตอร์ของสัญญาณอ่านกลับ

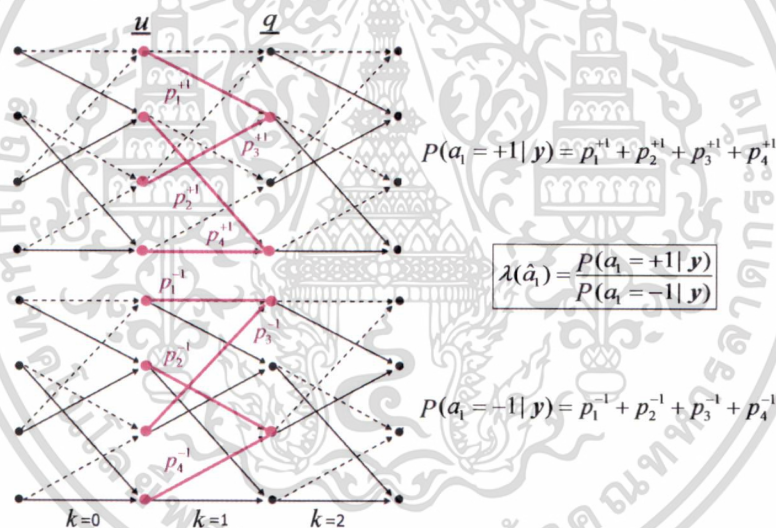
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{a}_k = \arg \max P[a_k | \mathbf{y}] \tag{3.45}$$

โดยทั่วไป อัลกอริทึมบีซีเจอาร์ เป็นอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณหาค่าการตัดสินใจโดยอาศัยอาร์กิวเมนต์ (3.45) ค่าการตัดสินใจของแต่ละบิตกำหนดเป็นอัตราส่วนความน่าจะเป็น +1 ต่อความน่าจะเป็น -1 ในอัตราส่วนลอการิทึมธรรมชาติ (Log-Likelihood Ratio, LLR)

$$\lambda(\hat{a}_k) = \ln \left( \frac{P[\hat{a}_k = +1 | \mathbf{y}]}{P[\hat{a}_k = -1 | \mathbf{y}]} \right) \tag{3.46}$$

เมื่อ  $\lambda(\hat{a}_k)$  คือค่า LLR ของบิตข้อมูล  $a_k$  พิจารณาแผนภาพเทรลิสในรูปที่ 3.6 แสดงการเปลี่ยนสถานะจากช่วงเวลา  $k$  ไปยัง  $k + 1$  ซึ่งเส้นทางการเปลี่ยนสถานะมีทั้งหมด 8 เส้นทาง แบ่งได้เป็น 2 กลุ่ม คือ 1) เส้นทางความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะของบิตข้อมูล “-1” (เส้นทึบ) และ 2) เส้นทางความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะของบิตข้อมูล “0” (เส้นประ) โดยที่ค่าความน่าจะเป็นของบิตข้อมูลใดๆ สามารถคำนวณได้จากผลรวมของความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะที่ช่วงเวลา  $k$  นั้นๆ ซึ่งสามารถคำนวณได้ด้วยสมการ (3.47) และ (3.48)



รูปที่ 3.6 ความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะ  $P(u \rightarrow q)$  ที่ช่วงเวลา  $k = 1$

$$P[a_k = +1 | \mathbf{y}] = \sum_{S^+} p^{+1}(\psi_k = u, \psi_{k+1} = q | \mathbf{y}) \tag{3.47}$$

$$P[a_k = -1 | \mathbf{y}] = \sum_{S^-} p^{-1}(\psi_k = u, \psi_{k+1} = q | \mathbf{y}) \tag{3.48}$$

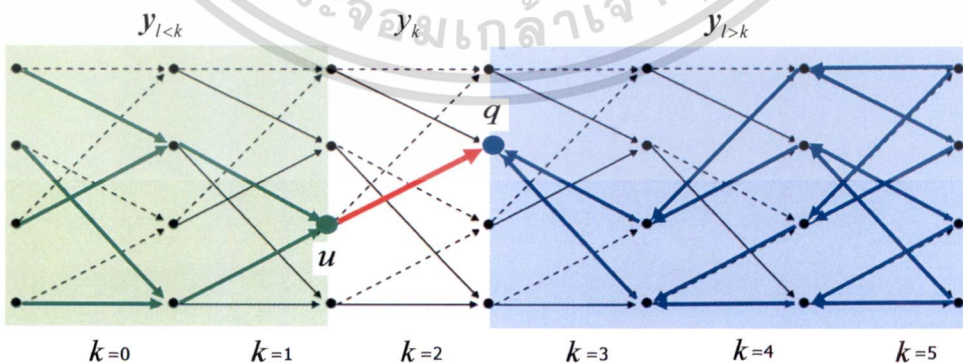
เมื่อ  $S^+$  แทนเซตของการเปลี่ยนสถานะของบิตข้อมูล “+1”,  $S^-$  แทนเซตของการเปลี่ยนสถานะบิตข้อมูล “-1”,  $\psi$  คือ ตัวแปรของการเปลี่ยนสถานะและ  $\mathbf{y}$  คือ เวกเตอร์สัญญาณอ่านกลับ โดยที่ เวกเตอร์สัญญาณอ่านกลับ  $\mathbf{y}$  สามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วน คือ  $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_{l < k}, y_k, \mathbf{y}_{l > k}]$  เมื่อ  $\mathbf{y}_{l < k}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนข้อมูลที่รับเข้ามาช่วงก่อนเวลา  $k$  ,  $y_{l>k}$  แทนข้อมูลที่รับเข้ามาช่วงหลังเวลา  $k$  และ  $y_k$  แทนข้อมูลที่รับเข้ามา ณ.ช่วงเวลา  $k$  ความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะจาก  $u \rightarrow q$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P[\psi_k = u, \psi_{k+1} = q | \mathbf{y}] &= \frac{p(\underbrace{u}_A, \underbrace{q}_B | \mathbf{y})}{p(\mathbf{y})} && ; p(A|B) = \frac{p(A,B)}{p(B)} \\
 &= \frac{p(u, q, \mathbf{y})}{p(\mathbf{y})} && ; \mathbf{y} = [y_{l<k}, y_k, y_{l>k}] \\
 &= \frac{p(u, q, y_{l<k}, y_k, y_{l>k})}{p(\mathbf{y})} \\
 &= \frac{p(\underbrace{u, q, y_{l<k}}_A, \underbrace{y_k, y_{l>k}}_B)}{p(\mathbf{y})} && ; p(A, B) = p(B|A)p(A) \\
 &= \frac{p(y_{l>k} | u, q, y_{l<k}, y_k) p(u, q, y_{l<k}, y_k)}{p(\mathbf{y})} \\
 &= \frac{p(y_{l>k} | u, q, y_{l<k}, y_k) p(\underbrace{u}_A, \underbrace{q}_B, \underbrace{y_{l<k}}_A, \underbrace{y_k}_B)}{p(\mathbf{y})} && ; p(A, B) = p(B|A)p(A) \\
 &= \frac{p(y_{l>k} | u, q, y_{l<k}, y_k) p(q, y_k | u, y_{l<k}) p(u, y_{l<k})}{p(\mathbf{y})} \\
 &= \frac{\overbrace{p(u, y_{l<k})}^\alpha \overbrace{p(q, y_k | u, y_{l<k})}^\gamma \overbrace{p(y_{l>k} | u, q, y_{l<k}, y_k)}^\beta}{p(\mathbf{y})} && (3.49)
 \end{aligned}$$

จากสมการ (3.49) แสดงให้เห็นว่าความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะ สามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วน คือ  $\alpha, \beta$  และ  $\gamma$  โดยที่  $\alpha$  แทนความน่าจะเป็นที่คำนวณจากข้อมูลทั้งหมดก่อนหน้าเวลา  $k$  ,  $\beta$  แทนความน่าจะเป็นที่คำนวณจากข้อมูลหลังเวลา  $k$  และ  $\gamma$  แทนความน่าจะเป็นที่คำนวณจากข้อมูล ณ. เวลาปัจจุบัน ดังแสดงในรูปที่ 3.7 เมื่อพิจารณาพจน์ที่สามในสมการ (3.48) ด้วยคุณสมบัติมาร์คอฟ (Markov Property) เนื่องจาก  $y_{l>k}$  เป็นอิสระจาก  $u, y_{l<k}, y_k$  (ความน่าจะเป็นของ  $y_{l>k}$  คำนวณจากข้อมูลที่ช่วงเวลามากกว่า  $k$  ดังที่แสดงโดยเส้นสีน้ำเงินในรูปที่ 3.7) ดังนั้นจึงเป็นอิสระจาก  $u, y_{l<k}, y_k$  ดังนั้นพจน์  $\beta(q)$  สามารถลดรูปได้เป็น



รูปที่ 3.7 ตัวอย่างความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนสถานะของ  $p_3^{+1}$  ที่ช่วงเวลา  $k = 2$  เมื่อกำหนด  $y$  มาให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta(q) = p(y_{l>k} | u, q, y_{l<k}, y_k) = p(y_{l>k} | q) \quad (3.50)$$

เมื่อพิจารณาพจน์ที่สองในสมการ (3.49) เมื่อลำดับข้อมูลอินพุต  $a_k$  เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นความน่าจะเป็น  $p(q, y_k)$  จะเป็นอิสระจาก  $y_{l<k}$  ดังนั้นพจน์  $\gamma(u, q)$  สามารถลดรูปได้เป็น

$$\gamma(u, q) = p(q, y_k | u, y_{l<k}) = p(q, y_k | u) \quad (3.51)$$

สมการ (3.49) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$P[u, q | y] = \frac{\alpha_k(u) \times \gamma_k(u, q) \times \beta_{k+1}(q)}{p(y)} = \frac{p(u, y_{l<k}) p(q, y_k | u) p(y_{l>k} | q)}{p(y)} \quad (3.52)$$

โดยที่พารามิเตอร์  $\alpha_k(u)$ ,  $\beta_{k+1}(q)$  และ  $\gamma_k(u, q)$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

1)  $\gamma_k(u, q)$  สามารถคำนวณได้โดยตรงจากเวกเตอร์สัญญาณอ่านกลับ  $y$

$$\begin{aligned} \gamma_k(u, q) &= p(q, y_k | u) \\ &= \frac{p(q, y_k | u)}{\frac{p(q, y_k | u)}{p(u)}} ; p(A|B) = \frac{p(A, B)}{p(B)} \\ &= \frac{p(q, y_k, u)}{p(u)} \\ &= \frac{p(q, y_k, u)}{p(u)} \times \left[ \frac{p(u, q)}{p(u, q)} \right] = \frac{p(u, q)}{p(u)} \times \frac{p(q, y_k, u)}{p(u, q)} \\ &= p(q | u) \times p(y_k | u, q) \end{aligned} \quad (3.53)$$

เมื่อพจน์แรก  $p(q | u)$  คือค่าอะพริออริของ  $y_k$  และเมื่อกำหนดให้สัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian) ดังนั้น พจน์ที่สองจะเท่ากับ

$$p(y_k | u, q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma^2} |y_k - \hat{r}(u, q)|^2 \right\} \quad (3.54)$$

2)  $\alpha_k(u)$  สามารถคำนวณได้จากการเวียนเกิดในทิศไปข้างหน้า (Forward Recursion)

$$\alpha_k(u) = p(u, y_{l < k})$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \alpha_{k+1}(q) &= p(q, y_{k+1}) \\ &= p(q, y_k, y_{l < k}) \\ &= \sum_{u=0}^{Q-1} p(q, y_k, u, y_{l < k}) \\ &= \sum_{u=0}^{Q-1} p(q, y_k | u, y_{l < k}) p(u, y_{l < k}) \\ &= \sum_{u=0}^{Q-1} p(q, y_k | u) p(u, y_{l < k}) \\ &= \sum_{u=0}^{Q-1} \gamma(u, q) \alpha(u) \end{aligned} \quad (3.55)$$

3)  $\beta_{k+1}(q)$  สามารถคำนวณได้จากการเวียนเกิดในทิศย้อนกลับ (Backward Recursion)

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \beta_{k+1}(q) &= p(y_{l > k-1} | q) \\ \beta_k(u) &= p(y_{l > k-1} | u) \\ &= p(y_{l > k}, y_k | u) \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} p(y_{l > k}, y_k, q | u) \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} p(y_{l > k} | y_k, q, u) p(y_k, q | u) \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} p(y_{l > k} | q) p(y_k, q | u) \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} \beta_{k+1}(q) \gamma_k(u, q) \end{aligned} \quad (3.56)$$

จากสมการที่ (3.55), (3.56) แสดงให้เห็นว่า  $\alpha_k(u)$  และ  $\beta_{k+1}(q)$  สามารถคำนวณได้จากการเวียนเกิดของ  $\gamma_k(u, q)$  ดังนั้นสมการที่ (3.46) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\hat{a}_k = \text{sign}(\lambda(a_k)) = \text{sign} \left[ \ln \left( \frac{P[a_k = +1 | y]}{P[a_k = -1 | y]} \right) \right] = \text{sign} \left[ \ln \left( \frac{\sum_{(u,q) \in S^+} \alpha_k(u) \gamma_k(u, q) \beta_{k+1}(q)}{\sum_{(u,q) \in S^-} \alpha_k(u) \gamma_k(u, q) \beta_{k+1}(q)} \right) \right] \quad (3.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยกฎการตัดสินใจ ดังนี้

$$\hat{a}_k = \begin{cases} +1, & \lambda(a_k) \geq 0 \\ -1, & \lambda(a_k) < 0 \end{cases}$$

### 3.8 ตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บีแบบสองทิศทาง

ตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บีแบบสองทิศทาง เป็นตัวตรวจหาให้ค่าการตัดสินใจเป็นเลขจำนวนจริงเช่นเดียวกับตัวตรวจหาบีซีเจอร์ โดยทำการปรับปรุงมาจากอัลกอริทึมวิเทอร์บี [24] ตัวตรวจหาซอฟต์แวร์เอาต์พุตวิเทอร์บีจะทำการตรวจหาเมตริกสาขาที่ดีที่สุด โดยคำนวณจากความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะ ดังที่แสดงในสมการ (3.58)

$$\begin{aligned} \tilde{\gamma}(u, q) &= \ln(p(y_k | a_k)) = \ln \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right] - \frac{1}{2\sigma^2} (y_k - \hat{r}(u, q))^2 \\ &\approx -\frac{1}{2\sigma^2} (y_k - \hat{r}(u, q))^2 \end{aligned} \quad (3.58)$$

โดยที่  $\tilde{\gamma}(u, q)$  คือ ความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะ,  $\hat{r}(u, q)$  คือ เอาต์พุตของช่องสัญญาณที่สอดคล้องกับการเปลี่ยนสถานะ  $(u, q)$  ตามแผนภาพเทรลลิส,  $\sigma$  คือความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน กำหนดให้เมตริกสาขาที่ดีที่สุดมีค่าเท่ากับ

$$\Phi_{k+1}^{\max}(q) = \sum_{i=0}^k \tilde{\gamma}_i \quad (3.59)$$

ถ้ากำหนดให้ค่าเมตริกสาขาของบิตข้อมูลตรงกันข้าม (Complementary Bit) เท่ากับ  $\Phi_{k+1}^c(q)$  ดังนั้น การคำนวณหาค่า  $\lambda(a_k)$  ของบิตข้อมูล  $a_k$  สามารถแบ่งได้ 2 กรณี คือ

1) กรณีที่บิตข้อมูล  $a_k = +1$  : จะได้ว่า  $p(\hat{a}_k = +1 | \mathbf{y}) \approx \exp\{\Phi_{k+1}^{\max}\}$  ดังนั้น  $\Phi_{k+1}^{\max} = \Phi_{k+1}^{a_k=+1}$ , ขณะที่  $p(\hat{a}_k = -1 | \mathbf{y}) \approx \exp\{\Phi_{k+1}^c\}$  โดยในกรณีนี้  $\Phi_{k+1}^c = \Phi_{k+1}^{a_k=-1}$  ดังนั้น สมการที่ (3.46) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\lambda(a_k) = \left[ \ln \left( \frac{P[\hat{a}_k = +1 | \mathbf{y}]}{P[\hat{a}_k = -1 | \mathbf{y}]} \right) \right] \approx \ln \left( \frac{\exp\{\Phi_{k+1}^{\max}(q)\}}{\exp\{\Phi_{k+1}^c(q)\}} \right) \approx \Phi_{k+1}^{\max}(q) - \Phi_{k+1}^{a_k=-1}(q) \quad (3.60)$$

2) กรณีที่บิตข้อมูล  $a_k = -1$  : จะได้ว่า  $p(\hat{a}_k = -1 | \mathbf{y}) \approx \exp\{\Phi_{k+1}^{\max}\}$  ดังนั้น  $\Phi_{k+1}^{\max} = \Phi_{k+1}^{a_k=-1}$ , ขณะที่  $p(\hat{a}_k = +1 | \mathbf{y}) \approx \exp\{\Phi_{k+1}^c\}$  โดยที่กรณีนี้  $\Phi_{k+1}^c = \Phi_{k+1}^{a_k=+1}$  ดังนั้น สมการที่ (3.46) เขียนใหม่ได้ว่า

$$\lambda(a_k) = \left[ \ln \left( \frac{P[\hat{a}_k = -1 | \mathbf{y}]}{P[\hat{a}_k = +1 | \mathbf{y}]} \right) \right] \approx \ln \left( \frac{\exp\{\Phi_{k+1}^c(q)\}}{\exp\{\Phi_{k+1}^{\max}(q)\}} \right) \approx \Phi_{k+1}^{a_k=+1}(q) - \Phi_{k+1}^{\max}(q) \quad (3.61)$$

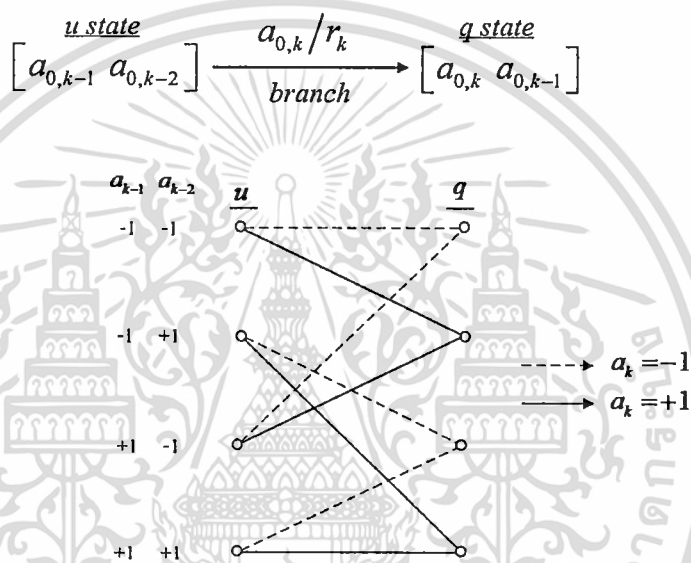
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.9 ตัวตรวจหาหนึ่งมิติ

พิจารณาตัวตรวจหาหนึ่งมิติขนาด  $1 \times 3$  ดังนี้

$$G = [a_{0,k} \ a_{0,k-1} \ a_{0,k-2}] \quad (3.62)$$

จากรูปที่ 3.8 แสดงการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตหนึ่งมิติ, เมื่อกำหนดให้  $a_{0,k-1}, a_{0,k-2} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสถานะ (State) ดังนั้นจะมีจำนวนสถานะที่ไปได้ทั้งหมดเท่ากับ  $2^2 = 4$  สถานะ หรือมีจำนวนสถานะเท่ากับ  $\{-1-1, +1-1, -1+1, +1+1\}$ , ขณะที่กำหนดให้  $a_{0,k} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสาขา ดังนั้นจะมีเป็นจำนวนสาขาที่ไปได้ทั้งหมดเท่ากับ  $2^1 = 2$  สาขา หรือมีจำนวนสาขาเท่ากับ  $\{-1, +1\}$



รูปที่ 3.8 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตหนึ่งมิติ

### 3.10 ตัวตรวจหาสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์

พิจารณาตัวตรวจหาสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์ ขนาด  $3 \times 3$  ดังนี้

$$G = \begin{bmatrix} 0 & g_{+1,0} & 0 \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ 0 & g_{-1,0} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

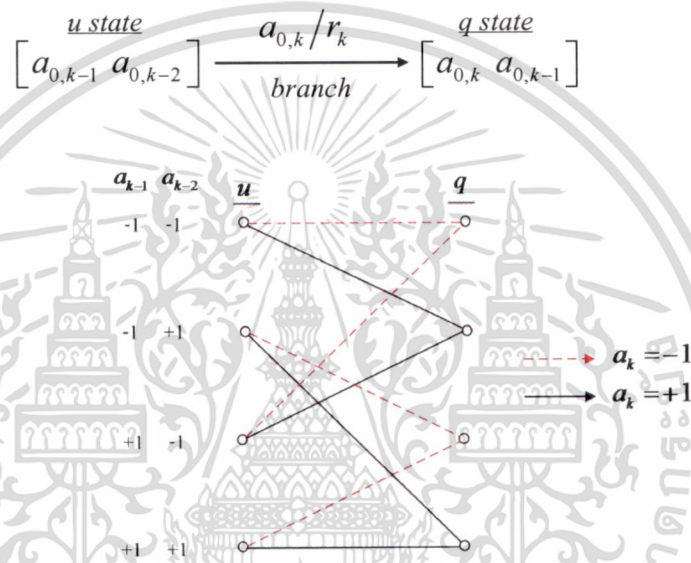
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.9 ตัวตรวจหาหนึ่งมิติ

พิจารณาตัวตรวจหาหนึ่งมิติขนาด  $1 \times 3$  ดังนี้

$$\mathbf{G} = [a_{0,k} \ a_{0,k-1} \ a_{0,k-2}] \quad (3.62)$$

จากรูปที่ 3.8 แสดงการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตหนึ่งมิติ, เมื่อกำหนดให้  $a_{0,k-1}, a_{0,k-2} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสถานะ (State) ดังนั้นจะมีจำนวนสถานะที่ไปได้ทั้งหมดเท่ากับ  $2^2 = 4$  สถานะ หรือมีจำนวนสถานะเท่ากับ  $\{-1-1, +1-1, -1+1, +1+1\}$ , ขณะที่กำหนดให้  $a_{0,k} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสาขา ดังนั้นจะมีเป็นจำนวนสาขาที่ไปได้ทั้งหมดเท่ากับ  $2^1 = 2$  สาขา หรือมีจำนวนสาขาเท่ากับ  $\{-1, +1\}$



รูปที่ 3.8 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตหนึ่งมิติ

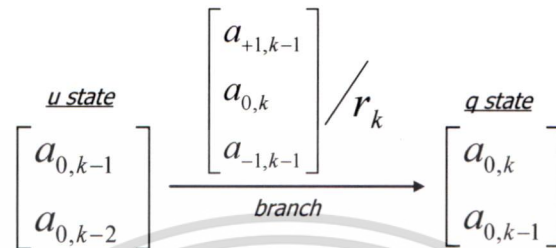
### 3.10 ตัวตรวจหาสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์

พิจารณาตัวตรวจหาสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์ ขนาด  $3 \times 3$  ดังนี้

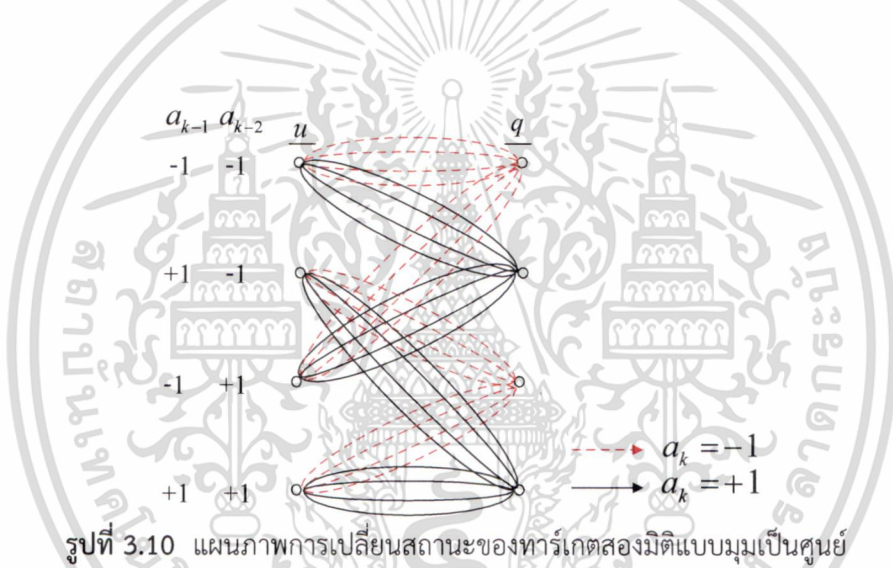
$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & g_{+1,0} & 0 \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ 0 & g_{-1,0} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 แสดงการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์ กำหนดให้  $a_{0,k-1}, a_{0,k-2} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสถานะ ดังนั้นจะมีจำนวนสถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมด เท่ากับ  $2^2 = 4$  สถานะ, ขณะที่  $a_{0,k}, a_{+1,k-1}, a_{-1,k-1} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสาขา ดังนั้นจะมีจำนวนสาขาที่เป็นไปได้ทั้งหมด เท่ากับ  $2^3 = 8$  สาขา, รูปที่ 3.10 แสดงแผนภาพเทรลลิสของการเปลี่ยนสถานะซึ่งประกอบด้วย 4 สถานะ โดยที่แต่ละสถานะมี 8 สาขา วิ่งออกจากสถานะปัจจุบันไปยังสถานะถัดไป



รูปที่ 3.9 การเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์



รูปที่ 3.10 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบมุมเป็นศูนย์

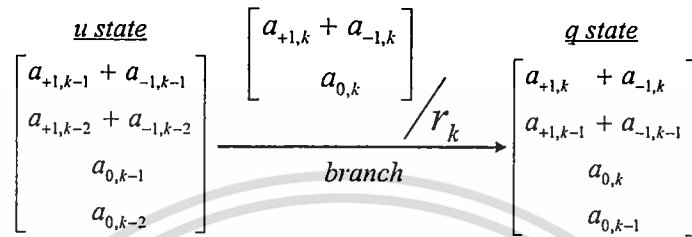
### 3.11 ตัวตรวจหาสองมิติแบบสมมาตร

พิจารณาตัวตรวจหาสองมิติแบบสมมาตร ขนาด  $3 \times 3$  ดังนี้

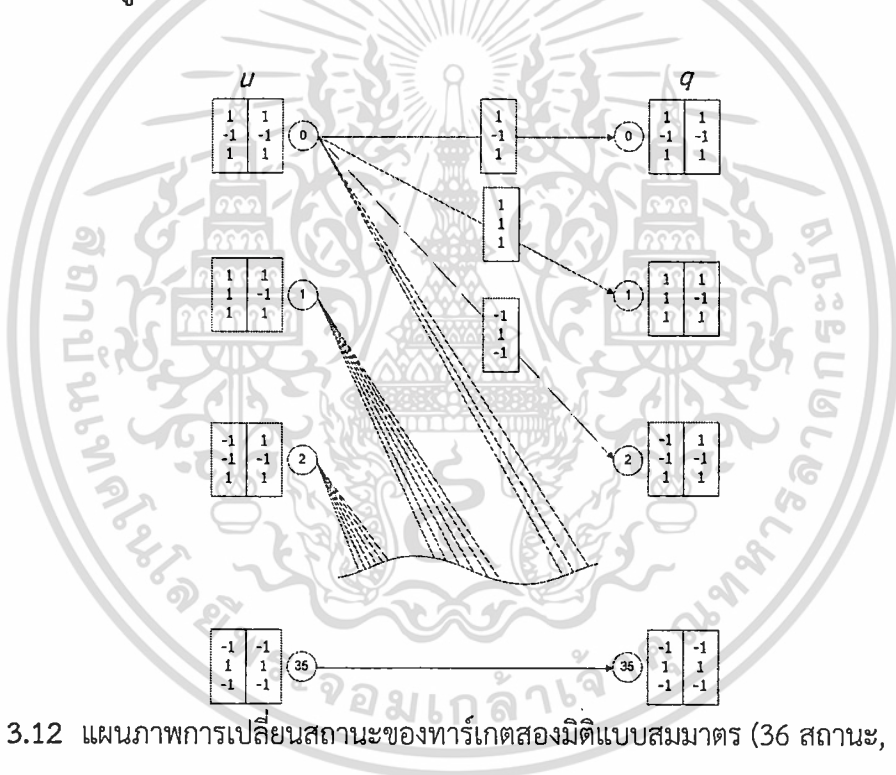
$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{+1} \\ \mathbf{G}_0 \\ \mathbf{G}_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{+1,-1} & g_{+1,0} & g_{+1,+1} \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ g_{+1,-1} & g_{+1,0} & g_{+1,+1} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.11 แสดงการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตร, กำหนดให้  $a_{0,k-1}, a_{0,k-2} \in \{\pm 1\}$ ,  $(a_{+1,k-2} + a_{-1,k-2}) \in \{0, \pm 2\}$  และ  $(a_{+1,k-1} + a_{-1,k-1}) \in \{0, \pm 2\}$  แทนจำนวนสถานะที่เป็นไปได้ ดังนั้นจะมีจำนวนสถานะเท่ากับ  $2^2 \times 3^2 = 36$ , ขณะที่  $a_{+1,k} + a_{-1,k} \in \{0, \pm 2\}$  และ  $a_k \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสาขาที่เป็นไปได้ ดังนั้นจะมีสาขาเท่ากับ  $2 \times 3 = 6$  สาขา ร่วงออกจากแต่ละสถานะ ดังแสดงในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.11 การเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตร



รูปที่ 3.12 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตร (36 สถานะ, 6 สาขา)

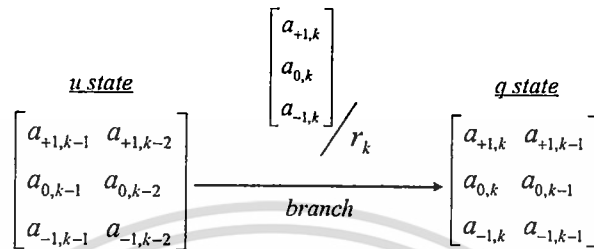
### 3.12 ตัวตรวจหาสองมิติแบบไม่สมมาตร

ตัวตรวจหาสองมิติแบบไม่สมมาตรถือเป็นตัวตรวจหาที่มีความซับซ้อนที่สุด แต่ผลตอบสนองที่ได้จะใกล้เคียงกับผลตอบสนองของช่องสัญญาณมากที่สุดเช่นกัน พิจารณาตัวตรวจหาสองมิติแบบไม่สมมาตรขนาด  $3 \times 3$  ดังนี้

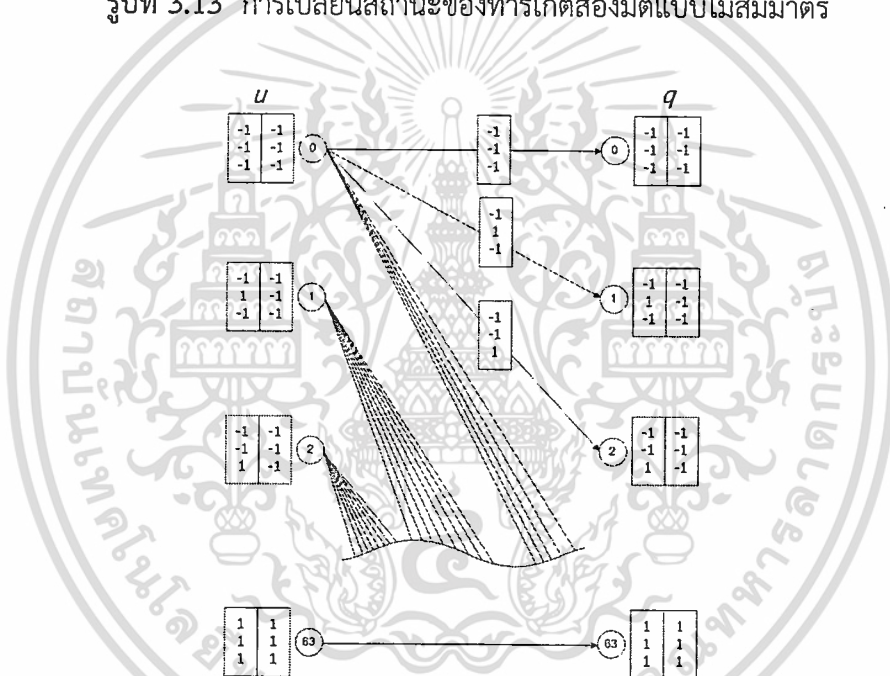
$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{+1} \\ \mathbf{G}_0 \\ \mathbf{G}_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{+1,-1} & g_{+1,0} & g_{+1,+1} \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,+1} \\ g_{-1,-1} & g_{-1,0} & g_{-1,+1} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.13 แสดงการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตร กำหนดให้  $a_{0,k-1}, a_{0,k-2}, a_{+1,k-1}, a_{-1,k-1}, a_{+1,k-2}, a_{-1,k-2} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสถานะ ดังนั้นจะมีจำนวนสถานะทั้งหมดเท่ากับ  $2^8 = 64$  สถานะ ขณะที่  $a_k, a_{+1,k}, a_{-1,k} \in \{\pm 1\}$  แทนจำนวนสาขา ดังนั้นจะมีจำนวนสาขาที่เป็นไปได้เท่ากับ  $2^3 = 8$  สาขา, ดังนั้นทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตรจะมี 64 สถานะ แต่ละสถานะมี 8 สาขาวิ่งออกไปยังสถานะถัดไป ดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.13 การเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตร



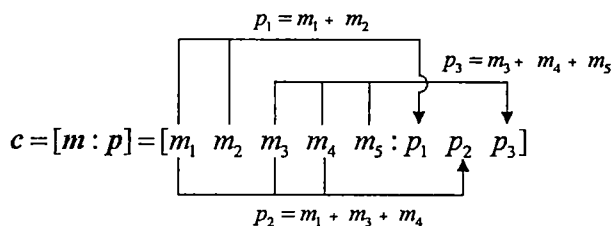
รูปที่ 3.14 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของทาร์เกตสองมิติแบบไม่สมมาตร (64 สถานะ, 8 สาขา)

### 3.13 รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดแอลดีพีซี

หลักการของรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (Error Correction Code, ECC) โดยทั่วไป จะอาศัยหลักการเพิ่มบิตส่วนเกินเข้าไปในข้อความ (Message) เพื่อช่วยในการแก้ไขข้อผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นระหว่างการส่งข้อมูล ซึ่งถือเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือให้กับช่องสัญญาณ รหัสแอลดีพีซี ถือเป็นรหัสบล็อกเชิงเส้น (Linear Block Codes) ชนิดหนึ่ง รหัสแอลดีพีซี ถูกนิยามโดยเมทริกซ์พาริตีที่มีเลขหนึ่งจำนวนน้อยเมื่อเทียบกับขนาด เพื่อให้มีระยะห่าง  $d_{min}$  (Minimum Distance) สูง รูปที่ 3.15 แสดงโครงสร้างคำรหัสซึ่งประกอบด้วยบิตข้อความและพาริตีบิต ตัวอย่าง เช่น เมื่อกำหนดให้ข้อความคือ  $m = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]$  และกำหนดให้บิตส่วนเกินหรือพาริตีบิตสร้างขึ้นโดยอาศัยความสัมพันธ์ ดังนี้  $p_1 = m_1 + m_2, p_2 = m_1 + m_3 + m_4, p_3 = m_3 + m_4 + m_5$  จากความสัมพันธ์ดังกล่าว สามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำมาสร้างเป็นคำรหัส (Code Word) เท่ากับ  $c=[m:p]=[m_1 m_2 m_3 m_4 m_5:p_1 p_2 p_3]=[1 1010:001]$  ซึ่งคำรหัสจะประกอบด้วย



รูปที่ 3.15 โครงสร้างระหว่างบิตข้อความและพาริตีบิต

ข้อความ  $m$  และพาริตีบิต  $p$ , เมื่อคำรหัส  $c$  ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณและถ้าหากมีข้อผิดพลาดขึ้น ภาครับจะสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดและถอดรหัสได้ข้อความโดยอาศัยความสัมพันธ์ของพาริตีบิต

### 3.14 การเข้ารหัสแอลดีพีซี

ในงานวิจัยชิ้นนี้ เลือกวิธีเข้ารหัสที่นำเสนอโดย [25] ซึ่งมีวิธีการเข้ารหัสที่ง่ายโดยที่พาริตีบิตสามารถคำนวณได้โดยตรงจากเมทริกซ์พาริตี (Parity Matrix,  $H$ ) โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีเมทริกซ์สร้าง (Generator Matrix,  $G$ ) เมทริกซ์พาริตี  $H$  ถูกออกแบบให้สามเหลี่ยมล่างซ้ายเป็นศูนย์เพื่อให้เป็นรหัสแบบเชิงเส้นซึ่งเมทริกซ์พาริตีถูกกำหนดโดยตัวแปร 3 ตัว  $(j, k, p)$  โดยที่มีขนาด

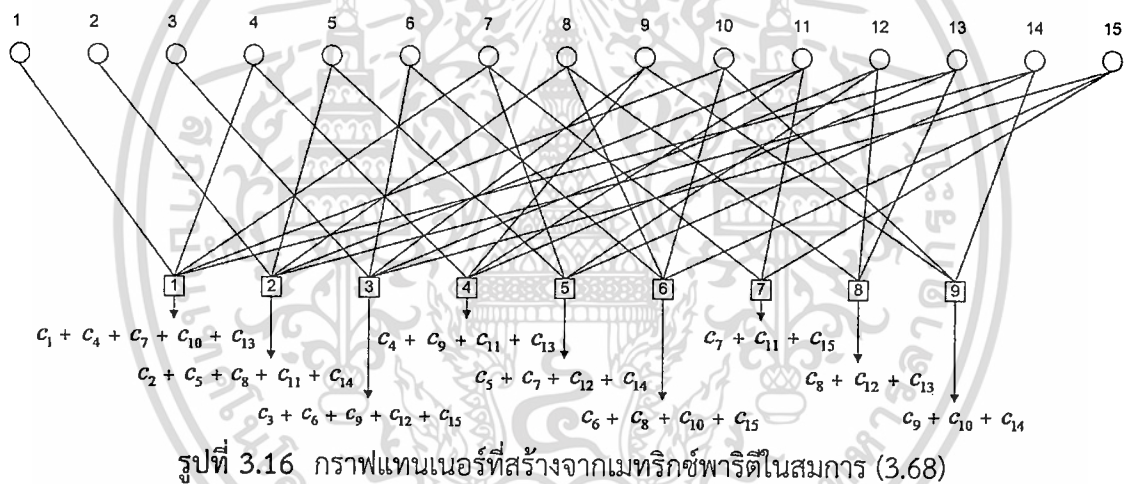
$$H = \begin{bmatrix} I & I & \dots & I & \dots & \dots & I \\ 0 & I & \alpha & \dots & \alpha^{j-2} & \alpha^{j-1} & \dots & \alpha^{k-2} \\ 0 & 0 & I & \dots & \alpha^{2(j-3)} & \alpha^{2(j-2)} & \dots & \alpha^{2(k-3)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & I & \alpha^{(j-1)} & \dots & \alpha^{(j-1)(k-j)} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

ข้อความเท่ากับ  $K = (k - j)p$  บิต, พาริตีบิตเท่ากับ  $M = jp$  บิต, คำรหัสเท่ากับ  $N = kp$  บิต เมทริกซ์พาริตีสามารถสร้างได้โดยเมื่อกำหนดให้  $I$  คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด  $p \times p$ ,  $0$  คือเมทริกซ์ศูนย์ขนาด  $p \times p$  และ  $\alpha^x$  คือเมทริกซ์สลับตำแหน่ง (Permutation Matrix) ของ  $I$  ที่เลื่อนหลัก (Column Shift)  $x$  หน่วยไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา ตัวอย่างเช่น กำหนดให้  $j = 3, k = 5, p = 3$  จะได้เมทริกซ์พาริตีเท่ากับ

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \alpha = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \alpha^2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \alpha^3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \alpha^4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$H(j=3,k=5,p=3) = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} & \mathbf{I} & \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \alpha & \alpha^2 & \alpha^3 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \alpha^2 & \alpha^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 100 & 100 & 100 & 100 & 100 \\ 010 & 010 & 010 & 010 & 010 \\ 001 & 001 & 001 & 001 & 001 \\ \hline 000 & 100 & 001 & 010 & 100 \\ 000 & 010 & 100 & 001 & 010 \\ 000 & 001 & 010 & 100 & 001 \\ \hline 000 & 000 & 100 & 010 & 001 \\ 000 & 000 & 010 & 001 & 100 \\ 000 & 000 & 001 & 100 & 010 \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

เมทริกซ์พาริตีสามารถแทนได้ด้วยกราฟแทนเนอร์ (Tanner Graph) [26] ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วน คือ โหนดบิต (○ Bit Node), โหนดเช็ค (□ Check Node) และเส้นเชื่อมระหว่างโหนดทั้งสอง รูปที่ 3.16 แสดงกราฟแทนเนอร์ที่สร้างจากเมทริกซ์พาริตี (3.68) ซึ่งมีโหนดบิต 15 โหนดและโหนดเช็ค 9 โหนด, แต่ละโหนดเช็คแทนด้วยสมการพาริตี 9 สมการ ดังแสดงในสมการที่ (3.69)



รูปที่ 3.16 กราฟแทนเนอร์ที่สร้างจากเมทริกซ์พาริตีในสมการ (3.68)

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= c_1 + c_4 + c_7 + c_{10} + c_{13}, & \Phi_4 &= c_4 + c_9 + c_{11} + c_{13}, & \Phi_7 &= c_7 + c_{11} + c_{15} \\ \Phi_2 &= c_2 + c_5 + c_8 + c_{11} + c_{14}, & \Phi_5 &= c_5 + c_7 + c_{12} + c_{14}, & \Phi_8 &= c_8 + c_{12} + c_{13} \\ \Phi_3 &= c_3 + c_6 + c_9 + c_{12} + c_{15}, & \Phi_6 &= c_6 + c_8 + c_{10} + c_{15}, & \Phi_9 &= c_9 + c_{10} + c_{14} \end{aligned} \quad (3.69)$$

### 3.15 การถอดรหัสแอลดีพีซีโดยอัลกอริทึมการผ่านข่าวสาร

ค่าอะโพสเทอริอริ  $\lambda_k$  สามารถคำนวณได้จากผลบวกของอัตราส่วนความน่าจะเป็นของแต่ละสมการพาริตี ( $\lambda_{\Phi(i)}$ ) ที่สอดคล้องกับช่วงเวลา  $k$  นั้นๆ ดังแสดงในสมการ (3.70) โดยอาศัยโครงสร้างของเมทริกซ์พาริตี ตัวอย่างเช่น เมื่อกำหนดเมทริกซ์พาริตีมีค่าเท่ากับสมการที่ (5.4) ที่ช่วงเวลา  $k=7$  จะสามารถคำนวณค่าอะโพสเทอริอริได้เท่ากับ  $\lambda_7 = \lambda_{\Phi(1)} + \lambda_{\Phi(5)} + \lambda_{\Phi(7)}$  เนื่องจากลำดับข้อมูลที่ช่วงเวลา  $k=7$  มีสมการพาริตีที่สอดคล้องกัน 3 สมการ คือ สมการพาริตีที่  $\Phi_1, \Phi_5$  และ  $\Phi_7$ , หรือค่าอะโพสเทอริอริ  $\lambda_k$  สามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนความน่าจะเป็นของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการพาริตีที่  $\Phi_1$ , หรือค่าอะโพสเทอริอริ  $\lambda_{12}$  สามารถคำนวณได้จากผลบวกของอัตราส่วนความน่าจะเป็นของสมการพาริตีที่  $\Phi_3, \Phi_5$  และ  $\Phi_8$  เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 3.17

$$\lambda_k = \sum_{i=1}^j \lambda_{\Phi(i)} \tag{3.70}$$

กำหนดให้ความน่าจะเป็นที่สมการพาริตีต่างๆในสมการที่ (3.69) จะเท่ากับ '0' หรือ '1' มีค่าเท่ากับสมการ (3.71), (3.72)

$$\lambda_1 = \lambda_{\Phi(1)} = \ln \left[ \frac{P[\Phi(1)=1 | r_{n \neq 1}]}{P[\Phi(1)=0 | r_{n \neq 1}]} \right]$$

$$\lambda_7 = \lambda_{\Phi(1)} + \lambda_{\Phi(5)} + \lambda_{\Phi(7)} = \ln \left[ \frac{P[\Phi(1)=1 | r_{n \neq 7}]}{P[\Phi(1)=0 | r_{n \neq 7}]} \right] + \ln \left[ \frac{P[\Phi(5)=1 | r_{n \neq 7}]}{P[\Phi(5)=0 | r_{n \neq 7}]} \right] + \ln \left[ \frac{P[\Phi(7)=1 | r_{n \neq 7}]}{P[\Phi(7)=0 | r_{n \neq 7}]} \right]$$

$$\lambda_{12} = \lambda_{\Phi(3)} + \lambda_{\Phi(5)} + \lambda_{\Phi(8)} = \ln \left[ \frac{P[\Phi(3)=1 | r_{n \neq 12}]}{P[\Phi(3)=0 | r_{n \neq 12}]} \right] + \ln \left[ \frac{P[\Phi(5)=1 | r_{n \neq 12}]}{P[\Phi(5)=0 | r_{n \neq 12}]} \right] + \ln \left[ \frac{P[\Phi(8)=1 | r_{n \neq 12}]}{P[\Phi(8)=0 | r_{n \neq 12}]} \right]$$

|          |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
|----------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $\Phi_1$ | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| $\Phi_2$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| $\Phi_3$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| $\Phi_4$ | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| $\Phi_5$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| $\Phi_6$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| $\Phi_7$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| $\Phi_8$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $\Phi_9$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |

รูปที่ 3.17 การคำนวณค่าอะโพสเทอริอริ  $\lambda_1, \lambda_7$  และ  $\lambda_{12}$

$$P[\Phi(i)=1 | \mathbf{r}_{\text{exclude } c_k}] = \frac{1}{2} (1 + \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} (1 - 2p'_n)) \tag{3.71}$$

$$P[\Phi(i)=0 | \mathbf{r}_{\text{exclude } c_k}] = \frac{1}{2} (1 - \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} (1 - 2p'_n)) \tag{3.72}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $p_n^{+1}$  คือ  $P(c_k = +1)$  ดังนั้น ค่า LLR ของสมการพาริตีที่ลำดับข้อมูล  $k$  สามารถคำนวณได้ด้วย

$$\begin{aligned} \lambda_{\Phi(i)} &= \ln \left( \frac{P[\Phi(i) = 1 | \mathbf{r}_{\text{exclude } c_k}]}{P[\Phi(i) = 0 | \mathbf{r}_{\text{exclude } c_k}]} \right) = \ln \left( \frac{(1 + \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} (1 - 2p_n^{+1}))}{(1 - \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} (1 - 2p_n^{+1}))} \right) = \ln \left( \frac{(1 + \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} (1 - \frac{2e^{\lambda_n}}{1 + e^{\lambda_n}}))}{(1 - \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} (1 - \frac{2e^{\lambda_n}}{1 + e^{\lambda_n}}))} \right) \\ &= \ln \left( \frac{1 + \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} \left( \frac{1 - e^{\lambda_n}}{1 + e^{\lambda_n}} \right)}{1 - \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} \left( \frac{1 - e^{\lambda_n}}{1 + e^{\lambda_n}} \right)} \right) = \ln \left( \frac{1 + \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} \tanh \left( \frac{\lambda_n}{2} \right)}{1 - \prod_{n=0, n \neq k}^{n-1} \tanh \left( \frac{\lambda_n}{2} \right)} \right) \end{aligned} \quad (3.73)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# การตรวจหาข้อมูลแบบวนซ้ำโดยใช้ข้อมูลอะพริออริ

การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติเป็นหนึ่งในเทคโนโลยีทางเลือกที่สามารถเก็บข้อมูลได้สูงถึง 10 Tb/in<sup>2</sup> [3] อย่างไรก็ตามเมื่อความหนาแน่นในการบันทึกข้อมูลสูงขึ้น สัญญาณอ่านกลับจะถูกแทรกสอดแบบสองทิศทาง กล่าวคือ มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณลักษณะและการแทรกสอดระหว่างแตรีกข้างเคียง ในบทที่ 3 ได้อธิบายการทำงานของตัวตรวจหาแบบซอฟต์แวร์ ที่ให้ค่าการตัดสินใจเป็นจำนวนจริงซึ่งทำให้สามารถแลกเปลี่ยนข่าวสารและทำงานแบบวนซ้ำ ซึ่งในแต่ละรอบของการวนซ้ำช่วยให้ค่าตัดสินใจน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้น

### 4.1 หลักการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก

พิจารณาการเมตริกการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ  $u$  ที่เวลา  $k$  ไปยังสถานะ  $q$  ที่เวลา  $k+1$  หรือ  $\gamma_k(u, q)$  ของอัลกอริทึมบีซีเจอาร์ ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยตรงจากสัญญาณอ่านกลับ

$$\gamma_k(u, q) = P(y_{k, cn} | u, q) \times P(q | u) \quad (4.1)$$

$$\gamma_k(u, q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2\right\} \times P(q | u) \quad (4.2)$$

$$\ln(\gamma_k(u, q)) = \ln\left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\right] - \frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2 + \ln(P(q | u)) \quad (4.3)$$

$$\tilde{\gamma}_k(u, q) \approx -\frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2 + \ln(P(q | u)) \quad (4.4)$$

พจน์แรกในสมการ (4.4) สามารถได้จากสัญญาณอ่านกลับแตรีกกลาง  $y_{k, cn}$  เมื่อกำหนดให้สัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาส์เซียนและ  $r(u, q)$  คือ ค่าประจำสาขาที่เป็นไปได้ทั้งหมดในการเปลี่ยนสถานะ ส่วนพจน์ที่ 2 คือ ความน่าจะเป็นอะพริออริของเมตริกการเปลี่ยนสถานะจาก  $u$  ไป  $q$  ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในวิทยานิพนธ์นี้ ดังนั้น พจน์  $\ln(P(q | u))$  ในสมการ (4.4) สามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วน คือ ค่าความน่าจะเป็นอะพริออริของข้อมูลแตรีกบน  $P(a_{k, up})$ , ข้อมูลแตรีกกลาง  $P(a_{k, cn})$  และข้อมูลแตรีกล่าง  $P(a_{k, lw})$

$$\tilde{\gamma}_k(u, q) \approx -\frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2 + \ln(P(a_{k, up}) \times P(a_{k, cn}) \times P(a_{k, lw})) \quad (4.5)$$

$$\text{เอกสารนี้เป็นเอกสารฉบับร่าง} \quad \tilde{\gamma}_k(u, q) \approx -\frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2 + \ln(P(a_{k, up})) + \ln(P(a_{k, cn})) + \ln(P(a_{k, lw})) \quad (4.6)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความน่าจะเป็นอะพริออริ  $P(a_{k,up})$ ,  $P(a_{k,cm})$ , และ  $P(a_{k,lv})$  ในสมการที่ (4.6) สามารถคำนวณได้โดยตรงจากค่า LLR เมื่อกำหนดให้  $a_{k,cm} \in \{\pm 1\}$ ,  $a_{k,up} \in \{\pm 1\}$ ,  $a_{k,lv} \in \{\pm 1\}$  ดังแสดงในสมการที่ (4.7) - (4.9)

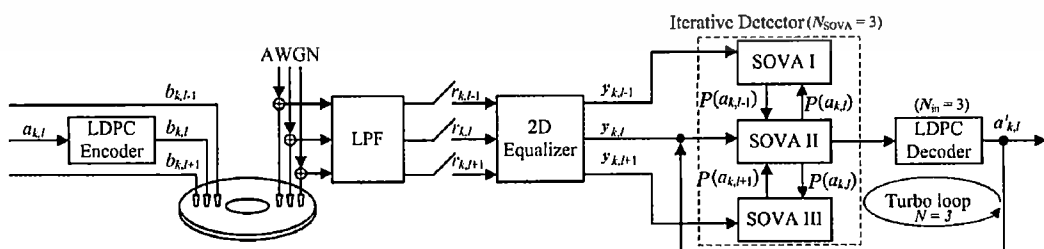
$$P(a_{k,up} = +1) = \frac{\exp(\lambda(a_{k,up}))}{1 + \exp(\lambda(a_{k,up}))}, \quad P(a_{k,up} = -1) = 1 - P(a_{k,up} = +1) \quad (4.7)$$

$$P(a_{k,cm} = +1) = \frac{\exp(\lambda(a_{k,cm}))}{1 + \exp(\lambda(a_{k,cm}))}, \quad P(a_{k,cm} = -1) = 1 - P(a_{k,cm} = +1) \quad (4.8)$$

$$P(a_{k,lv} = +1) = \frac{\exp(\lambda(a_{k,lv}))}{1 + \exp(\lambda(a_{k,lv}))}, \quad P(a_{k,lv} = -1) = 1 - P(a_{k,lv} = +1) \quad (4.9)$$

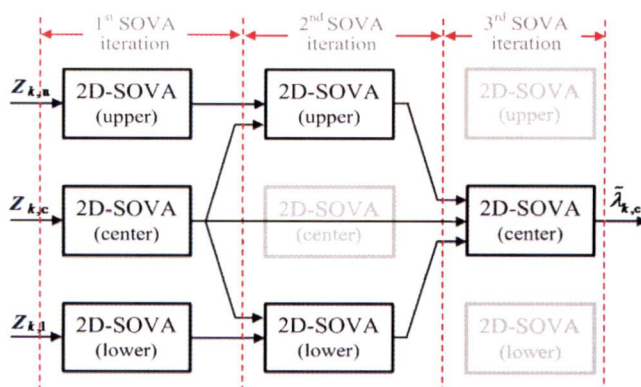
## 4.2 การจำลองสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก

รูปที่ 4.1 แสดงหลักการทำงานของการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก [27] โดยมีหลักการทำงานดังนี้ ข้อมูลอินพุตแตรีกกลาง  $a_{k,l} \in \{\pm 1\}$  ถูกเข้ารหัสโดยรหัสแอลดีพีซี (ขณะที่แตรีกข้างเคียง  $b_{k,l-1}$  และ  $b_{k,l+1}$  ไม่ถูกเข้ารหัส เนื่องจากต้องการทดสอบประสิทธิภาพของการตรวจหาข้อมูลของแตรีกกลางเมื่อมีการแลกเปลี่ยนข้อมูลจากแตรีกข้างเคียง) ทำการบันทึกรหัสข้อมูล 3 ชุด รวมทั้งแถบป้องกัน (Guard Band) (แถบป้องกัน คือ ข้อมูลส่วนเกินที่ต้องบันทึกเพิ่มเข้าไป เนื่องจากการสร้างสัญญาณอ่านกลับจำนวน 3 แตรีกจำเป็นต้องใช้ข้อมูลอินพุตจำนวน 5 แตรีก แตรีกที่เกินจะกำหนดให้เป็นแถบป้องกันโดยมีค่าเป็นศูนย์) ลงบนช่องสัญญาณแบบสี่เกรนที่ได้อธิบายหัวข้อ 2.5 จากนั้นจะได้สัญญาณอ่านกลับกลับ 3 แตรีก ส่งผ่านตัวกรองความถี่ต่ำบัตเตอร์เวิร์ทซ์ขั้นที่ 7 และซิกตัวอย่างที่ศูนย์กลางของบิตเซลล์ จากนั้นส่งไปยังวงจรปรับเท่าสองมิติเพื่อแก้ไขสัญญาณอ่านกลับให้อยู่ในรูปผลตอบสนองตามต้องการ แล้วจึงส่งแยกกันไปยังตัวตรวจหาทั้งสาม ในรอบที่ 1) ตัวตรวจหาทั้งสาม คำนวณค่า LLR โดยกำหนดให้ค่าอะพริออริจากแตรีกข้างเคียงเท่ากับ 0.5 ทั้งสามแตรีก, รอบที่ 2) ตัวตรวจหาแตรีกบนและแตรีกกลางทำการคำนวณค่า LLR โดยอาศัยอะพริออริจากแตรีกกลาง, รอบที่ 3) ตัวตรวจหาแตรีกกลางคำนวณค่า LLR โดยอาศัยค่าอะพริออริที่ได้รับจากแตรีกบนและแตรีกกลางเพื่อทำให้การตรวจหาข้อมูลมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.2 จากนั้นจึงส่งค่าอะพริออริ (เฉพาะแตรีกกลาง) ไปยังวงจรแอลดีพีซีทำแก้ไขข้อมูล จากนั้นจึงส่งค่าอะพริออริกลับไปยังตัวตรวจหาแตรีกกลางอีกครั้ง เพื่อทำการวนรอบเทอร์โบถัดไป อัลกอริทึมในการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริระหว่างตัวตรวจหาและวงจรแอลดีพีซีแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.1 การตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ลำดับการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างตัวตรวจหา

Turbo loop ( $N_{\text{TURBO}}$ )

SOVA loop ( $N_{\text{SOVA}}$ )

รอบที่หนึ่ง : ตัวตรวจหาทั้งสามทำการคำนวณค่า LLR จากสมการที่ (6.6) โดยที่ กำหนดให้ค่าความน่าจะเป็นอะพริออริเริ่มต้น  $P(a_{k,up})$ ,  $P(a_{k,cn})$ , และ  $P(a_{k,lo})$  เท่ากับ 0.5 ทั้งสามแตรีก

รอบที่สอง : ตัวตรวจหา upper-SOVA และตัวตรวจหา lower-SOVA จะทำการคำนวณค่า LLR ของแตรีกบนและล่างโดยอาศัยค่าความน่าจะเป็นอะพริออริของแตรีกกลางจากรอบที่หนึ่ง

รอบที่สาม : ตัวตรวจหา center-SOVA คำนวณค่า LLR โดยอาศัยค่าความน่าจะเป็นอะพริออริสองด้านจากตัวตรวจหา upper-SOVA และตัวตรวจหา lower-SOVA ในรอบที่สอง

End

LDPC loop ( $N_{\text{LDPC}}$ )

ทำการถอดรหัสโดยวิธีการ Sum of Product เฉพาะข้อมูลแตรีกกลาง

End

End

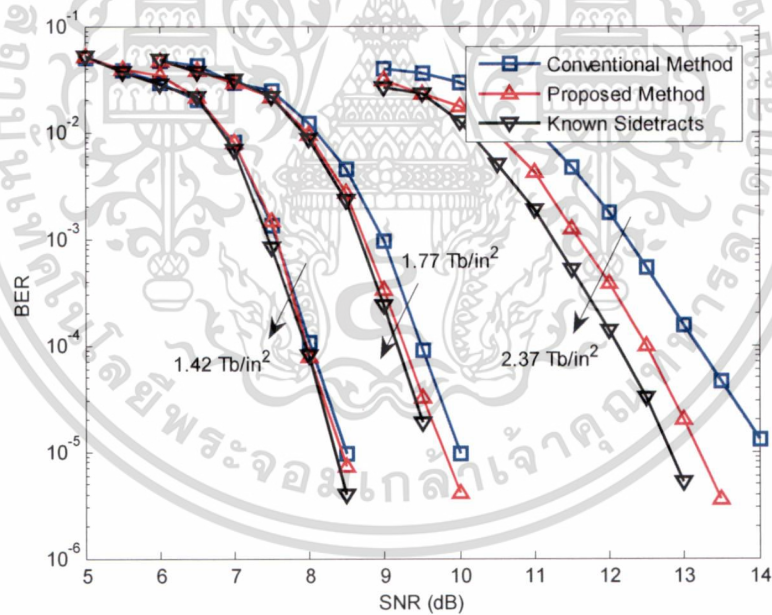
รูปที่ 4.3 อัลกอริทึมการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริระหว่างตัวตรวจหา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ อัตราการเข้ารหัส 0.89, ความยาวข้อมูล 3638 บิต, ทาร์เกตแบบไม่สมมาตรขนาด  $3 \times 3$ , จำนวนการวนรอบ  $N_{\text{TURBO}}=3, N_{\text{SOVA}}=3, N_{\text{LDPC}}=3$ , สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาว ซึ่งนิยามโดยสมการ (4.10)

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left( \frac{A}{\sigma^2} \right) \quad (4.10)$$

เมื่อ  $A$  คือ ระดับการอิมพัลส์ของไอโซเลตพัลส์ (Isolate Pulse),  $\sigma^2$  ค่าความแปรปรวน, แต่ละจุดในการคำนวณอัตราข้อผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) คำนวณจากจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมด ที่ทำให้เกิดบิตข้อผิดพลาดสะสม เท่ากับ 500 บิต รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของการตรวจหาข้อมูลแต่ละแบบที่ค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่ต่างๆ กัน ซึ่งประกอบด้วย 1) การตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไป (Conventional Method) คือ การตรวจหาข้อมูลโดยตัวตรวจหาสองมิติแบบทั่วไป ที่ไม่มีการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริกจากตัวตรวจหาแทร็กข้างเคียง, 2) การตรวจหาข้อมูลแบบหลายแทร็ก (Proposed Method) คือ การตรวจหาข้อมูลแบบหลายแทร็กโดยตัวตรวจหาสองมิติที่มีการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริกจากแทร็กข้างเคียง และการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแทร็กที่รู้ค่าแทร็กข้างเคียง (Known Side Tracks) คือ การตรวจหาข้อมูลแบบหลายแทร็กโดยมีการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริกที่ถูกต้องจากแทร็กข้างเคียง (ดังนั้น เราจึงสมมติให้เป็นกรณีอุดมคติ)



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตระหว่างความหนาแน่น  $1.42 \text{ Tb/in}^2$ ,  $1.77 \text{ Tb/in}^2$ , และ  $2.37 \text{ Tb/in}^2$

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าที่ความหนาแน่นไม่สูงมาก เช่นที่  $1.42 \text{ Tb/in}^2$  การตรวจหาข้อมูลทั้งสามวิธีให้ประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกันเนื่องมาจากระดับการแทรกสอดระหว่างแตร็กที่ต่ำ, ที่ความหนาแน่นปานกลาง เช่นที่  $1.77 \text{ Tb/in}^2$  วิธีการตรวจหาข้อมูลที่น่าเสนอ เริ่มเห็นได้ชัดเจนว่ามีประสิทธิภาพที่ดีกว่า การตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไป และเกือบเข้าใกล้กรณีอุดมคติ, ยิ่งไปกว่านั้น ที่ความหนาแน่นสูง เช่นที่  $2.37 \text{ Tb/in}^2$  วิธีที่การตรวจหาข้อมูลที่น่าเสนอให้ประสิทธิภาพดีกว่า การตรวจหาข้อมูลทั่วไปอย่างเห็นได้ชัด, ดังนั้น สรุปได้ว่าการตรวจหาข้อมูลที่มีการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริระหว่างกันสามารถลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างแตร็กได้เป็นอย่างดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูง

#### 4.3 การลดความซับซ้อนของตัวตรวจหาแบบสองมิติ

จากผลการทดสอบสมรรถนะในหัวข้อที่ 4.3 แสดงได้อย่างชัดเจนว่าการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตร็กที่มีการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริสามารถทำงานได้ดีกว่าการตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไป โดยเฉพาะที่ความหนาแน่นข้อมูลสูงๆ ซึ่งมีการแทรกสอดระหว่างแตร็กที่รุนแรง อย่างไรก็ตามตามตัวตรวจหาที่ใช้สร้างจากทาร์เกตขนาด  $3 \times 3$  แบบไม่สมมาตร มีความซับซ้อนสูงมากเช่นกัน (มีจำนวนสาขาทั้งหมด 512 สาขา โดยที่มี 8 สาขาวิ่งออกจากแต่ละสถานะที่เป็นไปได้ทั้ง 64 สถานะ) ดังนั้นเพื่อลดความซับซ้อนจึงทำการออกแบบให้ทาร์เกตมีขนาดเท่ากับ  $3 \times 3$  แต่มีค่าสัมประสิทธิ์สมมาตรกันระหว่างแตร็กบนและแตร็กล่าง จากสมการที่ (4.6) จะได้ว่า

$$\tilde{y}_k(u, q) \approx -\frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2 + \ln(P(a_{k, cn})) + \ln(P(a_{k, up})) + \ln(P(a_{k, lw})) \quad (4.11)$$

$$\tilde{y}_k(u, q) \approx -\frac{1}{2\sigma^2} |y_{k, cn} - r(u, q)|^2 + \ln(P(a_{k, cn})) + \ln(P(z)) \quad (4.12)$$

กำหนดให้  $\ln(p(z)) = \ln(P(a_{k, up})) + \ln(P(a_{k, lw}))$  จะได้ว่า  $(a_{k, up} + a_{k, lw}) \in \{0, \pm 2\}$  ดังนั้น สามารถแบ่งพจน์  $\ln(p(z))$  ในสมการที่ (4.12) ได้เป็น 3 กรณี คือ

$$\ln(P(z = -2)) = \ln(P(a_{k, up} = -1) \times P(a_{k, lw} = -1)), \quad (4.13)$$

$$\ln(P(z = +2)) = \ln(P(a_{k, up} = +1) \times P(a_{k, lw} = +1)), \quad (4.14)$$

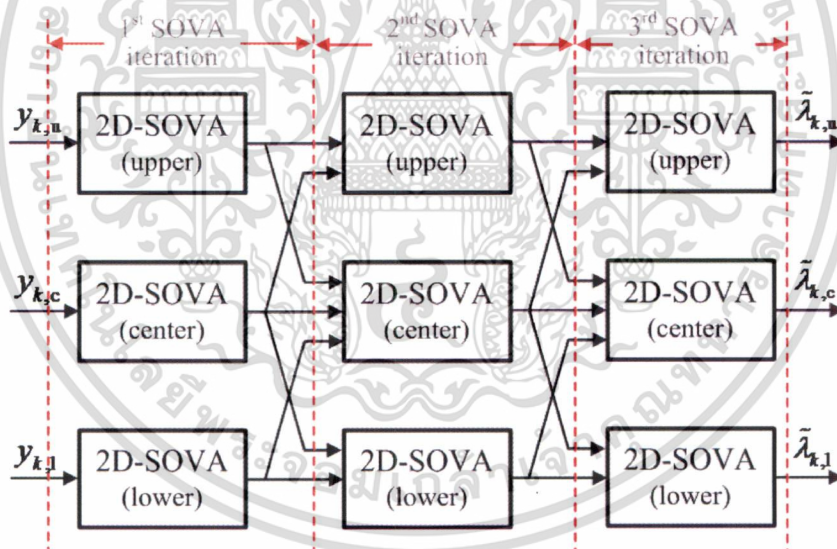
$$\ln(P(z = 0)) = \ln(P(a_{k, up} = -1) \times P(a_{k, lw} = +1) + P(a_{k, up} = +1) \times P(a_{k, lw} = -1)), \quad (4.15)$$

เมื่อกำหนดให้ทาร์เกตสองมิติ มีขนาด  $3 \times 3$  แบบสมมาตร จะมีสถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมดเหลือ 36 สถานะโดยที่แต่ละสถานะจะมีสาขาที่วิ่งออก 6 สาขา (มีจำนวนสาขาทั้งหมด 216 สาขา โดยที่มี 6 สาขาวิ่งออกจากแต่ละ 36 สถานะ)

#### 4.4 การตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ

จากการทดสอบสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีกในหัวข้อที่ 4.3 ได้พิสูจน์ให้เห็นความเป็นไปได้ในการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก และประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น เมื่อตัวตรวจหามีการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริระหว่างกัน อย่างไรก็ตามเป็นการแลกเปลี่ยนดังกล่าว ทำเพื่อการตรวจหาเฉพาะข้อมูลแตรีกกลางเท่านั้น ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำเสนอการตรวจหาหลายแตรีกแบบวนซ้ำ ซึ่งเป็นการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริระหว่างตัวตรวจหาทั้ง 3 เพื่อตรวจหาข้อมูลทั้ง 3 แตรีก

แนวคิดพื้นฐานสำหรับการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ คือ การใช้งานตัวตรวจหา 3 ตัว ทำงานร่วมกัน เพื่อช่วยในการคำนวณหาความน่าจะเป็นอะพริออริของแต่ละแตรีก และแลกเปลี่ยนซึ่งกันและกัน รูปที่ 4.5 แสดงการแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างตัวตรวจหา 3 ตัวเพื่อตรวจหาข้อมูลแตรีกบน, แตรีกกลาง, และแตรีกล่าง ซึ่งมีการทำงานดังนี้ ในรอบแรก ตัวตรวจหาทั้ง 3 จะทำการคำนวณค่า LLR โดยกำหนดให้ความน่าจะเป็นอะพริออริเริ่มต้นของแต่ละแตรีกเท่ากับ 0.5 ในการทำงานรอบที่สอง ตัวตรวจหาแตรีกกลางจะคำนวณค่า LLR โดยอาศัยค่าความน่าจะเป็นอะพริออริจากทั้งแตรีกบนและแตรีกล่าง ขณะเดียวกันตัวตรวจหาแตรีกบนจะคำนวณค่า LLR โดยอาศัยค่าความน่าจะเป็นอะพริออริจากแตรีกกลางและตัวตรวจหาแตรีกล่างจะคำนวณค่า LLR โดยอาศัยค่าความน่าจะเป็นอะพริออริจากแตรีกกลางเช่นเดียวกัน สำหรับการทำงานรอบที่สามหรือรอบที่สูงขึ้น การแลกเปลี่ยนจะวนซ้ำลักษณะเดียวกับรอบที่สอง จากนั้นจึงส่งค่า LLR ไปให้วงจรถอดรหัสแอลดีพีซีเพื่อทำการแก้ไขข้อผิดพลาดและส่งกลับมายังตัวตรวจหาทั้งสามอีกครั้งในรอบเทอร์โบถัดไป

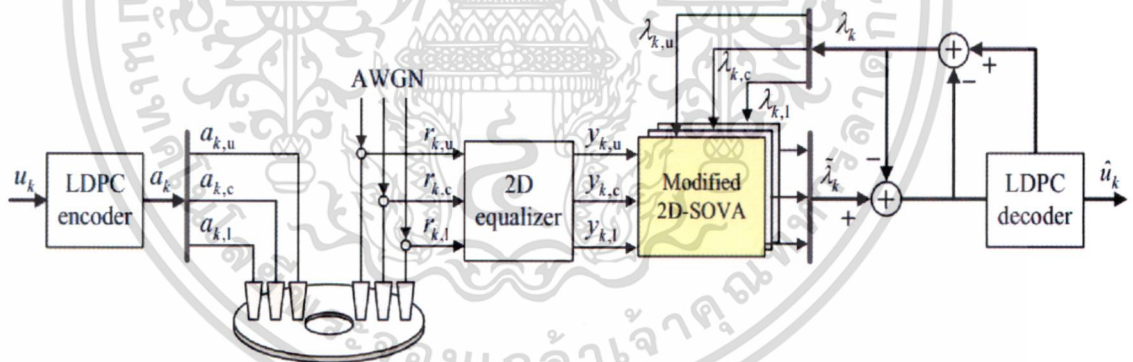


รูปที่ 4.5 ลำดับการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ

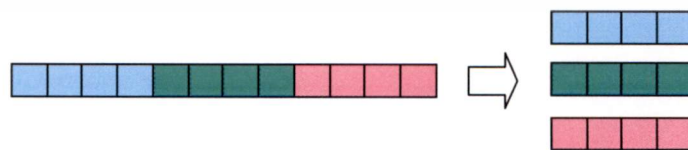
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 การจำลองสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ

ในรูปที่ 4.6 แสดงหลักการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ [28] ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ ลำดับข้อมูล  $u_k$  ถูกเข้ารหัสได้คำรหัส  $a_k$ , คำรหัส  $a_k$  ถูกแบ่งเป็นสามบล็อกย่อยขนาดดังแสดงในรูปที่ 4.7 เพื่อทำการบันทึกลงบนแตรีกบน, แตรีกกลาง และแตรีกล่าง คำรหัสย่อยทั้ง 3 ถูกบันทึกลงบนช่องสัญญาณแบบไวโรนอยไม่ต่อเนื่องดังที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.3 จากนั้นทำการอ่านข้อมูลได้สัญญาณอ่านกลับ 3 ชุด  $r_{k,up}, r_{k,cn}, r_{k,lw}$  จากนั้นจึงส่งต่อไปยังวงจรปรับเท่าสองมิติเพื่อปรับรูปร่างสัญญาณอ่านกลับให้อยู่ในรูปของผลตอบสนองสองมิติแบบสมมาตร จากนั้นจึงส่งต่อไปยังตัวตรวจหาทั้งสามตัว ซึ่งตัวตรวจหาแต่ละตัวจะทำการคำนวณค่า LLR และทำการแลกเปลี่ยนค่าอะพริออริซึ่งกันและกัน  $N_{SOVA}$  รอบ ตามที่แสดงในรูปที่ 4.5 จากนั้นจึงรวมค่าอะพริออริกันที่ได้จากตัวตรวจหาทั้งสามกลับเป็นบล็อกข้อมูลตามเดิม แล้วจึงส่งต่อไปยังวงจรถอดรหัสแอลดีพีซีทำการวนซ้ำ  $N_{LDPC}$  รอบ ได้ค่าอะพริออริจากวงจรแอลดีพีซี, จากนั้นจึงแบ่งค่าอะพริออริกลับเป็นบล็อกย่อยอีกครั้ง แล้วจึงส่งค่าอะพริออริดังกล่าวแยกกันไปยังตัวตรวจหาแต่ละตัวเพื่อทำการตรวจหาซ้ำในรอบเทอร์โบ  $N_{TURBO}$  ถัดไป ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำกับการตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไปและตรวจหาแบบบรรเทาการแทรกสอดบางส่วน (Partial ITI Mitigation Method, PIMM) [14] (PIMM เป็นอีกหนึ่งวิธีในการจัดการกับการแทรกสอดแบบสองมิติ โดยทำการแลกเปลี่ยนข้อมูล  $a_k (\pm 1)$  กับแตรีกข้างเคียง จากนั้นทำการประมาณ (Estimate) ค่าการแทรกสอด แล้วจึงนำไปลบออกจากสัญญาณอ่านกลับ ดังนั้น การตรวจหาแบบ PIMM จะใช้ตัวตรวจหาเพียงหนึ่งมิติ) ที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2.37 Tb/in<sup>2</sup>, 3.41 Tb/in<sup>2</sup> และ 4.21 Tb/in<sup>2</sup>



รูปที่ 4.6 บล็อกโอะแกรมการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ

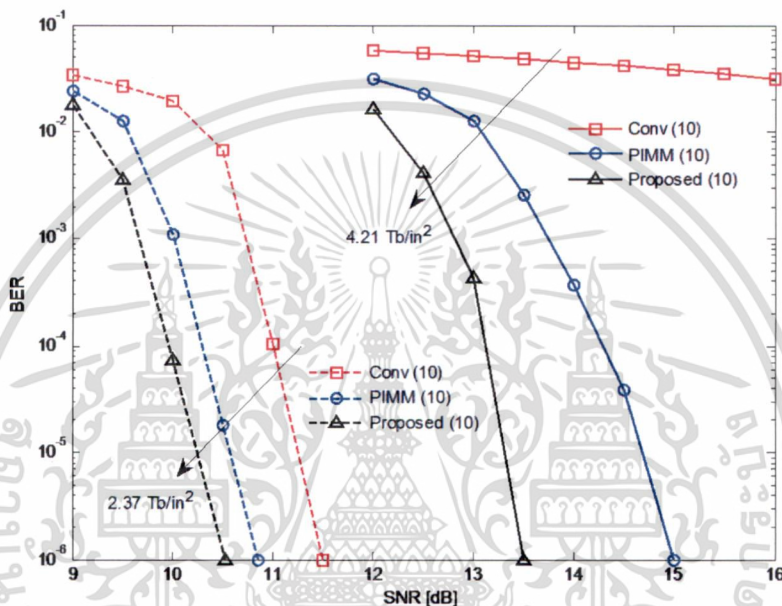


รูปที่ 4.7 การแบ่งข้อมูล  $a_k$  ออกเป็น 3 บล็อกย่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 ผลการทดลอง

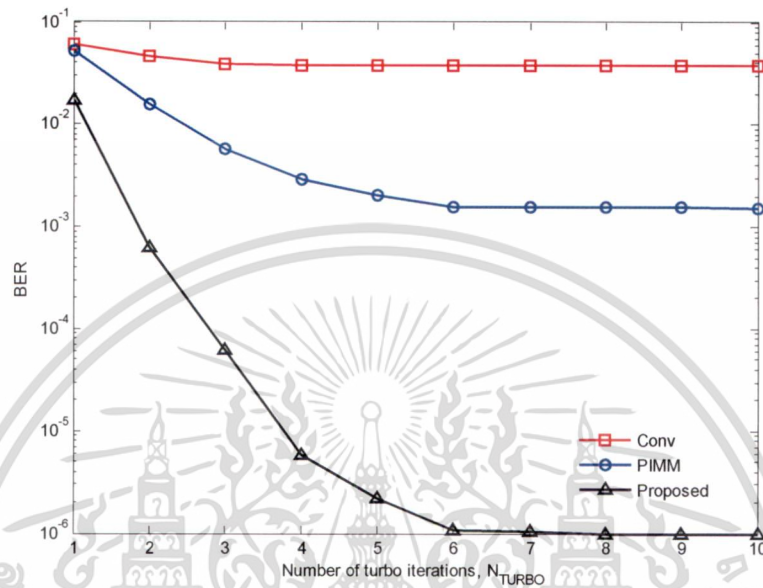
จากการทดลองโดยกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ ข้อความขนาด 3640 บิต ถูกเข้ารหัสที่อัตราเข้ารหัส 8/9 ได้คำรหัสขนาด 4095 บิต โดยรหัสแอลดีพีซีปรกติ (Regular  $(j, k)$  LDPC) เมื่อ  $j=3$  และ  $k=27$  สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาว ซึ่งนิยามโดยสมการ (4.10), ทาร์เกตแบบสมมาตรขนาด  $3 \times 3$  วงจรปรับเท่าสองมิติขนาด 21 แท็บ, สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาว ดังที่แสดงในสมการที่ 4.10 แต่ละจุดของ BER ทำการคำนวณหาอัตราข้อผิดพลาดบิต โดยสะสมบิตที่ผิดพลาดมากกว่าหรือเท่ากับ 500 บิต, และกำหนดให้จำนวน  $N_{\text{TURBO}} = 10$  รอบ (เนื่องจากที่  $N_{\text{TURBO}} > 10$  ทั้งสามวิธีให้ประสิทธิภาพที่คงที่)



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตระหว่างการตรวจหาข้อมูลแบบต่างๆ ที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2.37 Tb/in<sup>2</sup> และ 4.21 Tb/in<sup>2</sup>

จากรูปที่ 4.8 เปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตระหว่างการตรวจหาข้อมูลทั้ง 3 วิธี จะเห็นได้ว่าที่ความหนาแน่นข้อมูลต่ำ เช่นที่ 2.37 Tb/in<sup>2</sup> ที่อัตราส่วนข้อผิดพลาดบิต BER = 10<sup>-6</sup> วิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีแบบทั่วไป ประมาณ 1.0 dB ขณะเดียวกันมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับวิธี PIMM และเมื่อเปรียบเทียบที่ความหนาแน่นข้อมูลสูง เช่นที่ 4.21 Tb/in<sup>2</sup> วิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีแบบทั่วไปอย่างชัดเจนและให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธี PIMM ประมาณ 1.5 dB ที่อัตราส่วนข้อผิดพลาดบิต BER = 10<sup>-6</sup>

นอกจากนี้เปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตในฟังก์ชันของจำนวนรอบ  $N_{\text{TURBO}}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.9 เมื่อกำหนดให้อัตราส่วน SNR เท่ากับ 13.5 dB, ที่หนาแน่นเชิงพื้นที่ 4.21 Tb/in<sup>2</sup> ผลการทดลองชัดเจนว่าวิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธี PIMM และวิธีแบบทั่วไป โดยที่เมื่อ  $N_{\text{TURBO}} = 6$  รอบ วิธีที่นำเสนอให้อัตราส่วนอัตราข้อผิดพลาดบิตที่ดีกว่าวิธี PIMM ประมาณ  $10^3$  เท่า

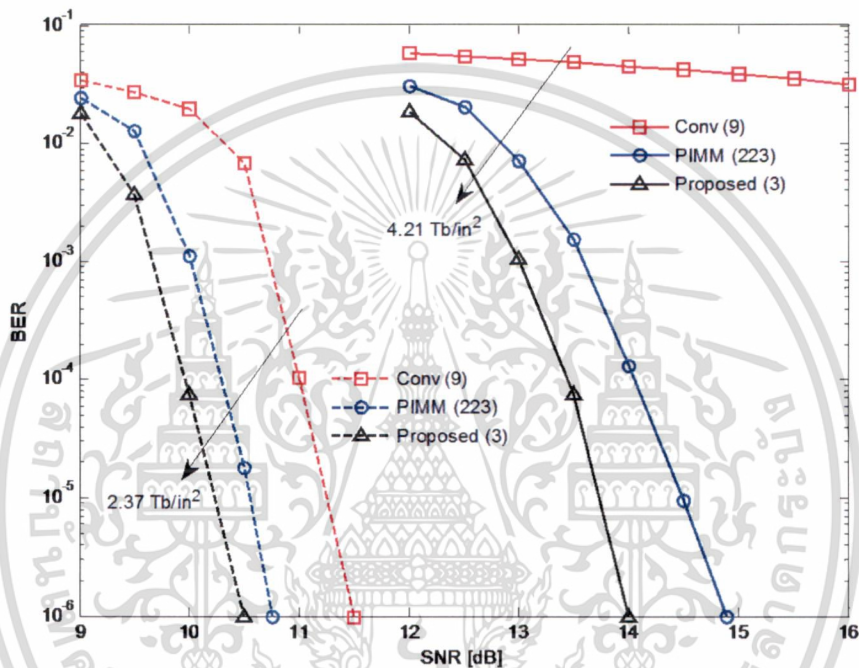


รูปที่ 4.9 อัตราข้อผิดพลาดบิตในฟังก์ชันของจำนวน  $N_{\text{TURBO}}$  ที่ 4.21 Tb/in<sup>2</sup> เมื่ออัตราส่วน SNR = 13.5 dB

และสุดท้ายทำการเปรียบเทียบความซับซ้อนของทั้ง 3 วิธี ต่อการวนรอบ  $N_{\text{TURBO}} = 1$  รอบ โดยมีเกณฑ์ในการพิจารณา ดังนี้ 1) การบวก, การลบ, การเปรียบเทียบ, การหาค่าสูงสุด ถือว่าซับซ้อนเท่ากัน 2) การคูณ, การหาร ถือว่าซับซ้อนเท่ากัน และ 3) ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ เช่น  $\log(x)$ ,  $\exp(x)$  ถือว่าเป็นการเปิดตาราง (Look-up Table) ไม่นับเป็นความซับซ้อน ผลการเปรียบเทียบ แสดงในตาราง 4.1 เมื่อ  $Q_{2D}$  แทนเมตริกสาขาของทาร์เกตสองมิติแบบสมมาตรขนาด  $3 \times 3$  ซึ่งเท่ากับ 216 สาขา (36 สถานะ, 6 สาขา) และ  $Q_{1D}$  แทนเมตริกสาขาของทาร์เกตหนึ่งมิติขนาด  $1 \times 3$  ซึ่งเท่ากับ 8 สาขา (4 สถานะ, 2 สาขา),  $k$  คือ พารามิเตอร์ของรหัสแอลดีพีซี ซึ่งเท่ากับ 27 และ  $R$  คือ อัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 8/9 รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตในการตรวจหาเมื่อแต่ละวิธีมีความซับซ้อนที่เท่ากัน โดยที่เมื่อ  $N_{\text{TURBO}}$  เท่ากับ 3 รอบของวิธีที่นำเสนอจะมีความซับซ้อนเทียบเท่ากับ 9 รอบและ 223 รอบของวิธีแบบทั่วไปและวิธี PIMM ตามลำดับ ผลการทดลองแสดงชัดเจนว่าวิธีที่นำเสนอยังคงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า เมื่อพิจารณาที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ที่สูงๆ เช่นที่ 4.21 Tb/in<sup>2</sup> วิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธี PIMM ประมาณ 1.0 dB ที่อัตราข้อผิดพลาดบิต BER =  $10^{-6}$

ตาราง 4.1 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการวนรอบ  $N_{TURBO}$  ของแต่ละวิธีการตรวจหาข้อมูล

| Module         | Proposed scheme              |                          | Conventional receiver        |                  | PIMM                         |                  |
|----------------|------------------------------|--------------------------|------------------------------|------------------|------------------------------|------------------|
|                | Addition                     | Multiplication           | Addition                     | Multiplication   | Addition                     | Multiplication   |
| SOVA detection | $N_{SOVA}(4Q_{2D} + 13)$     | $N_{SOVA}(5Q_{2D} + 11)$ | $4Q_{2D} + 2$                | $5Q_{2D}$        | $4Q_{1D} + 7$                | $5Q_{1D} + 3$    |
| LDPC decoding  | $N_{LDPC}(1+(k-1)(1-R)) + 1$ | $(1-R) N_{LDPC}$         | $N_{LDPC}(1+(k-1)(1-R)) + 1$ | $(1-R) N_{LDPC}$ | $N_{LDPC}(1+(k-1)(1-R)) + 1$ | $(1-R) N_{LDPC}$ |
| Total          | $2671N_{TURBO}$              | $3274N_{TURBO}$          | $906N_{TURBO}$               | $1081N_{TURBO}$  | $79N_{TURBO}$                | $44N_{TURBO}$    |



รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบอัตราข้อผิดพลาดบิตที่ความซับซ้อนเท่ากัน

### 4.7 บทสรุป

ในบทนี้ ได้นำเสนอวิธีการตรวจหาข้อมูลหลายแตรีกแบบวนซ้ำ เริ่มจากการตั้งสมมติฐานที่ว่า “การตรวจหาข้อมูลของแตรีกกลางน่าจะมีประสิทธิภาพดีขึ้น ถ้าทราบค่าความน่าจะเป็นอะพิริออริกของแตรีกข้างเคียง” ดังนั้น จึงทำการทดสอบสมมติฐานโดยการตรวจหาข้อมูลของ แตรีกกลางโดยใช้ตัวตรวจหาที่มีการปรับปรุงค่าเมตริกการเปลี่ยนสถานะ ซึ่งมีการเพิ่มส่วนของความน่าจะเป็นอะพิริออริกจากแตรีกข้างเคียงรวมเข้าไปด้วย จากนั้นจึงตรวจหาข้อมูลแตรีกกลางโดยนำเอาข้อมูลของแตรีกข้างเคียงที่ทราบค่าแน่นอนแทนลงในสมการ 4.6 ผลการทดลองแสดงชัดเจนว่าการตรวจหาข้อมูลแตรีกกลางมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นกว่าการตรวจหาข้อมูลแบบปรกติ ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่จะเพิ่มตัวตรวจหา 2 ตัวเพื่อทำหน้าที่ตรวจหาข้อมูลของแตรีกข้างเคียง และส่งค่าความน่าจะเป็นอะพิริออริกให้กับตัวตรวจหาแตรีกกลาง โดยในหัวข้อที่ 4.3 เป็นการทดสอบสมรรถนะของการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแตรีก ผลการทดลองแสดงชัดเจนว่าที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ต่ำๆ เช่น 1.42 Tb/in<sup>2</sup>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจหาข้อมูลแบบที่นำเสนอ ให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกับการตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไป และใกล้เคียงกับกรณีที่ทราบค่าข้อมูลแทรกข้างเคียงที่แน่นอน (ซึ่งกำหนดให้เป็นกรณีอุดมคติ), และเมื่อเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ขึ้นไปที 1.77 Tb/in<sup>2</sup> ปรากฏว่าการตรวจหาข้อมูลที่นำเสนอ ยังคงให้ประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับกรณีอุดมคติ ขณะที่การตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไปเริ่มทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร ยิ่งไปกว่านั้น เมื่อเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่จนถึง 2.37 Tb/in<sup>2</sup> การตรวจหาข้อมูลที่นำเสนอสามารถทำงานได้ดีกว่าการตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไปอย่างชัดเจน จึงสรุปในเบื้องต้นได้ว่าการตรวจหาข้อมูลแบบหลายแทรกที่มีการแลกเปลี่ยนข่าวสารอะพริออริกกัน ทำงานได้ดีกว่าการตรวจหาข้อมูลแบบปรกติ

อย่างไรก็ดีการทดลองในหัวข้อที่ 4.3 เป็นการวัดประสิทธิภาพของการตรวจหาข้อมูลแทรกกลางเท่านั้น (ข้อมูลแทรกข้างเคียงถูกตรวจหาเพื่อคำนวณค่าอะพริออริกให้กับแทรกกลางเท่านั้น ไม่ได้นำมาคำนวณหาอัตราบิดผิดพลาด) นอกจากนี้ตัวตรวจหาที่ใช้ในหัวข้อที่ 4.3 สร้างขึ้นจากผลตอบสนองแบบสองมิติขนาด 3×3 ที่มีสัมประสิทธิ์ไม่สมมาตรจึงมีความซับซ้อนสูง (มีจำนวนสาขาทั้งหมด 512 สาขา) ดังนั้นในการทดลองหัวข้อที่ 4.6 จึงทดลองให้ตัวตรวจหาทั้งสามทำงานร่วมกัน โดยกำหนดให้ทำการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริกซึ่งกันและกัน และทำการตรวจหาข้อมูลทั้งสามแทรก นอกจากนี้ยังทำการลดความซับซ้อนของตัวตรวจหาโดยกำหนดให้ผลตอบสนองเป็นแบบสองมิติขนาด 3×3 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์แบบสมมาตรทำให้จำนวนเมตริกสาขาลดลงจาก 512 สาขา เหลือ 216 สาขา จากนั้น จึงทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพ วิธีที่นำเสนอกับการตรวจหาข้อมูลแบบบรรเทาการแทรกสอดบางส่วนและการตรวจหาข้อมูลแบบทั่วไป โดยทำการวนรอบเทอร์โบบนกระทั่งอัตราส่วนข้อผิดพลาดมีค่าคงที่ จากนั้นจึงเปรียบเทียบผลที่ดีที่สุดของทั้งสองวิธี พบว่าวิธีที่นำเสนอให้ผลที่ดีกว่า PIMM โดยเฉพาะที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงๆ นอกจากนี้ เมื่อทำการตรวจหาข้อมูลโดยกำหนดให้ทั้งสามวิธีมีความซับซ้อนในการคำนวณทางคณิตศาสตร์เท่ากัน พบว่าวิธีที่นำเสนอยังคงให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีอื่นๆ

อย่างไรก็ดี ถึงแม้ว่าวิธีที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีอื่นอย่างชัดเจนเมื่อทำงานที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูง ในทางตรงกันข้าม ที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ต่ำทั้งวิธีที่นำเสนอ และวิธี PIMM ให้ประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกันและวิธี PIMM ก็มีความซับซ้อนที่ต่ำกว่า ดังนั้น จึงต้องมีการเลือกใช้งานให้เหมาะสมระหว่างประสิทธิภาพที่ได้รับและระดับความซับซ้อนของการตรวจหาข้อมูลกับแต่ละความหนาแน่นของข้อมูล

## บทที่ 5

# สรุปผลและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลและข้อเสนอแนะ

ด้วยข้อจำกัดของ “ซูเปอร์พาราแมกเนติก” ที่จะทำให้ความหนาแน่นของการบันทึกข้อมูลสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็กถูกจำกัดอยู่ที่ไม่เกิน  $1.0 \text{ Tb/in}^2$  [3] ทำให้ในปัจจุบันมีการนำเสนอรูปแบบการบันทึกข้อมูลใหม่ๆ เช่น การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กที่ใช้ความร้อนเข้าช่วย [5], การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กที่ใช้สื่อบันทึกที่มีการจัดรูปแบบบิต [6], และการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ [3] สองรูปแบบแรกนำเสนอการแก้ปัญหาโดยเปลี่ยนการออกแบบทางด้านสื่อบันทึกและหัวเขียน ขณะที่รูปแบบสุดท้ายนำเสนอการแก้ปัญหาโดยใช้เทคนิคทางด้านการประมวลผลสัญญาณเป็นหลัก

ปัญหาหลักของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ คือ การแทรกสอดสองมิติ (แทรกสอด ในแนวตามแตรีกและแนวขวางแตรีก) ที่ผ่านมามีงานวิจัยหลายชิ้นที่นำเสนอวิธีการแก้ปัญหาดังกล่าว เช่น การออกแบบวงจรปรับเท่าที่สามารถปรับแต่งสัญญาณอ่านกลับให้อยู่ในรูปแบบตอบสนองสองมิติ [13], [15] การออกแบบตัวตรวจหาที่ทำงานกับผลตอบสนองสองมิติ [11], [12], การลดความซับซ้อนของตัวตรวจหาแบบสองมิติ [14] และเทคนิคการตรวจหาข้อมูลที่ใช้ตัวตรวจหาหลายในการทำงาน [16], [17] วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอความเป็นไปได้ในการแก้ปัญหาการแทรกสอดสองมิติ โดยเสนอตัวตรวจหาแบบสองมิติที่มีการปรับปรุงการคำนวณค่าเมตริกสาขา เพื่อให้สามารถแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริระหว่างตัวตรวจหาแตรีกข้างเคียง ในแต่ละครั้งที่ทำการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริจะทำให้การตรวจหาข้อมูลมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังเสนอการลดความซับซ้อนของตัวตรวจหาสองมิติ โดยออกแบบให้ผลตอบสนองของทาร์เก็ตเป็นแบบสมมาตร เมื่อเปรียบเทียบวิธีการตรวจหาที่นำเสนอและวิธีการตรวจหาแบบทั่วไปพบว่าวิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า กล่าวได้ว่าการแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริช่วยให้ตัวตรวจหาสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยเฉพาะเมื่อข้อมูลมีความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงๆ

อย่างไรก็ตาม งานชิ้นนี้ไม่ได้พิจารณาถึงผลกระทบจากการเรียงตัว (Alignment) ของข้อมูลในแต่ละแตรีกที่ทำการแลกเปลี่ยนซึ่งกันและกัน กล่าวคือ เป็นการตั้งสมมติฐานที่ว่าข้อมูลทั้งสามแตรีก ถูกเขียนโดยมีการเรียงตัวในแนวเดียวกัน ผลคือ ทำให้ทั้งสามแตรีกสามารถแลกเปลี่ยนข้อมูลอะพริออริได้อย่างถูกต้อง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ข้อมูลที่บันทึกในแต่ละแตรีกจะมีการเรียงตัวที่เหลื่อมกันทำให้การแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างข้อมูลของแตรีกบน, แตรีกกลาง, และแตรีกล่างผิดพลาดซึ่งจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการตรวจหาข้อมูล และเป็นความท้าทายต่อไปสำหรับงานวิจัยในอนาคต

## เอกสารอ้างอิง

- [1] R.E.Fontana., "The Impact of Areal Density and Millions of Square Inches (MSI) of Produced Memory on Petabyte Shipments of TAPE, NAND Flash, and HDD Storage Class Memories," *Mass Storage Systems and Technologies (MSST)*. 2013, IEEE 29<sup>th</sup>. May 2013. pp. 1-8.
- [2] C. Berrou, A. Glavieu, x, and P. Thitimajshima., "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo Codes," *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. ICC'93*. May 1993. pp. 1064-1070.
- [3] R. Wood, M. Williams, A. Kavcic, and J. Miles., "The feasibility of magnetic recording at 10 terabits per square inch on conventional media," *IEEE Trans. Magn.* vol.45, no. 2, Feb 2009. pp. 917-923.
- [4] Computer Desktop Encyclopedia, The Computer Language Company Inc.
- [5] R. Rottmeyer *et al.* "Heat-assisted magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.* vol.42, no.10, Oct 2006. pp. 2417-2421.
- [6] B.Terris, T.Thomson, and G.Hu, "Patterned media for future magnetic data storage," *Microsyst Technology*. vol.13, no.2, Nov 2006. pp. 189-196.
- [7] Garth Gibson, Gregory R. Ganger., "Principles of Operation for Shingled Disk Devices," Carnegie Mellon University Parallel Data Lab Technical Report CMU-PDL-11-107. April 2011.
- [8] A. R. Krishnan, R. R. Redhakrishnan, B. Vasic., A. Kavcic, W. Ryan, and F Erden., "2-D Magnetic Recording: Read Channel Modeling and Detection," *IEEE Trans. Magn.* vol.45, no.10, Oct 2009. pp. 3830-3836.
- [9] Y. Shiroishi *et al.* "Future Options for HDD Storage," *IEEE Trans. Magn.* vol.45, no.10, Oct. 2009. pp. 3816-3822.
- [10] A. Lagae *et al.* "A Comparison of Methods for Generating Poisson Disk Distributions," *Computer Graphics forum*. Vol.27, no.1, 2008. pp. 114-129.
- [11] S. Nabavi, V. Kumar, and J. G. Zhu., "Modifying Viterbi algorithm to mitigate intertrack Interference in bit-patterned media," *IEEE Trans.Magn.* vol.43, no.6, Jun 2007. pp. 2274-2276.
- [12] S. Navabi., "Signal processing for bit-patterned media channels with inter-track interference." Ph.D thesis, University of California, San Diego, 2010.
- [13] M. Keskinoz., "Two-dimensional equalization/detection for patterned media storage." *IEEE Trans. Magn.* vol.44, no.4, Apr 2008. pp. 533-539.
- [14] L. M. M. Lyint, P. Supnithi, P. Tantaswadi., "An Inter - Track Interference Mitigation Technique Using Partial ITI Estimate in Patterned Media Storage," *IEEE Trans. Magn.* vol.45, no.10, Oct 2009. pp. 3691-3694.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] S. Karakulak, P. H. Siegel, J. K. Wolf, and H. N. Bertram., “Joint-Track Equalization and Detection for Bit Patterned Media Recording,” *IEEE Trans. Magn.* vol.46, no.9, Sep 2010. pp. 639-3647.
- [16] W. Chang, J. R. Cruz., “Inter-Track Interference Mitigation for Bit-Patterned Magnetic Recording,” *IEEE Trans. Magn.* Vol.46, no.11, Nov 2010. pp. 3899-3908.
- [17] J. Kim and J. Lee., “Iterative two-dimensional soft output viterbi algorithm for patterned media,” *IEEE Trans. on Magn.* vol.47, no.3, Mar 2011. pp. 594-597.
- [18] M. Yamashita, H. Osawa, Y. Okamoto, Y. Nakamura, Y. Suzuki, K. Miura, H. Muraoka., “Read/Write Channel Modeling and Two-Dimensional Neural Network Equalization for Two-Dimensional Magnetic Recording,” *IEEE Trans. Magn.* vol.47, no.10, Oct 2011. pp. 3558-3561.
- [19] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv., “Optimum decoding of linear codes for minimizing symbol error rate,” *IEEE Trans. on Inf. Theory.* vol.IT-20, Mar 1974. pp. 284-287.
- [20] J. Hagenauer and P. Hoeher., “A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications,” *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference.* Dallas, Texas, Nov 1989, pp. 1680-1686.
- [21] B. Vucetic and J. Yuan., *Turbo Codes : Principles and Applications.* 2<sup>nd</sup> edition. Norwell, MA : Kluwer, 2000.
- [22] R. Gallager., “Low-density Parity-check Code,” *IRE Trans.Information Theory,* vol. IT-8, Jan 1962. pp. 21-28.
- [23] J. Moon, W. Zeng., “Equalization for maximum likelihood detectors,” *IEEE. Trans. Magn.,* vol. 31, no. 2, pp. 1083–1088, Mar. 1995
- [24] G. D. Forney, Jr., “Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference,” *IEEE Trans.Inform.* vol.18, no.2, May 1972. pp. 363-378.
- [25] E. Eleftheriou and S. Olcer., “Low-density parity-Check Codes for Digital Subscriber Lines,” *Proc. 2002 Int. Conf.on Comm.* April-May 2002. pp.1752-1757.
- [26] R.M Tanner., “A recursive approach to low complexity code,” *IEEE Trans. Inform Theory,* vol. IT- 27, Sep 1987. pp. 533-547.
- [27] T. Losuwan, C. Warisarn, L. M. Myint and P. Supnithi., “A Study of Iterative Detection Method for Four-Grain Based Two-Dimensional Magnetic Recording,” *APMRC 2012.* Singapore, Oct 31-Nov 2, 2012.

- [28] C. Warisarn, T. Losuwan, P. Supnithi, and P. Kovintavewat., “An Inter-Track Interference Mitigation Scheme for Two-Dimensional Magnetic Recording,” The 58th MMM CONFERENCE. Denver, Colorado, Nov 4-8, 2013.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก  
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

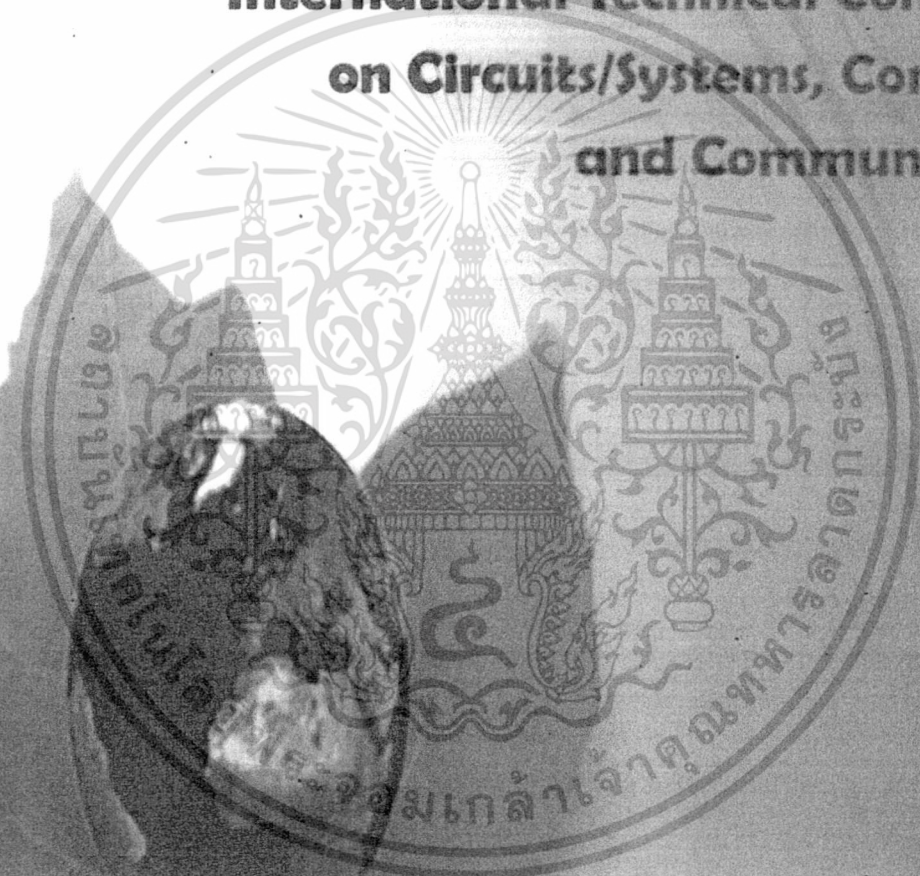
1. T. Losuwan, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Study of 2D detection for Two-Dimensional Magnetic Recording," submitted to ITC-CSCC 2012, Sapporo Japan, July 15-18, 2012
2. T. Losuwan, C. Warisarn, L. M. Myint, and P. Supnithi, "A Study of Iterative Detection Method for Four-Grain Based Two-Dimensional Magnetic Recording," submitted to APMRC 2012, Singapore, Oct 31-Nov 2, 2012
3. C. Warisarn, T. Losuwan, P. Supnithi, and P. Kovintavewat, "An Inter-Track Interference Mitigation Scheme for Two-Dimensional Magnetic Recording," submitted to The 58th MMM CONFERENCE, Denver, Colorado, Nov 4-8, 2013



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Abstract of ITC-CSCC 2012

International Technical Conference  
on Circuits/Systems, Computers  
and Communications



July 15 – 18, 2012

Sapporo Convention Center

Sapporo, Japan



# A Study of 2D detection for Two-Dimensional Magnetic Recording

Tanasak Losuwan<sup>1</sup>, Chanon Warisarn<sup>1</sup>, and Piya Kovintavewat<sup>2</sup>

<sup>1</sup>College of Data Storage Innovation.

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Tel: +668-6997-1001 Fax: +662-329-8362

E-mail: s4690305@kmitl.ac.th, kwchanon@kmitl.ac.th

<sup>2</sup>Data Storage Technology Research Center.

Nakhon Pathom Rajabhat University, Nakhon Pathom 73000, Thailand.

Tel: +668-9456-5050, E-mail: piya@npru.ac.th

**Abstract**— Two-dimensional magnetic recording (TDMR) is a recently magnetic recording architecture that can avoid super-paramagnetic phenomenon and can achieve an areal density upto 10 Tb/in<sup>2</sup> by storing one user bit per magnetic grain [1]. In this paper, we propose a two dimensional (2D) multi-track detector for a four-grain TDMR channel model [2, 3] by utilizing the soft information from the detection of the side tracks. Simulation results indicate that at areal density approximately equal to 2.37 Tb/in<sup>2</sup>, the proposed scheme provides a significant performance improvement if compared to a conventional scheme, which does not exploit the sidetrack information in decoding process.

## I. INTRODUCTION

Nowadays, data storage devices are important components and have been used in digital world that grows rapidly in recent years. A magnetic recording or hard disk drive (HDD) is a major choice of data storage devices because it has lower price per storage capacity than other devices. However, in the next few years HDD's areal density will reach its fundamental limit known as *super-paramagnetic*. This phenomenon causes the recorded bits to lose their thermal stability, thus resulting in irretrievable information from those recorded bits. In practically, the areal density of conventional magnetic recording (specifically, perpendicular recording) will be limited around 1 Tb/in<sup>2</sup>. Nevertheless, many alternative technologies that can surpass this limitation have been proposed, such as heat-assisted magnetic recording (HAMR) [4], bit-patterned media (BPM) recording [5], and two-dimensional magnetic recording (TDMR) [1].

For HAMR, a near-field laser embedded in the write head so as to heat a tiny spot on a very high coercivity medium before writing a data bit. This technique can reduce the coercivity sufficiently for the head field to change the medium magnetization. Such high coercivity media can be kept stable at smaller grain size, thus supporting smaller data bit and allowing continued areal-density growth. Nonetheless, the way to obtain the media that can maintain the magnetic property during high temperature is still a challenge issue. Furthermore, the method to embed a laser into a head is also a considered issue.

For BPM, each data bit is fabricated in an exactly defined location called an *island*, as opposed to a conventional

medium, which has the location of grains randomly. In addition, each data bit is separated from neighboring by non-magnetic material so as to reduce transition noise, thus improving the signal-to-noise ratio (SNR). Clearly, the BPM media experience less noise than conventional media. However, the process to create the medium with uniformly distributed island at very high precision (both in location and shape) is a crucial issue. Although HAMR and BPM can provide more data density, they require novel designs in media and head. To avoid this problem, Wood *et al.* [1] proposed an alternative technology called TDMR, which can achieve the areal density of 10 Tb/in<sup>2</sup>.

TDMR tries to achieve this areal density by encoding the user data with very powerful error-correction codes (ECCs) and recording a channel bit into one or a few magnetic grains over the conventional media. The shingled-write with a specially designed "corner writer" has been used for writing process to achieve high areal density. Also, the 2D signal processing and powerful decoding techniques have been employed to overcome errors caused by a severe noise.

Practically, the 2D detection [6-8] has recently been used in many applications. For example, in [7], they used a perfectly equalized channel (without an equalizer) and a modified 2D soft-output Viterbi algorithm (SOVA) to get sidetrack information and exchange soft information with the low-density parity-check (LDPC) decoder. Chang and Cruz [8] employed the 2D detection to recover only the user data on the center-track, but did not address how to simultaneously recover the user data from adjacent tracks in multi-track recording systems. Moreover, both works were proposed for BPM channels.

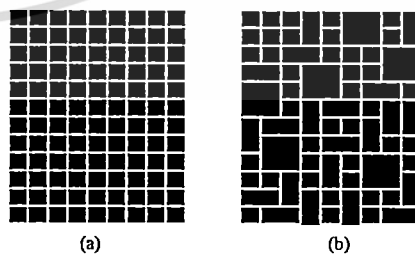


Fig. 1. Media modeling (a) ideal magnetization (b) non-ideal magnetization.

In this paper, we consider the four-grain model of TDMR, and focus on studying the possibility of using the 2D detection to combat both the intersymbol interference (ISI) and the intertrack interference (ITI), which severely occurs in TDMR signal. Specifically, we employ one 2D equalizer and three 2D-SOVA detectors, and exchange the sidetracks' soft information among the three 2D-SOVA detectors.

This paper is organized as follows. After explaining the four-grain channel model in Section II, Section III describes the 2D equalizer and the multi-track detector. Simulation results and discussion are given in Section IV. Finally, Section V concludes this paper.

## II. CHANNEL MODELING

### A. Method to generate recording media

A four-grain model for TDMR channels has been proposed in [2, 3]. The concept of this model can be expressed as follows. First, imagine the magnetic grain like a plane of tiling that all grains are arrayed in a uniform manner, where the grain size is assumed to be  $5.5 \times 5.5 \text{ nm}^2$  per pixel [1], as shown in Fig. 1 (a). Second, make a media granular more realistic by assuming that all magnetic grains are not same size, but they have four possible shapes, namely  $1 \times 1$ ,  $1 \times 2$ ,  $2 \times 1$ , and  $2 \times 2$  pixels with the occurrence probability of  $p_1$ ,  $p_2$ ,  $p_3$  and  $p_4$ , respectively, as displayed in Fig. 2. All magnetic grains distribute randomly over the media corresponding to their probabilities, as illustrated in Fig. 1 (b).

### B. Writing modeling

The writing process can be explained as follows. First, let us set one user data bit equal to  $3 \times 3$  pixels, which means one user bit requires at most nine grains. In case of ideal granular (all grains have same size), the magnetization is shown in Fig. 3 (a), where positive magnetization is black and negative magnetization is white. In general, a uniform magnetization is an effective method, where all grains associated with a given user bit will not span outside that user bit's boundary. On the other hand, in non-ideal magnetization, all grains do not have same size and shape, thus they inevitably span outside the user bit's boundary. Additionally, we assume that the writing sequence of data bits is in the direction from top to bottom and left to right, and the whole grains associated with one user bit will be polarized depending on the polarization of the most bottom-right grain. For example, if the most bottom-right grain fall in positive region, the whole grains will be positive. An example of non-ideal magnetization is displayed in Fig. 3 (b).

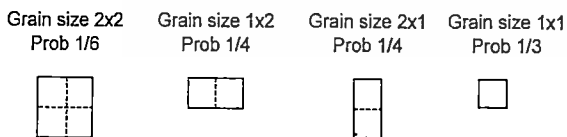


Fig. 2. Four possible grain shapes and their probabilities.

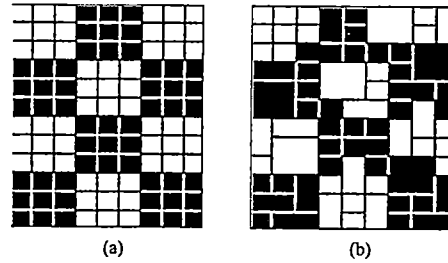


Fig. 3. (a) Ideal magnetization (b) Non-ideal magnetization.

The storage capacity of a four-grain model can be computed as follows. Assuming that the one grain size is  $5.5 \times 5.5 \text{ nm}^2$ , if the one user bit is  $3 \times 3$  pixels, one bit cell equal to  $3 \times 3 \times 5.5 \times 5.5 = 272.25 \text{ nm}^2$ . This areal density can be approximated as  $2.37 \text{ Tb/in}^2$ . In other cases, if the user bits are  $3 \times 4$  and  $3 \times 5$  pixels, the areal density will approximately be  $1.77 \text{ Tb/in}^2$ , and  $1.42 \text{ Tb/in}^2$ , respectively.

The readback signal as a function of  $x$  (in nm) and  $y$  (in nm) coordinates is given by 2D convolution between the magnetization of each pixel point  $m(x, y) \in \{\pm 1\}$  and the reader sensitivity function  $h(x, y)$  [10]. The readback signal  $v(x, y)$  shown in Fig. 4 can be expressed as

$$v(x, y) = \iint m(\xi, \eta) h(x - \xi, y - \eta) d\xi d\eta + n(x, y), \quad (1)$$

where  $n(x, y)$  is additive white Gaussian noise (AWGN).

The readback signal  $v(x, y)$  is filtered by a seventh-order Butterworth low-pass filter (LPF) and is sampled at time  $t = kT$ , assuming perfect synchronization at center of the user bit cell. The readout data sequence is assumed to be recovered simultaneously from the readback signals of the three tracks  $v_l(x, y)$ , where  $l$  is the  $l^{\text{th}}$ -track. The read out data sequence,  $r_{k,l}$ , is equalized by a 2D equalizer [6]. Finally, the multi-track 2D-SOVA detectors perform sequence detection to determine the most likely input sequence of the center-track.

## III. EQUALIZER AND DETECTOR

### A. 2D - Equalizer / Target

In conventional recording, a guard band is used between tracks, thus the interference from sidetracks are small and can be negligible. Because TDMR has no guard band, the readback signal experiences severe ITI, which causes a conventional 1D equalizer to perform poorly. Therefore, in this paper, the 2D equalizer [6] is employed in our proposed method in conjunction with the multi-track detector.

### B. Multi-Track Detector

The multi-track detector using partial ITI estimated, where soft-information is exchanged between sidetrack and center-track was proposed in [7]. However, we propose the multi-track detector using soft information exchange without partial ITI estimated. Specifically, the sidetracks are detected first, and then the obtained soft information will be used in the

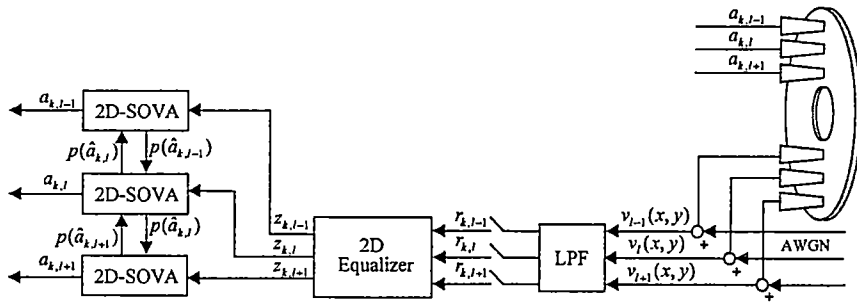


Fig. 4. A TDMR channel model

modified branch metric calculation of the center-track detection. The modified branch metric calculation with exchanged soft information can be described as follows.

Normally, the branch metric is computed from [7]

$$\lambda = (z_{k,j} - d_{k,j})^2 - \log p(\hat{a}_{k,j}), \quad (2)$$

where  $z_{k,j}$  is the equalizer output,  $d_{k,j}$  is the noiseless channel output, and  $\log p(\hat{a}_{k,j})$  is *a priori* probability of data input sequence  $a_{k,j}$ .

For a multi-track detector, we can apply *a priori* probability from the sidetracks to improve the reliability of the center-track detection by modifying (2) as

$$\lambda = (z_{k,j} - d_{k,j})^2 - (\log p(\hat{a}_{k,j}) + \log p(\hat{a}_{k,j+1}) + \log p(\hat{a}_{k,j-1})), \quad (3)$$

where  $p(\hat{a}_{k,j+1})$  and  $p(\hat{a}_{k,j-1})$  correspond to *a priori* probability of the upper track and the lower track, respectively. The multi-track detectors consist of 2 steps following. At the 1<sup>st</sup> step all of 2D-SOVA produce log-likelihood ratio (LLR) without *a priori* probability (assumed to be zero). The 2<sup>nd</sup> step the center SOVA reproduces symbol detection of center track by aiding of *a priori* probability from two sidetracks which is computed from LLR in the first step and also the sidetracks SOVA reproduce symbol detection by using *a priori* probability from center track.

#### IV. SIMULATION RESULTS

In our simulation, we compare the performance of several different schemes for areal densities of 1.42, 1.77, and 2.37 Tb/in<sup>2</sup>. We utilize the 2D equalizer, which is designed based on the MMSE approach [6]. The equalizer is a 3-by-7 matrix and the target is a 3-by-3 matrix.

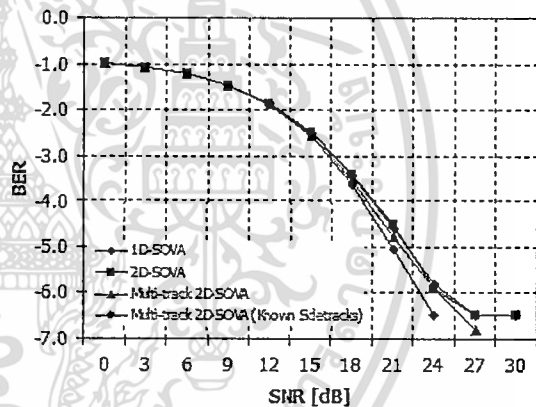
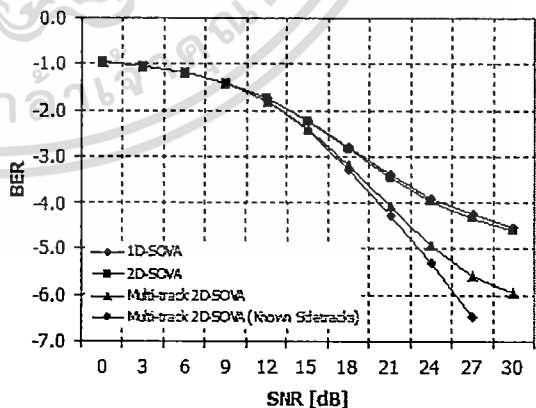
The SNR is defined as

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

where  $A$  is a saturation level of an isolated pulse [10], and  $\sigma$  is standard deviation of AWGN. Each BER point is computed using as many 4096-bit data sectors as needed to

collect 500 error bits, whereas the equalizer taps is designed using only one data sector.

Fig. 5 compares the BER performance of different detections as a function of SNRs, where “Known Sidetracks” denotes the 2D-SOVA assuming the data of sidetrack is known. It is clear from Fig. 5 that when the areal density is low (1.42 Tb/in<sup>2</sup>), we observed that no significant performance improvement by using “Multi-track 2D-SOVA” instead of “1D-SOVA, and 2D-SOVA.”

Fig. 5. BER performance of different schemes at 1.42 Tb/in<sup>2</sup>Fig. 6. BER performance of different schemes at 1.77 Tb/in<sup>2</sup>

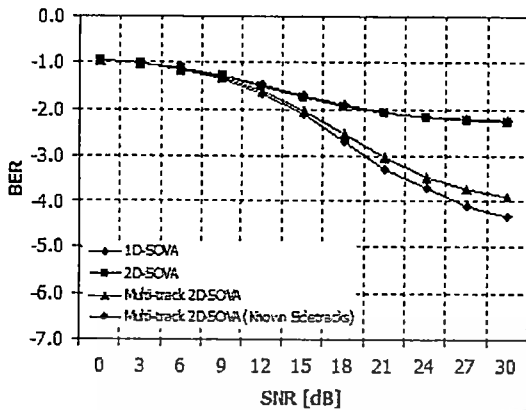


Fig. 7. BER performance of different schemes at 2.37 Tb/in<sup>2</sup>

However, when the areal density is moderate (1.77 Tb/in<sup>2</sup>) as displayed in Fig. 6, it is evident that the multi-track 2D-SOVA has lower BER than 1D-SOVA, and 2D-SOVA. Specifically, at BER = 10<sup>-5</sup>, the multi-track 2D-SOVA provides a performance gain of more than 6 dB over the 1D-SOVA and 2D-SOVA without using sidetrack information. We also compare the BER performance of different detection schemes at high areal density (2.37 Tb/in<sup>2</sup>) as depicted in Fig. 7. Apparently, similar results are obtained as in low to moderate areal densities. That is, the multi-track 2D-SOVA outperforms both the 1D-SOVA and the 2D-SOVA. Furthermore, it is apparent that the multi-track 2D-SOVA performs close to the multi-track 2D-SOVA with known sidetracks.

## V. CONCLUSION

In this paper, we propose we propose the 2D multi-track detector for a four-grain TDMR channel model, which utilizes the soft information obtained from the sidetrack detection in the branch metric calculation of the center-track detection. Simulation results indicate that the multi-track 2D-SOVA performs better than both the conventional 1D-SOVA and 2D-SOVA, especially when an areal density is high. Clearly, the proposed method is necessary when the system experiences severe ITI and ISI, especially when the areal density is high.

## ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) Research Fund, Thailand. The authors would like to thank Prof. Y. Okamoto for helping when the author was study at Ehime University, Japan.

## REFERENCES

- [1] R. Wood, M. Williams, A. Kavcic, and J. Miles, "The feasibility of magnetic recording at 10 terabits per square inch on conventional media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 2, pp. 917–923, Feb. 2009.
- [2] A. R. Krishnan, R. R. Redhakrishnan, B. Vasic, A. Kavcic, W. Ryan and F. Erden "2-D Magnetic Recording: Read Channel Modeling and Detection," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3830–3836, Oct. 2009.
- [3] K. S. Chan, J. Miles, E. Hwang, B. V. K. VijayaKumar, J. G. Zhu, W. C. Lin, R. Negi, "TDMR Platform Simulations and Experiments," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3837–3843, Oct. 2009.
- [4] R. Rottmeyer et al., "Heat-assisted magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 2417–2421, Oct. 2006.
- [5] B. Terris, T. Thomson, and G. Hu, "Patterned media for future magnetic data storage," *Microsyst. Technol.*, vol. 13, no. 2, pp. 189–196, Nov. 2006.
- [6] S. Navabi, B. V. K. V. Kumar, J. G. Zhu, "Modifying Viterbi Algorithm to Mitigate Intertrack Interference in Bit-Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2274–2276, Oct. 2007.
- [7] L. M. M. Lyint, P. Supnithi, P. Tantaswadi, "An Inter-Track Interference Mitigation Technique Using Partial ITI Estimate in Patterned Media Storage," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3691–3694, Oct. 2009.
- [8] W. Chang, J. R. Cruz, "Inter-Track Interference Mitigation for Bit-Patterned Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 11, pp. 3899–3908, Nov. 2010.
- [9] S. Koonkarnkhai, N. Chirdchoo, and P. Kovintavewat, "Iterative Decoding for High-Density Bit-Patterned Media Recording," *Procedia Engineering*, 32 (2012) 323 – 328.
- [10] M. Yamashita, H. Osawa, Y. Okamoto, Y. Nakamura, Y. Suzuki, K. Miura, H. Muraoka, "Read/Write Channel Modeling and Two-Dimensional Neural Network Equalization for Two-Dimensional Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3558–3561, Oct. 2011.

Digest of APRMC 2012



# Asia-Pacific Magnetic Recording Conference

Singapore, 31 Oct – 2 Nov

**A Strong Tradition.**  
**An Exciting New Look!**

**Host:**



**Technical Co-Sponsors:**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่ทำการนำไปใช้

# A Study of Iterative Detection Method for Four-Grain Based Two-Dimensional Magnetic Recording

T. Losuwan, C. Warisarn, *Member, IEEE*, L. M. Myint, *Member, IEEE*  
and P. Supnithi, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—Two-dimensional magnetic recording (TDMR) is one of the novel magnetic recording technologies for the future ultra-high storage density beyond 10 Tb/in<sup>2</sup> [1]. However, due to the high areal density, the readback signal is extremely corrupted by the inter-symbol interference (ISI) and the inter-track interference (ITI) in the recorded data retrieving. This problem can be alleviated by utilizing an advanced iterative decoding technique. This paper proposes a novel iterative decoding technique incorporating the iterative detectors and an iterative decoder to combat the severe ISI/ITI. Simulation results show that the proposed technique can reduce the ISI/ITI effect and provides a significant performance improvement in terms of bit-error rate if compared to the conventional receiver, which employs a non-iterative detector.

**Index Terms**—Areal density, Iterative detector, Multi-track 2D-SOVA, Two-dimensional magnetic recording (TDMR).

## I. INTRODUCTION

In the current hard disk drives (HDDs), perpendicular magnetic recording (PMR) technology is used to store the data bits. However, the storage capacity of the conventional technology will soon reach the limit, known as a super-paramagnetic limit. In order to increase the density beyond the limit, several new technologies have been proposed in the HDD industry [1], [2]. Among these technologies, two-dimensional magnetic recording (TDMR) is an attractive choice since it has promised to achieve the storage density up to 10 Tb/in<sup>2</sup> [1]. In TDMR, one data bit can be stored using a few grains of a magnetic medium with an ultimate goal of storing one data bit per one grain. Due to the high areal

density, the TDMR system cannot circumvent the severe inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI) in the data recovery. To mitigate the ISI/ITI effect, a two-dimensional (2D) detection for shingled magnetic recording is considered with a LDPC decoder [3]. However, this paper purposes to apply an iterative decoding technique utilizing the iterative detectors and the iterative decoder to combat the severe ISI/ITI of TDMR channel generated based on the four-grain model. In the proposed technique, three soft-output Viterbi algorithm (SOVA) detectors are employed and the detectors exchange the soft information among themselves and the decoder during the iteration process.

## II. CHANNEL MODELING

Figure 1 illustrates the TDMR system based on a four-grain channel model. In the model, a message input sequence of a main track  $a_{k,l} \in \{\pm 1\}$  is encoded by a low-density parity-check (LDPC) code but the two adjacent tracks (i.e.,  $b_{k,l-1}$  and  $b_{k,l+1}$ ) are not encoded because this study is interested in detecting the data on the main track. The readback signal  $v(x,y)$  can then be expressed as

$$v(x,y) = \iint m(\xi,\eta)h(x-\xi,y-\eta)d\xi d\eta + n(x,y), \quad (1)$$

where  $x$  is an along-track direction,  $y$  is a cross-track direction,  $m(x,y) \in \{\pm 1\}$  is the medium magnetization generated by the four-grain model and its polarity is according to the input bits,  $h(x,y)$  is the reader sensitivity function [4], and  $n(x,y)$  is an additive white Gaussian noise (AWGN). The readback signal  $v(x,y)$  is filtered by a seventh-order Butterworth low-pass filter (LPF) and is sampled at time  $t = kT$ , assuming a perfect synchronization. The three filtered readback data sequences  $\{r_{k,l-1}, r_{k,l}, r_{k,l+1}\}$  are assumed to be recovered simultaneously from the readback signals of the three tracks  $\{(l-1)^{\text{th}}, l^{\text{th}}, (l+1)^{\text{th}}\}$ . The filtered data sequences, are equalized by a 2D-equalizer. Finally, the equalized sequences  $\{z_{k,l-1}, z_{k,l}, z_{k,l+1}\}$  are fed to a turbo equalizer, which iteratively exchanges soft information between the iterative 2D-SOVA detectors and the LDPC decoder.

Manuscript received 7 September, 2012. This work was supported by College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

T. Losuwan and C. Warisarn are with the College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. (phone: +668-6997-1001; fax: +662-329-8362; e-mail: kwchanon@kmitl.ac.th).

L. M. Myint is with the School of Information Technology, Shinawatra University, Pathumthani, Thailand (e-mail: lin@siu.ac.th).

P. Supnithi is with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand. (e-mail: ksuporn@kmitl.ac.th).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

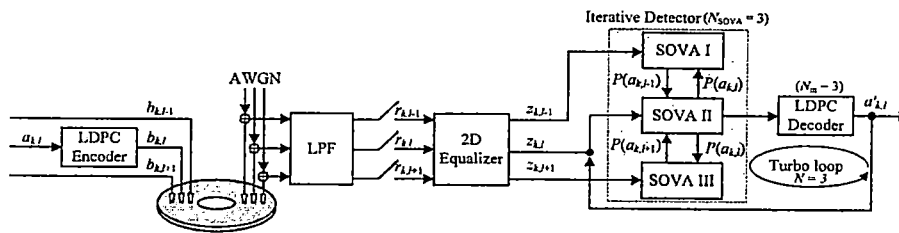


Fig. 1 A TDMR channel model.

### III. PROPOSED METHOD

In practice, a conventional 2D-SOVA detector [5] does not directly exchange soft information with adjacent detectors. In this paper, we propose an iterative detection, which consists of three 2D-SOVA detectors, one for each track. The basic idea is SOVA II (center track) would have the highest performance since the sidetrack information is known. Therefore, *a priori* probability from the sidetracks will improve the reliability of the center track. At the first iteration, these three detectors will exchange soft information among them for a pre-determined round before sending soft information to the LDPC decoder. The details on the proposed iterative decoding scheme are shown in Fig. 2.

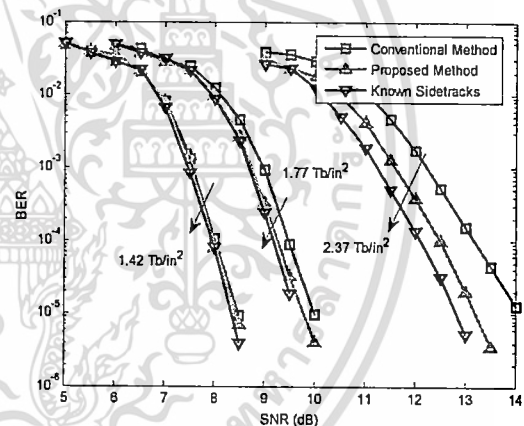
**Turbo loop ( $N=3$ )**  
**SOVA loop ( $N_{SOVA}=3$ )**  
 1<sup>st</sup> iteration: After receiving the readback sequences  $(z_{k,j-1}, z_{k,j}, z_{k,j+1})$  from three tracks, all SOVA detectors generate the first log-likelihood ratio (LLR) sequences without using *a priori* probability (assumed to be zero).  
 2<sup>nd</sup> iteration: SOVA I and SOVA III perform the second LLR sequence with the assistance from *a priori* probability obtained from SOVA II (during the first iteration) and themselves.  
 3<sup>rd</sup> iteration: SOVA II performs the LLR sequence using *a priori* probability obtained from SOVA I, SOVA III and itself, and then send it to the decoder.  
**End**  
**LDPC loop ( $N_{in}=3$ )**  
 LDPC decoder performs the sum product algorithm using only soft information obtained from SOVA II.  
**End**  
**End**

Fig. 2 The proposed iterative decoding scheme.

### IV. NUMERICAL RESULTS

We consider a rate 0.89 coded systems in which each block of 3638 message bits is encoded with an LDPC encoder, resulting in a coded block sector with the length of 4066 bits. The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as  $20\log_{10}(A/\sigma)$ , where  $A$  is the saturation level of an isolated pulse [4], and  $\sigma$  is the standard deviation of AWGN. Each BER point is computed using as many data sectors as needed to collect 500 error bits, whereas the equalizer is designed using only one data sector. Figure 3 shows the BER performance comparison of three detection methods as a function of SNRs, where

“Conventional Method,” is the conventional 2D-SOVA detector which unknown sidetracks, “Proposed Method,” the proposed iteration schemes and “Known Sidetracks” is the baseline scheme that sidetracks were assumed known, respectively. At the areal density  $1.42 \text{ Tb/in}^2$ , it is apparent that the all schemes are not different because the ITI level is not high. However, when the areal density is increased to  $1.77 \text{ Tb/in}^2$ , the proposed scheme performs close the Known Sidetracks and slightly better than the Conventional Method. At the higher areal density ( $2.37 \text{ Tb/in}^2$ ), it clears that the proposed scheme provides better performance than the conventional scheme.

Fig. 3 BER performance of different schemes at  $1.42 \text{ Tb/in}^2$ ,  $1.77 \text{ Tb/in}^2$ , and  $2.37 \text{ Tb/in}^2$ .

### REFERENCES

- [1] Wood R., Williams M., Kavcic A., and Miles J., “The feasibility of magnetic recording at 10 terabits per square inch on conventional media,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 2, pp. 917–923, Feb. 2009.
- [2] Shiroishi, Y., K. Fukuda, I. Tagawa, H. Iwasaki, S. Takenoiri, H. Tanaka, H. Mutoh, N. Yoshikawa, “Future Options for HDD Storage,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3816–3822, Oct. 2009.
- [3] M. Fujii and N. Shinohara, “Multi-track iterative ITI canceller forshingled,” in *Proc. Int. Symp. Commun. Inf. Technol.*, Oct. 2010, pp.1062–1067.
- [4] Yamashita M., Osawa H., Okamoto Y., Nakamura Y., Suzuki Y., Miura K., and Muraoka H., “Read/Write Channel Modeling and Two-Dimensional Neural Network Equalization for Two-Dimensional Magnetic Recording,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3558–3561, Oct. 2011.
- [5] Chang W. and Cruz J. R., “Inter-Track Interference Mitigation for Bit-Patterned Magnetic Recording,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 11, pp. 3899–3908, Nov. 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

4–8 November 2013  
Denver, Colorado

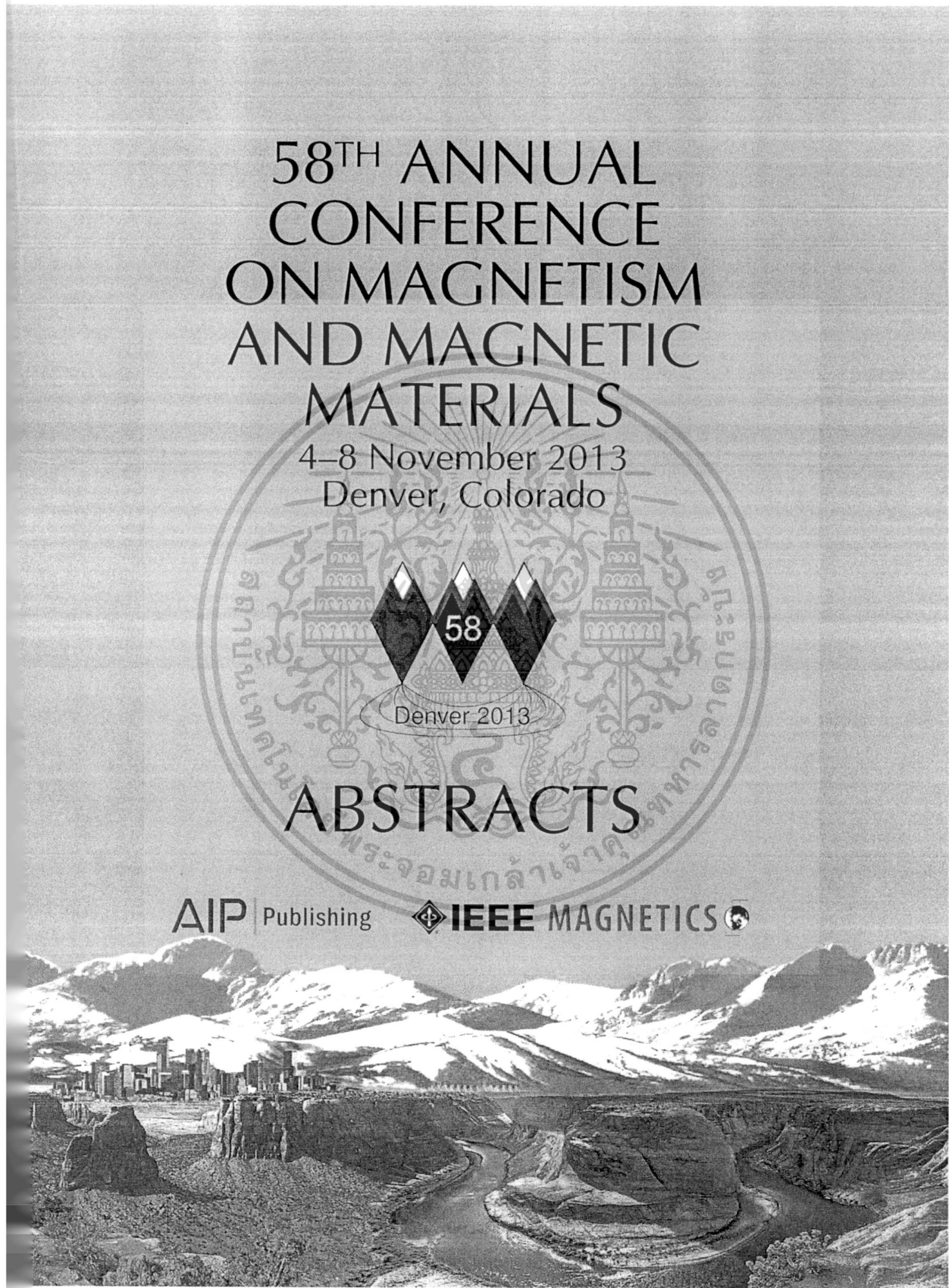


## ABSTRACTS

AIP Publishing



IEEE MAGNETICS



FRIDAY MORNING, 8 NOVEMBER 2013

PLAZA BALLROOM A, 9:30 TO 12:30

**Session GW**  
**MAGNETIC RECORDING - MODELING**  
**(POSTER SESSION)**  
 Thomas Schrefl, Chair

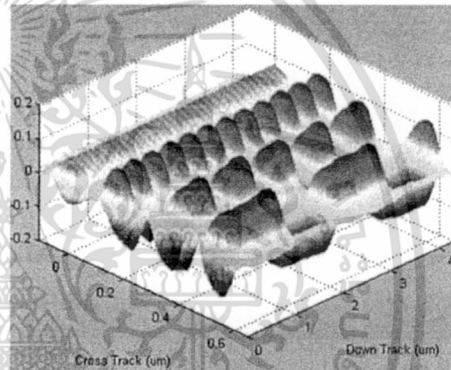
**CONTRIBUTED PAPERS**

**GW-01. Three-Dimensional Transition Characterization in Perpendicular and Shingled Recording.** E.E. Lin<sup>1</sup> and X. Wu<sup>1</sup> *1. Western Digital, Fremont, CA*

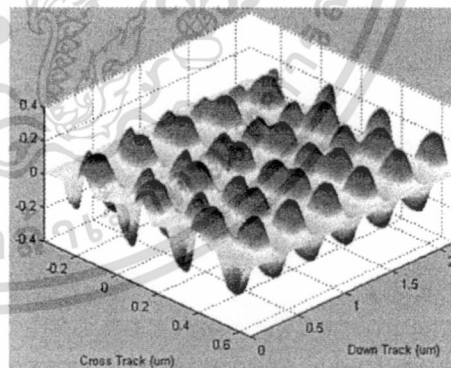
In perpendicular recording, narrower transition width in the down-track direction, less transition curvature in the cross-track direction, and higher transition amplitude in the vertical direction are the enablers of the higher bit density and higher track density recording. Characterizing transition shape in three dimensions is helpful for evaluating and improving head and medium designs for high areal density recording. This paper introduces some three-dimensional transition shape visualizations for both perpendicular recording and shingled recording. The transition shapes of two head designs were characterized with different write frequency and track pitch. The transition width change in the cross-track direction for both perpendicular recording and shingled recording was characterized. In shingled recording, transition occurs not only between adjacent bits in the same track, but also between adjacent bits in the adjacent tracks. The signal amplitude of the shingled track is reduced and the side reading on the adjacent tracks increases due to the lack of guarding gap between two tracks. The different polarity, length, and down-track position shift of the two adjacent bits in adjacent tracks lead to various transition distortions. Measured by reader, the transition shape is decided not only by the intrinsic properties of writer, reader, and medium but also by the test conditions such as write frequency, fly height, write current, and track pitch. Some typical transition shapes were characterized. A simplified transition model based on the published models and the experimental data was introduced. The model was then used to explain the experimental phenomena on how the transition width changes up and down with the decrease of write frequency, why the transition width and curvature increase with the decrease of signal amplitude, and how transition width changes in the cross-track direction. Finally, a new transition width measurement method based on time-domain peak detection and frequency-domain harmonics ratio was proposed. The measurement method was used to further verify the simplified transition model.

1. Mallery, Michael L.; Beaugard, R.; Benekli, M.; Torabi, A.F.; Marshall, Steven B., Measurement of transition shape, width, and total magnetic spacing, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 40, Issue: 4, Part: 2; Publication Year: 2004, Page(s): 2567 – 2569 2. Todd, R.M.; Enfeng Jiang; Galbraith, R.L.; Cruz, J.R.; Wood, R.W., Two-Dimensional Voronoi-Based Model and Detection for Shingled Magnetic Recording, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 48, Issue: 11; Publication Year: 2012, Page(s): 4594 – 4597 3. Harada, K.; Tomizawa, Y.; Takeo, A.; Yamada, Y.; Kashiwagi, K. Yoshida, K., A study on read-back signal generation modeling for shingled-write magnetic recording from experimental results, 2012 International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA); Publication Year: 2012, Page(s): 26 – 30 4. Haratsch, E.F.; Mathew, G.; JongSeung Park; Ming Jin; Worrell, K.J.; Yuan Xing Lee, Intertrack Interference Cancellation for Shingled Magnetic Recording, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 47, Issue: 10; Publication Year: 2011, Page(s): 3698 – 3703 5. Hashimoto, M.; Salo, M.; Ikeda, Y.; Moser, A.; Wood, R.; Muraoka, H., Analysis of Written Transition Curvature in Perpendicular Magnetic Recording From Spin-Stand Testing, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 43, Issue: 7; Publication Year: 2007, Page(s): 3315 – 3319 6. Chungang Tseng; Hurben, M.J.; Sandler, G.M.; Saunders, D.A.; Fernandez-deastro, J.J., Transition Curvature and Transition Broadening Analysis Using the Spin-Stand Imaging Technique, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol-

ume: 47, Issue: 10; Publication Year: 2011, Page(s): 2974 – 2976 7. Zhi-Min Yuan; Chun Lian Ong; Shiming Ang; Bo Liu; Siang Huei Leong; Ming-sheng Zhang, Writer Footprint Measurement on Spinstand and Media Transition Curvature Characteristics, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 48, Issue: 5, Part: 1; Publication Year: 2012, Page(s): 1738 – 1743 8. Nakamura, Y., Analytical model for estimation of isolated transition width in perpendicular magnetic recording, *Journal of Applied Physics*; Volume: 87, Issue: 9; Publication Year: 2000, Page(s): 4993 – 4995



PMR Transitions vs. Frequency



SMR Transitions vs. Track Pitch

**GW-02. An Iterative Inter-Track Interference Mitigation Technique for Two-Dimensional Magnetic Recording Systems.** C. Warisarn<sup>1</sup>, T. Losuwan<sup>1</sup>, P. Supnithi<sup>1,2</sup> and P. Kovintavewat<sup>3</sup> *1. College of Data Storage Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand; 2. Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand; 3. Nakhon Pathom Rajabhat University, Bangkok, Thailand*

Two-dimensional magnetic recording (TDMR) is one of the promising technologies to achieve a storage capacity of 10 Tb/in<sup>2</sup> [1]. At high recording densities, the readback signal is inevitably corrupted by two-dimensional (2D) interference consisting of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI), which can significantly degrade the overall system performance. Consider the TDMR channel based on a discrete Voronoi model

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[2], where we propose an iterative ITI mitigation technique to combat the severe 2D interference, as shown in Fig. 1. An input sequence  $u_k$  is encoded by an LDPC code and is split into three data tracks. The readback signal corrupted by AWGN is fed to a 2D equalizer [3] before sending each output to each 2D-SOVA detector. Unlike a partial ITI mitigation method (PIMM) [4], the 2D-SOVA detectors exchange soft information among them for  $N_{\text{SOVA}}$  times before passing the refined soft information to an LDPC decoder (with  $N_{\text{LDPC}}$  iterations) so as to output the LLR of  $u_k$ . Then, the LLR is split into three sequences before feeding them back to each 2D-SOVA detector for next turbo iterations ( $N_{\text{TURBO}}$ ). Specifically, at the 1<sup>st</sup> iteration, all 2D-SOVA detectors utilize only the equalizer outputs to produce the LLR  $\{\lambda_i\}$  without *a priori* information. Nonetheless, at the 2<sup>nd</sup> iteration onwards, the center 2D-SOVA detector additionally exploits *a priori* information from both side-tracks (i.e.,  $\lambda_{up}$  and  $\lambda_{low}$ ), whereas the upper and the lower 2D-SOVA detectors additionally utilize *a priori* information from the center 2D-SOVA detector (i.e.,  $\lambda_{cn}$ ). Fig. 2 compares the performance of different schemes at 4.6364 Tb/in<sup>2</sup> with  $N_{\text{SOVA}} = 3$  and  $N_{\text{LDPC}} = 10$ . Clearly, the proposed scheme with  $N_{\text{TURBO}} = 4$  can perform better than the PIMM with  $N_{\text{TURBO}} = 12$  by 1 dB at sector-error rate (SER) =  $10^{-3}$ . Note that all advantage gained by the proposed scheme must be balanced against the increased complexity.

[1] R. Wood, M. Williams, A. Kavcic, and J. Miles, "The feasibility of magnetic recording at 10 terabits per square inch on conventional media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 2, pp. 917–923, Feb. 2009. [2] M. Yamashita, H. Osawa, Y. Okamoto, Y. Nakamura, Y. Suzuki, K. Miura, H. Muraoka, "Read/Write Channel Modeling and Two-Dimensional Neural Network Equalization for Two-Dimensional Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3558–3561, Oct. 2011. [3] S. Karakulak, P. H. Siegel, J. K. Wolf, and H. N. Bertram, "Joint-Track Equalization and Detection for Bit Patterned Media Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 9, pp. 3639–3647, Sep. 2010. [4] L. M. M. Lynt, P. Supnithi, P. Tantaswadi, "An Inter-Track Interference Mitigation Technique Using Partial ITI Estimate in Patterned Media Storage," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3691–3694, Oct. 2009.

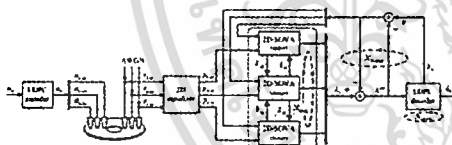


Fig. 1 A TDMR channel model with the proposed iterative ITI mitigation technique.

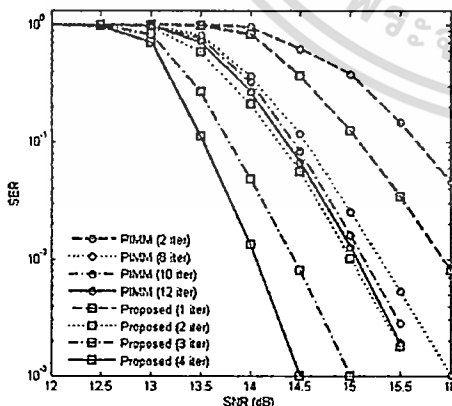
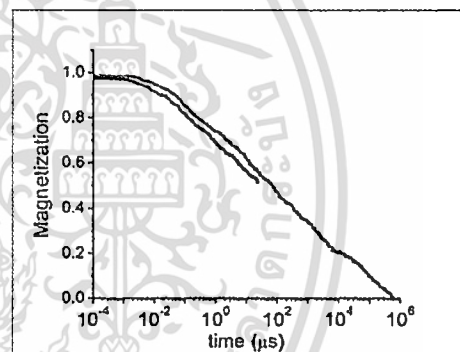


Fig. 2 Sector-error rate (SER) performance of different schemes at an areal density of 4.6364 Tb/in<sup>2</sup>.

GW-03. A kinetic Monte Carlo approach to modeling thermal decay in perpendicular recording media. T. Fal<sup>1</sup>, M.L. Plumer<sup>1</sup>, J.P. Whitehead<sup>1</sup>, J.I. Mercer<sup>1</sup>, M.D. Leblanc<sup>1</sup>, J. Ek<sup>2</sup> and K. Srinivasan<sup>2</sup>. *1. Physics, Memorial University, St. John's, NF, Canada; 2. Western Digital, Longmont, CO*

A procedure is developed to study the evolution of high anisotropy magnetic recording media due to thermally activated grain reversal [1]. Single-domain grains evolve by passing through a sequence of relatively long-lived metastable states punctuated by abrupt reversals. Solutions to the rate equations are obtained using a stochastic integration procedure that calculates the time between successive reversals. Transition rates are formulated from the Arrhenius-Neel expression in terms of the material parameters, the temperature and the applied field. The method is applied to study the rate dependence of finite temperature MH loops and the thermal degradation of a recorded bit pattern in perpendicular recording media. A significant advantage of the method is its ability to extend simulations over time intervals many orders of magnitude greater than is feasible using standard micromagnetics with relatively modest computational effort. In addition to single layer calculations, results for dual layer exchange coupled media have been produced [2].

[1] T.J. Fal, J.I. Mercer, M.D. Leblanc, J.P. Whitehead, M.L. Plumer, and J. van Ek, *Phys. Rev. B*, 87, 064405 (2013). [2] T.J. Fal, M.L. Plumer, J.P. Whitehead, J.I. Mercer, J. van Ek, and K. Srinivasan, *Appl. Phys. Lett.* 102, 202404 (2013).



Comparison of kinetic Monte Carlo simulation and typical LLG simulation. Calculations for single layer, granular recording media. kMC shows good agreement with LLG, but spans 6 orders of magnitude greater time evolution with only a fraction of the computational time (minutes instead of days).

GW-04. Study of Skew Angle Effects in a TDMR System. M. Elidrissi<sup>1</sup>, K. Chan<sup>1</sup>, S.J. Greaves<sup>2</sup>, Y. Kanai<sup>3</sup> and H. Muraoka<sup>2</sup>. *1. Drive Systems and Technologies Division, Data Storage Institute, Agency for Science, Technology And Research, Singapore, Singapore; 2. RIEC, Tohoku University, Sendai, Miyagi, Japan; 3. Niigata Institute of Technology, Kashiwazaki, Niigata, Japan*

Two Dimensional Magnetic Recording (TDMR) [1] is a new recording scheme proposed to extend the densities of the current granular magnetic recording technology. TDMR combines with Shingled Magnetic Recording (SMR) that is currently being implemented by the recording industry. Current TDMR research efforts include the design of 2/3 reader head structures, which generate 2 or 3 tracks of readback with each pass of the head. The skew angle of a 2/3 reader head poses 2 major challenges, increased adjacent track erasure [2] during writing, and increased 2D-inter-symbol interference (2D-ISI) due to rotated reader sensitivity profile and reduced reader pitch during readback. In this work, we run micromagnetics simulations at different skew angles to train the grain flipping probability (GFP) model [3], and then evaluate uncoded/coded channel error rate performances at skew. In particular, we investigate the performance degradation caused by skew, of the 2/3 reader head. The performance of the 2/3 reader head is investigated in two different modes. The first mode is the TDMR mode, where 2 or 3 tracks are detected simultaneously. The second mode is the SMR mode, where a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายชนะศักดิ์ โลห่สุวรรณ  
วันเดือนปีเกิด 10 พฤศจิกายน พ.ศ. 2525  
วุฒิการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2549

ความชำนาญ การตรวจหาในระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสำหรับสื่อบันทึกเชิงแม่เหล็ก  
(Hard Disk Drive)

### ประสบการณ์ทำงาน

2549-2552 วิศวกร ฝ่ายพัฒนาผลิตภัณฑ์ บริษัท พูจิตสี(ประเทศไทย) จำกัด  
2552-2555 วิศวกร ฝ่ายพัฒนาผลิตภัณฑ์ บริษัทโตชิบา สตอเรจ ดีไวส์ (ประเทศไทย) จำกัด  
2555-2556 วิศวกร ฝ่ายพัฒนาผลิตภัณฑ์ บริษัท ฟานาโซนิก อินดัสเตรียล ดีไวซ์ (ประเทศไทย)  
จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้