สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

การศึกษาการออกแบบอีควอไลเซอร์และดีเทคเตอร์ สำหรับการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ

A Study of Equalizer and Detector Designing for Two-Dimensional Magnetic Recording (TDMR)

นายอรรถสิทธิ์ อารยางกูร
ดร. ชานนท์ วริสาร

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณเงินรายได้ ประจำปีงบประมาณ 2555
วิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

RCH
03665
2555

12626582

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาหมู่.....
เลขทะเบียน 137331
รับเมื่อวัน ที่ 22 มิ.ย. 2558

ชื่อโครงการ (ภาษาไทย) :

การศึกษาการออกแบบอีควอไลเซอร์และดีเทคเตอร์สำหรับการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติ

แหล่งเงิน :งบประมาณ เงินรายได้

ประจำปีงบประมาณ 2555 จำนวนเงินที่ได้รับการสนับสนุน 150,000 บาท

ระยะเวลาทำการวิจัย 1 ปี ตั้งแต่ 1 ตุลาคม 2554 ถึง 30 กันยายน 2555

ชื่อ-สกุล หัวหน้าโครงการ และผู้ร่วมโครงการวิจัย พร้อมระบุ หน่วยงานต้นสังกัด

หัวหน้าโครงการ : ดร. ชานนท์ วริสาร อาจารย์ประจำวิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล

ผู้ร่วมโครงการ: นายอรรถสิทธิ์ อารยางกูร

บทคัดย่อ

เพื่อให้ตามทันความต้องการความต้องการที่เพิ่มขึ้นในด้านความจุของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก พื้นที่บิทข้อมูลทั้งในแนวตามแทรคและขวางแทรคจึงถูกลดซึ่งทำให้เพิ่มความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติ (2D interference) ทางหนึ่งที่จะช่วยลดการแทรกสอดสองมิตินี้คือการประยุกต์ใช้แบบแผนการเข้ารหัส (2D coding scheme) กับลำดับข้อมูลก่อนการบันทึก อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ต้องการบินที่เพิ่มเข้ามา (Redundant bits) จำนวนมากทำให้อัตราการเข้ารหัส (Code rate) ลดลง ดังนั้นเราจึงนำเสนอ วิธีการเข้ารหัสสองมิติรูปแบบใหม่ที่เรียกว่าวิธีการจัดรูปแบบบิทข้อมูลก่อนการบันทึก (Multitrack recorded bit patterning scheme: M-RBP) เพื่อลดผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติที่ซึ่งไม่ต้องมีการเพิ่มบิทเกินเข้าไปในข้อมูลโดยอาศัยความช่วยเหลือของหน่วยความจำเพิ่มเติม (Additional buffer memory) วิธีการนี้เราสามารถแบ่งข้อมูลออกเป็นหลายแทรคต่อจากนั้นเราจะทำการเลื่อนแต่ละแทรคแบบวงกลมเพื่อหารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดซึ่งมีผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติน้อยที่สุดในสัญญาณอ่านกลับ ผลลัพธ์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถพัฒนาประสิทธิภาพของระบบการบันทึกข้อมูลอย่างเห็นได้ชัด โดยเปรียบเทียบกับระบบแบบดั้งเดิมซึ่งไม่มีการเข้ารหัสข้อมูล โดยเฉพาะเมื่อความจุของการบันทึกข้อมูลและ/หรือความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลเพิ่มสูงขึ้น

คำสำคัญ : Bit-patterned media recording, position jitter noise, recording-bit patterning, two-dimensional equalization

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Research Title: A Study of Equalizer and Detector Designing for Two-Dimensional Magnetic Recording (TDMR)

Researcher: Dr. Chanon Warisarn and Mr. Auttasit Arrayanggool

Faculty: College of Data Storage Innovation **Department:**

ABSTRACT

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

Keywords : Bit-patterned media recording, position jitter noise, recording-bit patterning, two-dimensional equalization

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับเงินงบประมาณสนับสนุนภายใต้ทุนโครงการวิจัยเงินรายได้ รหัสทุน 2555-02-10002 จากวิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

นายอรรถสิทธิ์ อารยางกูร
ดร. ชานนท์ วริสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญตาราง V

สารบัญภาพ VI

บทที่ 1 บทนำ 1

บทที่ 2 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก 3

บทที่ 3 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ 10

บทที่ 4 การแทรกสอดสองมิติ 16

บทที่ 5 แบบแผนในการจัดรูปแบบข้อมูลสองมิติ 30

บทที่ 6 วิธีการจัดรูปแบบบิทข้อมูลก่อนการบันทึก 35

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 48

บรรณานุกรม/เอกสารอ้างอิง 49

ภาคผนวก 51

ประวัตินักวิจัย 52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

6.1 รูปแบบข้อมูลแบบหักล้าง 39
6.2 ความซับซ้อนและอัตรารหัสเทียบกับขนาดของช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่งเมื่อความยาวแทรกเป็น 1344 43
6.3 ตัวอย่างค่าน้ำหนัก 44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่ หน้า

2.1 โครงสร้างของสื่อบันทึกข้อมูลของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก 3

2.2 โครงสร้างของหัวอ่านแบบ MR และเกาะแม่เหล็ก 4

2.3 ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติของกลุ่มแม่เหล็ก 6

3.1 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ 10

3.2 องค์ประกอบของโมเดลสื่อบันทึกแบบโวโรนอยไม่ต่อเนื่อง 11

3.3 การวางจุดเคอเนล 11

3.4 วิธีการของลอยด์ 12

3.5 การหาจุดเซนทรอยด์ (cx,cy) 12

3.6 การตัดพิกเซลที่เหลืออยู่ 13

3.7 รูปแบบการใส่สถานะแม่เหล็ก (Magnetization) ที่ถูกเขียนโดยการสุ่ม 13

3.8 Weights Matrix และ Sensitivity Function 15

4.1 การแทรกสอดสองมิติ 16

4.2 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชู้ทในแต่ละกรณี 17

4.3 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่ไม่มีโอเวอร์ชู้ทในแต่ละกรณี 18

4.4 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับของโวโรนอยโมเดลแบบไม่ต่อเนื่องในแต่ละกรณี 19

4.5 การออกแบบอีควอไลเซอร์ 20

4.6 ประสิทธิภาพในรูป BER ของระบบที่ใช้ทาร์เกตต่างๆที่ ND = 2 24

4.7 ประสิทธิภาพในรูป BER ของระบบที่ใช้ทาร์เกตต่างๆที่ $ND = 2.5$ 24

4.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เกตแบบต่างๆ 25

4.9 การออกแบบอีควอไลเซอร์สองมิติ 25

4.10 ตัวอย่างการออกแบบวงจร ตรวจหาวีเทอร์บิ 27

4.11 ตัวอย่างการทำงานของวงจรตรวจหาวีเทอร์บิ 28

4.12 การออกแบบวงจรตรวจหาวีเทอร์บิสองมิติ 29

5.1 แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส 7/9 30

5.2 ประสิทธิภาพของแบบแผนการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส 7/9 31

5.3 แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติของ Shao 32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.4 ประสิทธิภาพของแบบแผนการเข้ารหัสสองมิติของ Shao	34
6.1 ภาพรวมของระบบ	36
6.2 วิธีการอาร์บีพีที่นำเสนอ	39
6.3 ประสิทธิภาพด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 เปอร์เซนต์	41
6.4 ประสิทธิภาพด้านเอสเอ็นอาร์กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่BER 10^{-4}	41
6.5 ประสิทธิภาพด้านความซับซ้อนและอัตรารหัสเมื่อ 1 แทรกมีขนาด 1344 บิท	42
6.6 ผลการเปรียบเทียบ 3 วิธีการในการหาค่าน้ำหนักสะสม	45
6.7 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2 และ 3 Tb/in^2	45
6.8 ประสิทธิภาพด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 เปอร์เซนต์	46
6.9 ประสิทธิภาพด้านเอสเอ็นอาร์กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่BER 10^{-4}	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

เพื่อให้ก้าวทันความต้องการของการใช้พื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในปัจจุบัน ดังนั้นความหนาแน่นการบันทึกข้อมูล (recording density) จำเป็นต้องถูกทำให้เพิ่มมากขึ้นเพื่อรองรับความต้องการดังกล่าวในอนาคต ระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก(bit-patterned magnetic recording : BPMR) ในบทที่ 2 และ การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติในบทที่ 3 คือเทคโนโลยีที่เป็นไปได้สำหรับฮาร์ดดิสค์ไดร์ฟในยุคต่อไป ที่คาดหวังว่าจะสามารถเพิ่มความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลได้สูงสุดถึง 4 เทราบิตต่อตารางนิ้ว (Tb/in2) (1) ด้วยความหนาแน่นการบันทึกข้อมูลที่สูงขึ้นจึงส่งผลให้ระยะห่างระหว่างเกาะข้อมูล (bit island) ทั้งในทิศทางขวางแทรคและตามแนวแทรคยิ่งใกล้กันมากขึ้น ดังนั้นสิ่งหนึ่งที่จะเกิดขึ้นนั่นก็คือการแทรกสอดสองมิติ ตามรายละเอียดในบทที่ 4 ซึ่งประกอบไปด้วยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference : ISI) และการแทรกสอดระหว่างแทรค (inter-track interference : ITI) โดยผลกระทบของทั้งสองเหตุการณ์นี้ส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบการบันทึกข้อมูลลดลงอย่างชัดเจน โดยทั่วไปผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติสามารถเป็นไปได้ทั้งแบบส่งเสริม (constructive) และแบบลดทอน (destructive) ซึ่งทั้งสองกรณีสามารถตรวจสอบได้โดยการสังเกตจากรูปแบบคลื่นสัญญาณอ่านกลับ (readback signal waveform) เทียบกับบิตข้อมูลที่ถูกบันทึก ในรายงานการวิจัยนี้เราเน้นพิจารณาสัญญาณอ่านกลับที่ปราศจากโอเวอร์ชูต (over shoot) เราได้แสดงเห็นว่าในกรณีที่บิตข้อมูลถูกบันทึกลงไปโดยไม่มีบิตใดๆบันทึกล้อมรอบบิตนั้นจะเป็นมาตรฐานในการตัดสินผลของการแทรกสอดว่าเป็นแบบใด ซึ่งเราเรียกกรณีนี้ว่า “บิตข้อมูลเดี่ยว” ซึ่งบิตข้อมูลเดี่ยวนี้จะถูกนำมาเป็นตัวแบ่งแยกระหว่างกรณีการแทรกสอดแบบส่งเสริมและกรณีแทรกสอดแบบลดทอน ในกรณีที่เกิดการแทรกสอดสองมิติแบบส่งเสริมนั้นค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลางจะมีระดับที่เพิ่มสูงขึ้น (มากกว่าในกรณีที่เป็นบิตข้อมูลเดี่ยว) เช่นในกรณีที่บิตข้อมูล ‘1’ ถูกล้อมรอบด้วยบิตข้อมูล ‘1’ ซึ่งกรณีนี้ถือได้ว่าเป็นกรณีที่ดีที่สุด ในขณะเดียวกันเมื่อบิตข้อมูล ‘1’ ถูกล้อมรอบด้วยบิต ‘-1’ จะสังเกตเห็นว่าค่าแอมพลิจูดของบิตกลางจะลดต่ำลง เราเรียกเหตุการณ์เช่นนี้ว่าการแทรกสอดสองมิติที่แบบลดทอนซึ่งเป็นสิ่งที่ควรหลีกเลี่ยง เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอน ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ตามบทที่ 5 ได้มีการนำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติ ที่มีอัตรารหัส 7/9 โดยรหัสสองมิตินี้ได้ถูกออกแบบเพื่อหลีกเลี่ยงบางกรณีที่ก่อให้เกิดการแทรกสอดแบบลดทอนด้วยวิธีการแทรกบิตเกินลงไปในตำแหน่งที่ระบุเอาไว้ในอาร์เรย์ขนาด 3×3 แต่เนื่องด้วยวิธีการเข้ารหัสนี้ต้องแลกมาด้วยบิตเกินที่ไม่มีความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาด ดังนั้น Shao และคณะได้นำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติแบบใหม่ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

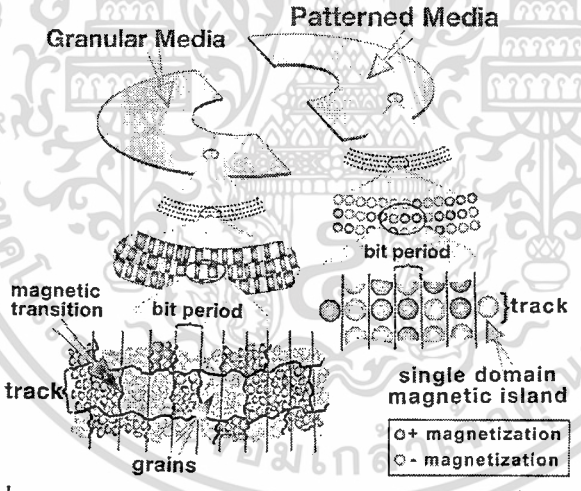
สื่อบันทึกที่มีโอเวอร์ชูตที่อัตรารหัส 5/6 ซึ่งมีจำนวนบิตเกินที่ต่ำกว่าและมีประสิทธิภาพที่ดีกว่ารหัสสองมิติที่ได้นำเสนอก่อนหน้า อย่างไรก็ตามรายงานการวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีที่พิจารณาระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกที่ปราศจากโอเวอร์ชูต และการเข้ารหัสสองมิติแบบใหม่ ยกตัวอย่างเช่นวิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึก (recorded-bit patterning: RBP) อย่างง่ายได้ถูกนำเสนอด้วยอัตรารหัสสูงกว่าเพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอนซึ่งถูกนำเสนอให้ใช้งานร่วมกับแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ 3 แทรคโดยมีการ์ดแบนด์ (guard band) คั่นระหว่างแทรค นอกจากนั้นรายงานการวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการจัดรูปแบบบิตข้อมูลก่อนการบันทึกแบบหลายแทรค (a multi-tracks recorded-bit patterning: M-RBP) ซึ่งจะใช้งานบนแบบจำลองช่องสัญญาณหลายแทรคที่ไม่มีการการ์ดแบนด์คั่นระหว่างแทรคซึ่งเป็นการเพิ่มความจุในการบันทึกข้อมูลอีกทางหนึ่ง ด้วยวิธีการหมุน (rotate) หรือการเลื่อน (shift) ข้อมูลแบบวน (circular shift) เพื่อหารูปแบบบิตข้อมูลที่ดีที่สุดที่ไม่ก่อให้เกิดการแทรกสอดสองมิติแบบลดทอน ด้วยการช่วยเหลือจากตารางข้อมูล (look-up table) ก่อนจะบันทึกข้อมูลที่มีรูปแบบข้อมูลที่เหมาะสมลงบนสื่อบันทึกข้อมูลต่อไป รายงานการวิจัยนี้จึงได้อธิบายแบบจำลองช่องสัญญาณของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อแบบหลายแทรค ซึ่งรายละเอียดจะอยู่ในบทที่ 6 และในบทที่ 7 เป็นการสรุปรายงานการวิจัยนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก (bit-patterned media recording: BPMR)

ในปัจจุบันการบันทึกข้อมูลแม่เหล็ก (magnetic recording) มีความต้องการในการเพิ่มปริมาณความจุให้มากขึ้นและหลีกเลี่ยงผลกระทบของซุปเปอร์พาราเมกเนติก (super-paramagnetic) ที่เป็นอุปสรรคต่อความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (areal density) ในการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (perpendicular magnetic recording) ผู้พัฒนาจึงได้พยายามพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อเพิ่มความจุสำหรับการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ให้เพิ่มความจุได้มากกว่า 1 เทราบิทต่อตารางนิ้ว (Tb/in^2) เทคโนโลยีการการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก (bit-patterned media recording: BPMR) เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่มีจุดประสงค์ในการเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟ ดังที่แสดงในภาพที่ 2.1 โครงสร้างของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกมีการจัดสรรพื้นที่สำหรับเก็บบิทข้อมูล (bit area) ที่มีรูปแบบเป็นเกาะแม่เหล็ก (magnetic island) ที่แน่นอนโดยมีขนาดเป็นนาโนเมตร (nano-meter) [1]



ภาพที่ 2.1 โครงสร้างของสื่อบันทึกข้อมูลของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก

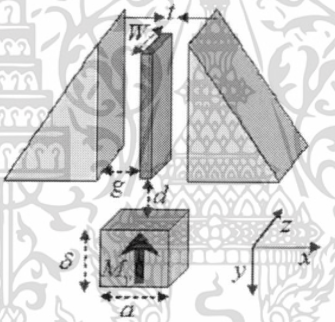
ในกระบวนการอ่านข้อมูล หัวอ่านจะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็ก ณ ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนสถานะภาพความเป็นแม่เหล็ก ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณพัลส์แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวด ตามกฎของฟาราเดย์ (Faraday's law) ซึ่งหัวอ่านจะให้แรงดันไฟฟ้า คือ $V = -N\frac{d\phi}{dt}$ โดยที่ N คือ จำนวนขดลวด ϕ คือ ฟลักซ์สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในแบบจำลองผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติที่ใช้หัวอ่านแบบ MR (magneto-resistive) แรงดันไฟฟ้าอ่านกลับจะเป็นสัดส่วนกับฟลักซ์สัญญาณ ณ บริเวณพื้นผิวของ ABS (air-bearing surface) เขียนสมการได้ดังนี้ [2]

$$V_{MR}(x,y) = C\varnothing(x,z)$$

ภาพที่ 2.2 แสดงโครงสร้างหัวอ่านแบบ MR และเกาะแม่เหล็กแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส เมื่อ V_{MR} คือ แรงดันไฟฟ้าอ่านกลับ, C คือ ค่าคงที่, $\varnothing$ คือ ฟลักซ์แม่เหล็ก และ a คือ ความยาวของเกาะแม่เหล็ก, δ คือ ความสูงของเกาะแม่เหล็ก, d คือ ระยะการบินของหัวอ่าน, g คือ ความกว้างของช่องว่างระหว่างฉนวนและชิ้นส่วนของหัวอ่าน MR, t คือ ความหนาแน่นของชิ้นส่วนหัวอ่าน MR และ W คือ ความกว้างของชิ้นส่วนหัวอ่าน MR



ภาพที่ 2.2 โครงสร้างของหัวอ่านแบบ MR และเกาะแม่เหล็ก

หลักการตอบสนองฟลักซ์สัญญาณสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

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

เมื่อ μ_0 คือ สภาพซึมผ่านได้ของชิองว่างอิสระ (free space), i คือ กระแสในขดลวดจินตภาพ, H_y คือ สนามแม่เหล็กหัวอ่านที่เกิดจากขดลวดจินตภาพ, $M_y(x,y,z)$ คือ สภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึก (media magnetization), y คือ ทิศทางในแนวตั้งฉากกับสื่อบันทึก ดังนั้นสภาพความเป็นแม่เหล็กแบบแนวตั้ง การอินทิกรัลผลตอบสนองสามารถแสดงได้ในรูปศักย์สนามแม่เหล็ก คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ศักย์แม่เหล็กที่พิกัด (x,y,z) เหนือพื้นผิวของหัวอ่านมีค่าเท่ากับ

$$\psi(x,y,z)=\frac{y}{2\pi}\int_{-\alpha}^{\alpha}\int_{-\alpha}^{\alpha}\frac{\psi(x',y')}{\left[\left(x-x'\right)^2+y^2+\left(z-z'\right)^2\right]^{3/2}}dx'dy'$$

เมื่อ ψ คือ ศักย์แม่เหล็กบนพื้นผิวของหัวอ่าน โดยที่ศักย์แม่เหล็กบนพื้นผิวสำหรับครึ่งหนึ่งของความกว้างของ MR สามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$\psi_s^{half}=1-\left(\frac{1}{\pi}\right)\arctan\left(\frac{\sqrt{2}\sqrt{K-1+\exp\left(\frac{2\pi z}{\overline{g}}\right)\cos\left(\frac{2\pi x}{\overline{g}}\right)}}{1-K}\right)$$

$$\text{เมื่อ } K=\sqrt{1-2\exp\left(\frac{2\pi z}{\overline{g}}\right)\cos\left(\frac{2\pi z}{\overline{g}}\right)+\exp\left(\frac{4\pi z}{\overline{g}}\right)}$$

เมื่อ $\overline{g}$ คือ ระยะห่างระหว่างฉนวนทั้งสอง กรณีนี้จะได้ว่า $\overline{g}=2g$ หาค่า ψ_s^{half} จากสมการสำหรับ $-\overline{g}/2\le x\le\overline{g}/2$ และ $-W/2\le z\le W/2$ โดยค่า ψ_s^{half} ที่ได้เป็นเพียงครึ่งหนึ่งของ ψ_s ในสมการ ถ้าจำลอง SUL (soft magnetic under-layer) ของสื่อบันทึกเป็นแบบสมบูรณ์ที่มีความหนาแน่นเป็นค่าอนันต์ให้หัวอ่านมีภาพสมบูรณ์จะได้ฟังก์ชั่นความไวรวมประกอบด้วยฟังก์ชั่นความไวของหัวอ่าน MR ที่พื้นที่ผิวของ ABS เขียนสมการได้ดังนี้

$$\varnothing(x,y)=\frac{\mu_0}{i}\int_{-\alpha}^{\alpha}\int_{d}^{d+\delta}\int_{-\alpha}^{\alpha}\left\{\psi_{total}(x',y',z')\times\left[\frac{\partial M_y(x'-x,y',z'-z)}{\partial y'}\right]\right\}dx'dy'dz'$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\psi_{total} = \psi(x', y', z') + \psi_{image}(x', y', z')$ นอกจากนี้ถ้าสมมติว่าไม่มีช่องว่างระหว่างชั้น SUL และสื่อบันทึก จะได้ว่า $\psi_{total}(x', y', z') = -\psi(x', y = d + 2\delta, z')$

ถ้าสมมติว่าสภาพความเป็นแม่เหล็กแบบแนวตั้ง M_s มีรูปแบบตามแนวความหนาของกลุ่มแม่เหล็ก ดังนั้นผลตอบสนองสัญญาณพัลส์ที่ได้จากหัวอ่านที่จุดศูนย์กลางอยู่ที่พิกัด (0, 0) เป็นผลมาจากกลุ่มแม่เหล็กที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่พิกัด (x, y) สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

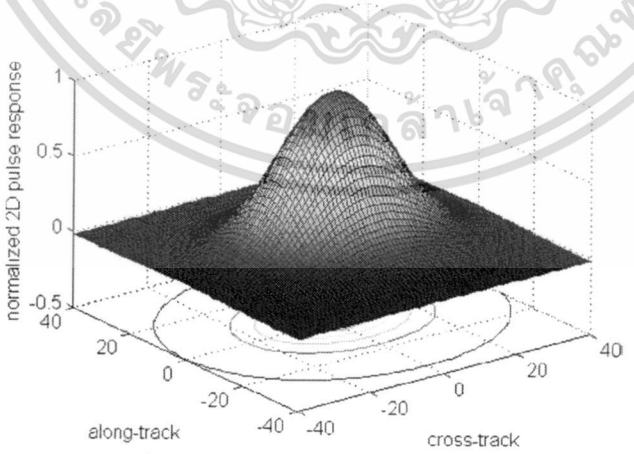
$$V(x,z) = C\int_{-\alpha}^{\alpha}\left\{M(x'-x, y', z'-z)\left[\psi(x', y'=d, z') - \psi(x', y'=d+s\delta, z')\right]\right\}dx'$$

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

เมื่อทราบว่าสภาพความเป็นแม่เหล็กแบบแนวตั้ง M_y มีค่าเท่ากับค่าคงตัว M เฉพาะบริเวณที่เป็นกลุ่มแม่เหล็ก ดังนั้นสมารถเขียนได้ดังนี้

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

เมื่อ $\overline{C} = CM$ คือ ค่าคงที่ จากสมการสามารถสร้างผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติสำหรับรูปทรงของหัวอ่านและกลุ่มแม่เหล็ก



ภาพที่ 2.3 ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติของกลุ่มแม่เหล็กขนาด $a = 11$ นาโนเมตร, $\delta = 10$ นาโนเมตร และ $d = 10$ นาโนเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกสามารถประมาณค่าสัญญาณพัลส์ให้เป็นเกาส์เซียนแบบสองมิติ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

เมื่อ $P(x,z)$ คือ ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ, A คือ แอมปริจูดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 1, x คือ ระยะห่างในแนวตามแทรก (along track), z คือ ระยะห่างในแนวขวางแทรก (across track), W_x คือ ค่า $PW50_x$ ของสัญญาณพัลส์ในแนวตามแทรก, W_z คือ $PW50_z$ ของสัญญาณพัลส์ในแนวขวางแทรก

$$W_x = \frac{along-trackPW50}{2.3548}$$
$$W_z = \frac{across-trackPW50}{2.3548}$$

สัญญาณรบกวนสื่อบันทึก (media noise) เกิดขึ้นได้จากความไม่แน่นอนของสภาพความเป็นแม่เหล็กในสื่อบันทึก หรือเกิดจากการผันผวนของเกาะแม่เหล็ก ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่ก่อให้เกิดผลกระทบต่อระบบช่องสัญญาณมากที่สุดและมีผลให้สมรรถนะของระบบลดลง โดยระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกสามารถจะเกิดสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกได้จาก 5 สาเหตุ ดังต่อไปนี้ ความผันผวนของตำแหน่ง (position fluctuation) ความผันผวนของขนาด (size fluctuation) ความผันผวนของความหนา (thickness fluctuation) ความผันผวนของความหนา (shape fluctuation) และการแมกนีไตเซชั่น (magnetization) อย่างไรก็ตามในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกจะพบสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกที่เป็นความผันผวนของตำแหน่ง และความผันผวนของขนาดมากที่สุด

สัญญาณรบกวนสื่อบันทึกในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกที่เกิดจากความผันผวนของตำแหน่ง และความผันผวนของขนาดของแต่ละเกาะแม่เหล็ก สามารถเขียนได้ตามสมการดังต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $P(x,z)$ เป็นผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ A คือแอมพลิจูดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 1, x คือ ระยะห่างในแนวตามแทรก, z คือ ระยะห่างในแนวขวางแทรก, W_x คือ ค่า PW_{50_x} หรือความกว้างพัลส์ที่แอมพลิจูดครึ่งหนึ่ง ในแนวตามแทรก, W_z คือ ค่า PW_{50_z} หรือความกว้างพัลส์ที่แอมพลิจูดครึ่งหนึ่ง ในแนวขวางแทรก, Δ_a คือ ความผันผวนของแอมพลิจูด, Δ_{W_x} คือ ความผันผวนของ PW_{50} ในแนวตามแทรก และ Δ_{W_z} คือ ความผันผวนของ PW_{50} ในแนวขวางแทรก และค่าคงที่ $c=1/2.3548$ คือ ค่าคงที่จากความสัมพันธ์ระหว่าง PW_{50} และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของฟังก์ชั่นเกาส์เซียน [BPMR 3]

เราสามารถจำลองช่องสัญญาณอ่านกลับสำหรับระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกได้ โดยสัญญาณอ่านกลับจากแทรกหลักเป็นการสร้างผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบเชิงเส้นของกลุ่มแม่เหล็กในแนวตามแทรกและเกิดจากสองแทรกข้างเคียงที่สัมพันธ์กับแอมพลิจูดหัวอ่านของระยะแทรกในแนวขวางแทรก ดังนั้นการรวมสัญญาณแทรกหลักจึงมีผลกระทบจากสัญญาณการแทรกสอดระหว่างแทรก เราสามารถนำเสนอแบบจำลองสัญญาณอ่านกลับของช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time) ตามสมการดังนี้

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

โดยเรากำหนดค่าอินพุทในช่องสัญญาณมีจำนวนบิทข้อมูล M บิท และจำนวนแทรก N แทรก เมื่อ $h_{m,n}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ผลตอบสนองช่องสัญญาณสองมิติ, m และ n คือ ดัชนีของจำนวนบิทกลุ่มแม่เหล็กในแนวตามแทรก และในแนวขวางแทรกตามลำดับ, $n_{l,k}$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวเบบวกจาก สมการเราสามารถประมาณค่าของช่องสัญญาณอ่านกลับที่มีผลตอบสนองแบบเมตริกซ์ขนาด 3×3 ได้ดังนี้

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

โดยที่

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ซึ่ง $P(x,z)$ คือ ผลตอบสนองแบบเก๊าส์เซี่ยนสองมิติ, $2L+1$ คือ ความยาวช่องสัญญาณสองมิติ, T_x และ T_z คือ ความกว้างบิทและความกว้างแทรกตามลำดับ โดยปรกติของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก T_x จะเท่ากับ T_z โดยที่เราสามารถสร้างสัญญาณรบกวนจากความผันผวนของตำแหน่ง (position jitter noise : Δ_{W_x}, Δ_{W_z}) ได้โดยฟังก์ชั่นการกระจายความน่าจะเป็นแบบเก๊าส์เซี่ยนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และค่าความแปรปรวน σ_j^2 ที่ซึ่ง σ_j เป็นเปอร์เซนต์ของความยาวบิท T_x ในสมการผลตอบสนองแบบเก๊าส์เซี่ยนสองมิติ $P(x,z)$

รูปต่อไปนี้แสดงการนำเสนอสัญญาณอ่านกลับของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึกที่มีผลตอบสนองขนาด $3\times N$ ได้ดังนี้

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

โดยที่เราสามารถคำนวณหาค่าสัญญาณอ่านกลับของตำแหน่งเกาะข้อมูลที่สนใจ $r_{j,k}$ ได้จากสมการดังต่อไปนี้

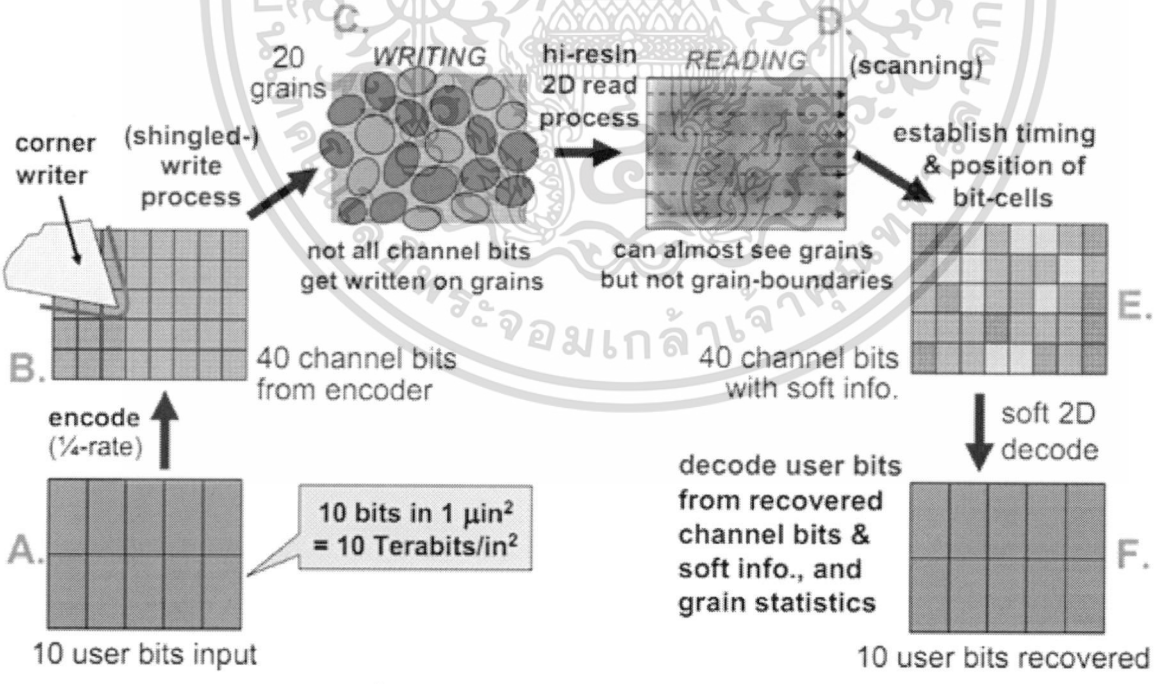
$$\begin{aligned} r_{l,k} &= \left[h_{j-1,k} x_{j-1,k} + h_{j,k} x_{j,k} + h_{j+1,k} x_{j+1,k} \right] \\ &+ \left[h_{j-1,k-1} x_{j-1,k-1} + h_{j,k-1} x_{j,k-1} + h_{j+1,k-1} x_{j+1,k-1} \right] \\ &+ \left[h_{j-1,k+1} x_{j-1,k+1} + h_{j,k+1} x_{j,k+1} + h_{j+1,k+1} x_{j+1,k+1} \right] + n_{j,k} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ (two-dimensional magnetic recording: TDMR)

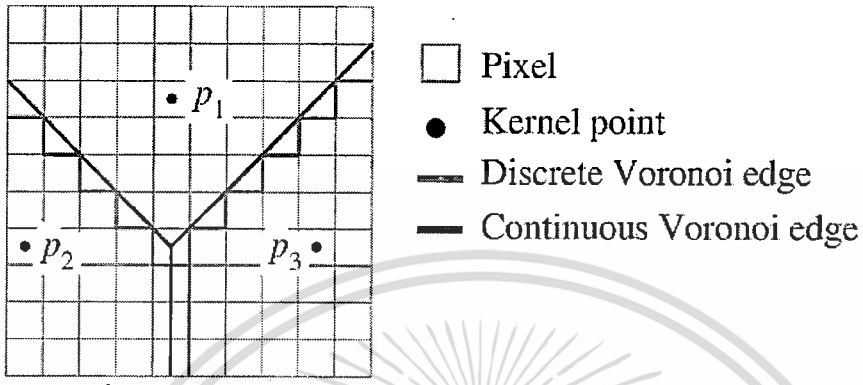
เป็นการเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กให้ได้ความจุข้อมูลมากกว่า 10 เทราบิทต่อตารางนิ้ว ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่มีการออกแบบสถาปัตยกรรมให้มีการพัฒนาอัลกอริทึมการประมวลผลสัญญาณระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ (two-dimensional magnetic recording: TDMR) ระบบบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบสองมิติให้ความสำคัญกับกระบวนการเขียน กระบวนการประมวลผลสัญญาณอ่าน กระบวนการเขียนแบบชิงเกิล (shingled-writing) มีความสามารถพิเศษคือการออกแบบการเขียนโดยใช้มุมหัวเขียน (corner writer) เขียนทับกันไปเรื่อยๆในแต่ละแทรกเพื่อลดพื้นที่ที่ใช้ในการบันทึกข้อมูล 1 บิท ซึ่งจำเป็นต้องรักษากระแสเขียนให้สูงและเพิ่มฟิลด์แกรเดียน (fields gradients) ในแนวตามแทรกและขวางแทรกให้สูงขึ้น ในการเขียนข้อมูลแบบชิงเกิลโดยใช้หัวอ่านที่กว้าง สัญญาณจากแทรกหลักจะถูกกระทบอย่างรุนแรงจากการแทรกสอดระหว่างแทรก (inter-track interference: ITI) การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference: ISI) และสัญญาณรบกวนสื่อบันทึก (media noise) ก็เพิ่มขึ้นพร้อมกับการลดจำนวนเกรนต่อหนึ่งบิทเซลล์ [4]



ภาพที่ 3.1 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

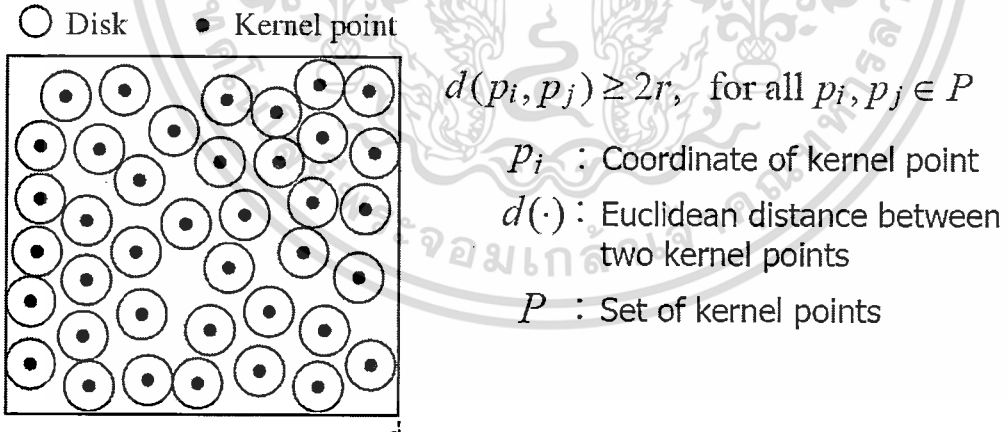
ตามภาพที่ 3.2 การโมเดลสื่อบันทึกแบบโวโรนอยไม่ต่อเนื่อง [5] ซึ่งเป็นโมเดลจำลองสื่อบันทึกของการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ โดยจะมีองค์ประกอบหลักที่สำคัญดังนี้



ภาพที่ 3.2 องค์ประกอบของโมเดลสื่อบันทึกแบบโวโรนอยไม่ต่อเนื่อง

ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยใช้วิธีการ 3 ขั้นตอน คือ

1. การวางจุดเคอเนล (Kernel Point) จุดเคอเนลของแผนภาพโวโรนอยถูกสร้างขึ้นบนพื้นฐานของการกระจายแบบพัวซองดิสค์ (Poisson Disk Distribution) การกระจายนี้จะเพียงพอที่จุดเคอเนลทุกจุดจะแยกจากจุดอื่นเป็นระยะน้อยสุด $2r$ ที่ซึ่ง r ถูกเรียกว่ารัศมีการกระจาย (Distribution Radius) [5]

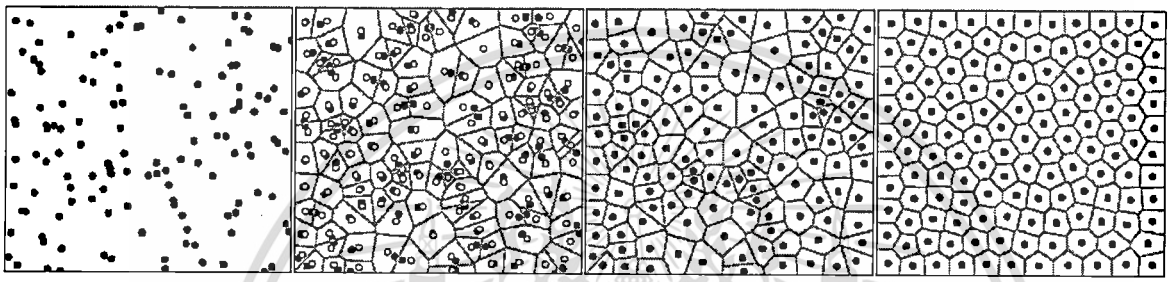


ภาพที่ 3.3 การวางจุดเคอเนล

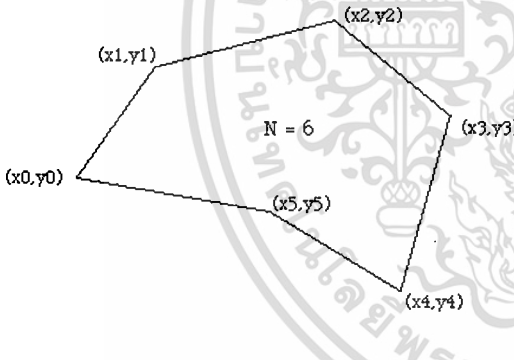
หลังจากจุดเคอเนลถูกสร้างโดยใช้อัลกอริทึมดังกล่าว วิธีการของลอยด์ถูกประยุกต์ใช้เพื่อปรับปรุงรัศมีการกระจายเพื่อควบคุมขนาดของเกรน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วิธีการของลอยด์ เป็นกระบวนการที่ต้องทำซ้ำ ในแต่ละรอบขอบเขตของโวโรนอย (Voronoi Region) ของแต่ละจุดเคอเนลจะถูกสร้างขึ้น และแต่ละจุดเคอเนลจะถูกเปลี่ยนไปเป็นจุดศูนย์กลางมวล (Centroid) ของขอบเขตโวโรนอยของมัน ในที่นี้จุดศูนย์กลางจะถูกคำนวณอย่างคร่าวๆจากรูปหลายเหลี่ยม (Polygon) โดยใช้ขอบนูน (Convex Hull) ที่ถูกสร้างมาจากอัลกอริธึมจาวิสมาร์ช (Jarvis' March Algorithm) [6] โดยในแต่ละรอบของวิธีการของลอยด์จะทำให้ขนาดของเกรนมีความใกล้เคียงกันมากขึ้น โดยปรกติแล้วจะทำซ้ำประมาณ 4 รอบจะได้สื่อที่มีพารามิเตอร์ขนาดเกรนเฉลี่ยใกล้เคียงกับของจริงโดยอ้างอิงจาก [7]



ภาพที่ 3.4 วิธีการของลอยด์



$$A = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{N-1}(x_i y_{i+1} - x_{i+1} y_i)$$

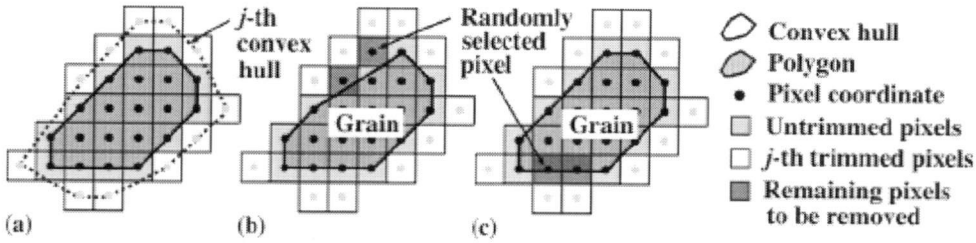
$$c_x = \frac{1}{6A}\sum_{i=0}^{N-1}(x_i + x_{i+1})(x_i y_{i+1} - x_{i+1} y_i)$$

$$c_y = \frac{1}{6A}\sum_{i=0}^{N-1}(y_i + y_{i+1})(x_i y_{i+1} - x_{i+1} y_i)$$

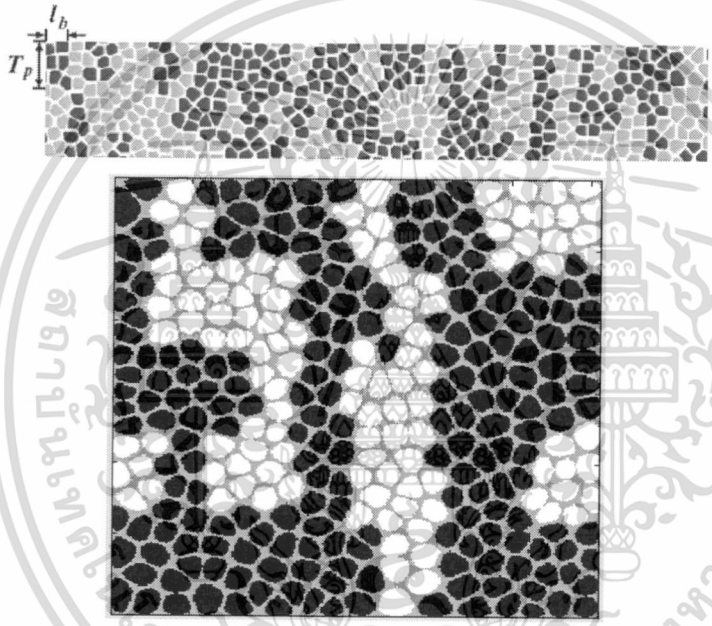
ภาพที่ 3.5 การหาจุดเซนทรอยด์ (c_x, c_y)

3. การเพิ่มขอบของเกรนที่ไม่เป็นแม่เหล็ก ก็สามารถโมเดลได้โดยเริ่มจากการตัด pixel ที่มีลำดับแรกสุดและหลังสุดในแต่ละแถวหรือแต่ละหลักของขอบเขตเกรนนั้น หลังจากนั้นทำการตัดขอบนูนซ้ำ (Iterative Convex Hull Trimming) [8] ที่จะตัดชุดของจุดที่เป็นขอบนูนของแต่ละเกรนโวโรนอย (Voronoi Grain) ให้เกรนมีความโค้งมนมากขึ้น โดยการดูมุมที่เกิดขึ้นจากจุดขอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.6 การตัดพิกเซลที่เหลืออยู่ (a) ขอบนูนครั้งที่ j และขอบนูนที่ยังไม่ถูกตัด (b) การตัดที่เหมาะสม (c) การตัดที่ไม่เหมาะสม



ภาพที่ 3.7 รูปแบบการใส่สถานะแม่เหล็ก (Magnetization) ที่ถูกเขียนโดยการสุ่ม

สมมติว่าพื้นที่การบันทึกจากหัวเขียนมีผลกระทบเฉพาะภายในพื้นที่บิทเซลล์แล้ว ถ้าจุดเซ็นทอยด์ (Centroid) ของขอบเขตโวโรนอยอยู่ในพื้นที่ของบิทเซลล์นั้นแล้ว ขอบเขตนั้นจะถูกทำให้มีสภาพความเป็นแม่เหล็กตามบิทนั้น ในภาพที่ 3.7 จะเป็นตัวอย่างของรูปแบบการทำให้เป็นแม่เหล็กที่ถูกเขียนโดยการสุ่มบนสื่อจำลองตามที่กล่าวไว้ข้างต้นที่ซึ่ง $2r = 10$ พิกเซล, พื้นที่ของเกรน $\delta_S = 0.08$ nm^2, การจระจายของขนาดเกรนที่ถูกนอลมอลไลซ์แล้ว (normalized grain size dispersion) $\sigma_\varphi / \langle \varphi \rangle = 0.09$, ขนาดของรัศมีเกรนเฉลี่ย (average grain size) $\langle \varphi \rangle = 4.6$ nm, ขนาดของขอบเขตที่ไม่เป็นแม่เหล็ก (non-magnetic grain boundaries) $t_n = 0.9$ nm, จำนวนรอบของวิธีการของลอยด์ n_L คือ 4 ความสูงแทรก (Track Pitch) T_p และความยาวบิท (Bit Length) l_b ถูกสมมติให้เป็น 16.8nm และ 8.2nm ตามลำดับดังที่แสดงในรูป สื่อจำลองแบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บกรานูล่า (granular) ที่มีขอบเขตที่ไม่เป็นแม่เหล็กถูกแสดงได้อย่างดีในโมเดลที่นำเสนอดังกล่าว แรงดันไฟฟ้า (Voltage) $V(x,y)$ ของหัวอ่านเป็นฟังก์ชั่นของคู่อันดับ x [nm] และ y [nm] ที่ถูกกำหนดโดยการคอนโวลูชั่นสองมิติ (2D convolution) ของสมการการใส่สถานะแม่เหล็ก $M(x,y) \in \{-1,+1\}$ ที่แต่ละพิกเซลและเซ็นซิทิวิตี้ฟังก์ชั่นของหัวอ่าน $\psi(x,y)$ โดยที่ $n(x,y)$ คือ สัญญาณรบกวนเก๊าเซี่ยนสีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise : AWGN)

$$V(x,y) = \int\int M(\xi,\eta)\psi(x-\xi, y-\eta)d\xi d\eta + n(x,y)$$

การแสดงรูปแบบปิดของเซ็นซิทิวิตี้ฟังก์ชั่นของหัวอ่านฉนวนคู่ทำได้โดยการฟิต (Fitting) เซ็นซิทิวิตี้ฟังก์ชั่นที่ถูกสร้างจาก 2D-FEMs สำหรับหัวอ่านที่แตกต่างกันและรูปทรงเรขาคณิตของสื่อที่อยู่บนพื้นฐานของของวิธีการคำนวณที่อยู่ใน [9], [10] โดยใช้ 2D-FEM (Two Dimensional Finite Element Method) [5] รูปแบบปิดดังกล่าวจะถูกแสดงโดยไฮเปอร์โบลิกแทนเจ็นท์ (tanh) ดังนี้

$$\psi(x,y) = \alpha_0 \left\{ \tanh(\alpha_1 x + \alpha_2) - \tanh(\alpha_1 x - \alpha_2) \right\} . \left\{ \tanh(\alpha_3 y + \alpha_4) - \tanh(\alpha_3 x - \alpha_4) \right\}$$

ฟิตติ้งพารามิเตอร์ (Fitting Parameter) α_k $(k = 0,1,...,4)$ ถูกแสดงโดยลิเนียคอมบิเนชั่น (Linear Combination) ของจีโอเมทรี้พารามิเตอร์ (Geometry Parameter) ของหัวอ่านและสื่อดังนี้

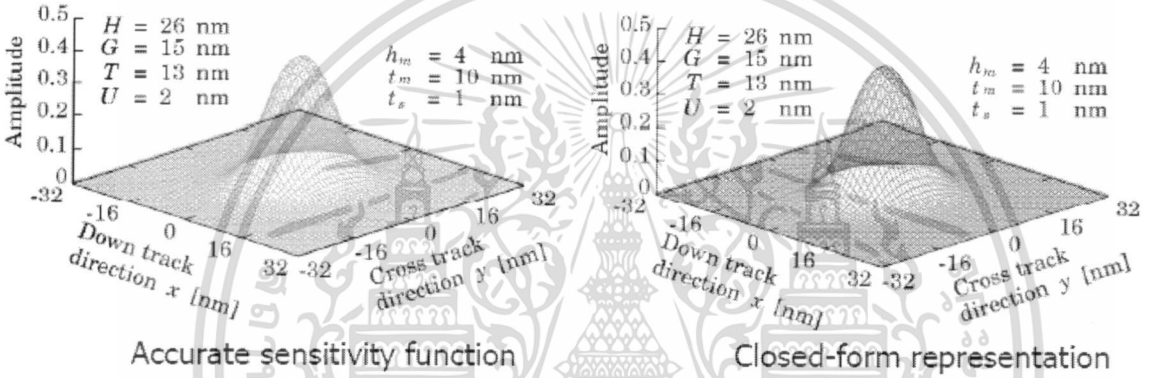
$$\alpha_k = \left| \left\langle (H \quad G \quad T \quad U \quad h_m \quad t_m \quad t_s \quad 1)^t, w_k \right\rangle \right|$$

ที่ซึ่ง H, G, T, U, h_m, t_m และ t_s แสดงถึงความกว้างระหว่างฉนวนด้านข้าง (width between side shields), ความกว้างของฉนวน (shield gap), ความกว้างและความหนาขององค์ประกอบของ MR (width and thickness of MR element), ช่องว่างที่เป็นแม่เหล็ก (magnetic spacing), ความหนาของชั้นบันทึก (thickness of recording layer) และความหนาของชั้นตัวกลาง (thickness of intermediate layer) ตามลำดับ $|.|$, $\langle . \rangle$ และ $(.)^t$ แสดงถึง ค่าสัมบูรณ์ (Absolute Value) ,อินเนอร์โพรดักท์ (inner product) และทรานสโพสเมทริกซ์ (transpose matrix) เมทริกซ์ค่าน้ำหนักขนาด 8x5 (8x5 weights matrix) $w = \left(w_0^t, w_1^t, w_2^t, w_3^t, w_4^t\right)$ ถูกปรับให้เหมาะสมโดยใช้อัลกอลิทึ่มเชิงพันธุกรรมรหัสจริง (Real-Coded Genetic Algorithm : RCGA) [17] เทรนนิ่งเซ็ท (Training Set) ที่ใช้ในการปรับค่าน้ำหนักให้เหมาะสมถูกกำหนดให้เป็น H = 22,26.30 nm, G

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 12,15,18 nm, T = 10,13,16 nm, U = 1.5,2.0,2.5 nm, h_m = 3,4,5 nm, t_m = 7,10,13 nm และ t_s = 0.8,1.0,1.2 nm ตามลำดับ

$$\mathbf{w}^* = \left(\mathbf{w}_0^t, \mathbf{w}_1^t, \mathbf{w}_2^t, \mathbf{w}_3^t, \mathbf{w}_4^t\right) = \begin{pmatrix} -1.822E-3 & -6.966E-4 & 5.261E-3 & 2.964E-3 & -2.354E-3 \\ 6.417E-3 & -3.361E-3 & -3.753E-2 & 5.768E-4 & -1.458E-3 \\ 1.770E-3 & 1.569E-4 & -3.555E-3 & -3.255E-3 & -9.442E-2 \\ -4.107E-3 & -6.815E-5 & -2.620E-2 & -1.754E-3 & -3.503E-2 \\ 2.761E-2 & -2.060E-2 & 4.717E-2 & 1.634E-2 & 1.124E-1 \\ -3.064E-3 & -1.626E-3 & -8.730E-4 & 1.420E-3 & 8.322E-3 \\ 6.046E-3 & 1.522E-3 & 9.652E-3 & -4.806E-3 & -3.611E-2 \\ -3.570E-1 & 3.398E-1 & -2.267E-1 & -2.956E-1 & -7.039E-1 \end{pmatrix}$$



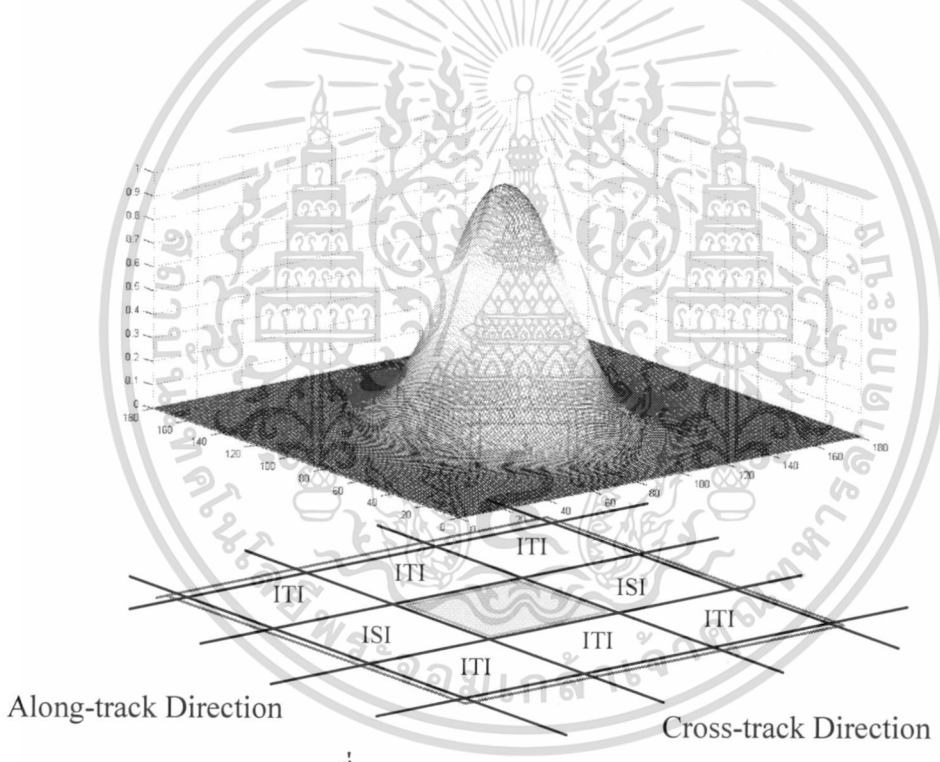
ภาพที่ 3.8 Weights Matrix และ Sensitivity Function

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การแทรกสอดสองมิติ (two-dimensional interference)

ด้วยความหนาแน่นเชิงพื้นที่ข้อมูลที่สูงขึ้นในการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบจัดรูปแบบของสื่อบันทึก จึงส่งผลให้ระยะห่างระหว่างเกาะข้อมูล (data bit island) ทั้งในทิศทางขวางแทรกและตามแนวแทรกยิ่งใกล้กันมากขึ้น ดังนั้นสิ่งหนึ่งที่จะเกิดขึ้นนั่นก็คือการแทรกสอดสองมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference : ISI) ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณของบิทกลางได้รับผลกระทบจากบิทข้างเคียงในแนวตามแทรก และการแทรกสอดระหว่างแทรก (inter-track interference : ITI) ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณของบิทกลางได้รับผลกระทบจากบิทข้างเคียงในแนวขวางแทรก



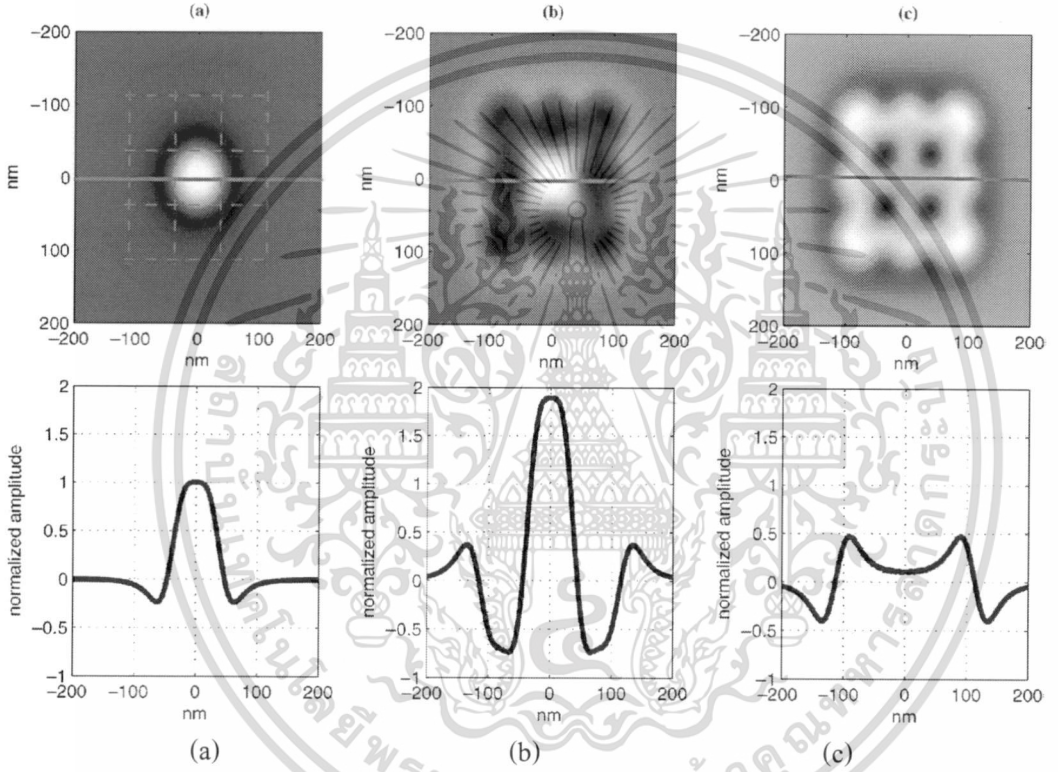
ภาพที่ 4.1 การแทรกสอดสองมิติ

ผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติสามารถก่อให้เกิดการส่งเสริม (constructive) และการหักล้าง (destructive) สัญญาณได้ ที่ซึ่งเราสามารถดูได้จากการอ่านสัญญาณกลับว่ามีโอเวอร์ชู้ทเกิดขึ้นหรือไม่มี (with or without overshoot) และค่าของบิทที่อยู่รอบๆบิทที่เราสนใจนั้นเป็นอย่างไร ในบางงานวิจัยงานวิจัยที่มีอยู่เดิมเราจะพิจารณาถึงกรณีสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชู้ทเกิดขึ้น ซึ่งเป็นผลมาจากการที่สื่อบันทึกไม่มี SUL (soft under layer) ที่คอยดูซับหรือส่งผ่านขั้วแม่เหล็กอีกด้านหนึ่งที่ตรงข้างกับขั้วที่เราต้องการบันทึก ทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

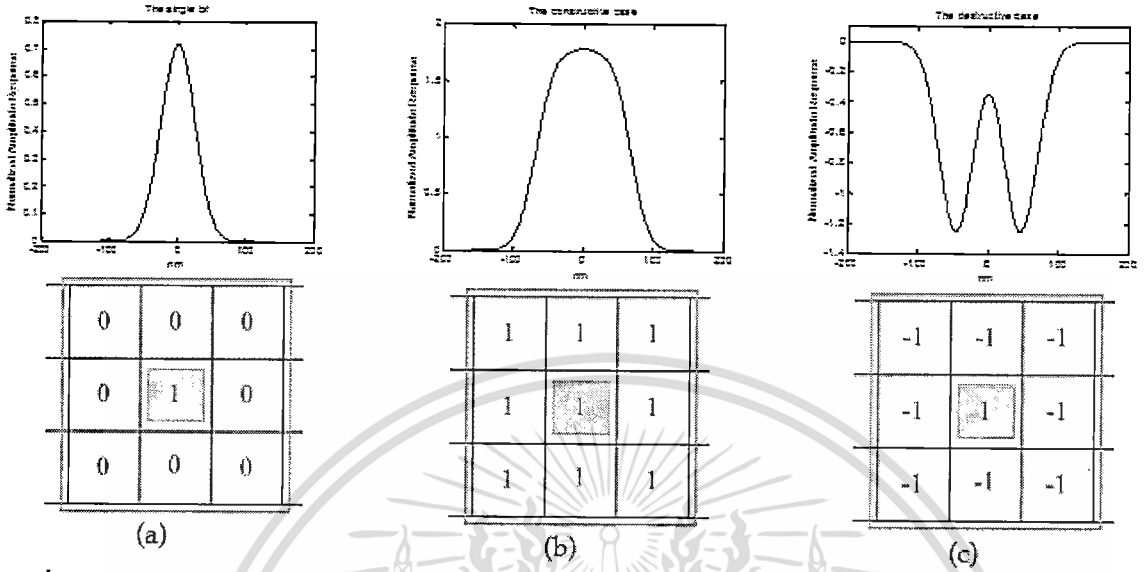
ให้สภาพความเป็นแม่เหล็กด้านที่ไม่ต้องการนั้นสะท้อนกลับมาส่งผลที่บริเวณรอบๆเกาะข้อมูล ตามที่แสดงในภาพที่ 4.2 เนื่องมาจากโอเวอร์ชู้ท สัญญาณของบิทกลางบางครั้งจะถูกเพิ่มขึ้น เช่นกรณีที่บิท 1 ถูกล้อมรอบด้วยบิท -1 (ซึ่งเป็นกรณีที่ดีที่สุด) ในขณะที่สัญญาณของบิทกลางบางครั้งจะถูกหักล้าง เช่นกรณีที่บิท 1 ถูกล้อมรอบด้วยบิท 1 (เป็นกรณีที่เลวร้ายที่สุด) ในกรณีที่เลวร้ายที่สุดนี้สัญญาณของบิทที่ต้องการจะอ่อนมากที่ซึ่งจิตเตอร์ (jitter) หรือสัญญาณรบกวนจากสื่อ (medium noise) ทำให้เกิดความผิดพลาดในการอ่านหรือเกิดความไม่น่าเชื่อถือในตัวเก็บข้อมูล



ภาพที่ 4.2 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชู้ทในแต่ละกรณี (a) กรณีบิทเดี่ยว (b) กรณีที่ดีที่สุด (c) กรณีที่แย่ที่สุด

ในบางงานวิจัยเราพิจารณาสัญญาณอ่านกลับโดยปราศจากโอเวอร์ชู้ท (มี SUL) ตามที่แสดงในภาพที่ 4.3 แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางจะถูกเพิ่ม ถ้าบิท '1' ทุกบิทถูกบันทึก (กรณีที่ดีที่สุด) นั่นคือการแทรกสอดสองมิตินี้เป็นแบบส่งเสริม ในขณะที่แอมพลิจูดของบิทกลางจะลดลงมาเมื่อบิท '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิท '-1' ในอาร์เรย์ 3×3 (กรณีที่แย่ที่สุด) เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณแย่มาก มันจึงง่ายที่จะเกิดความผิดพลาดที่กระบวนการอ่านข้อมูลกลับ นั่นคือการแทรกสอดสองมิติกรณีนี้เป็นแบบหักล้าง

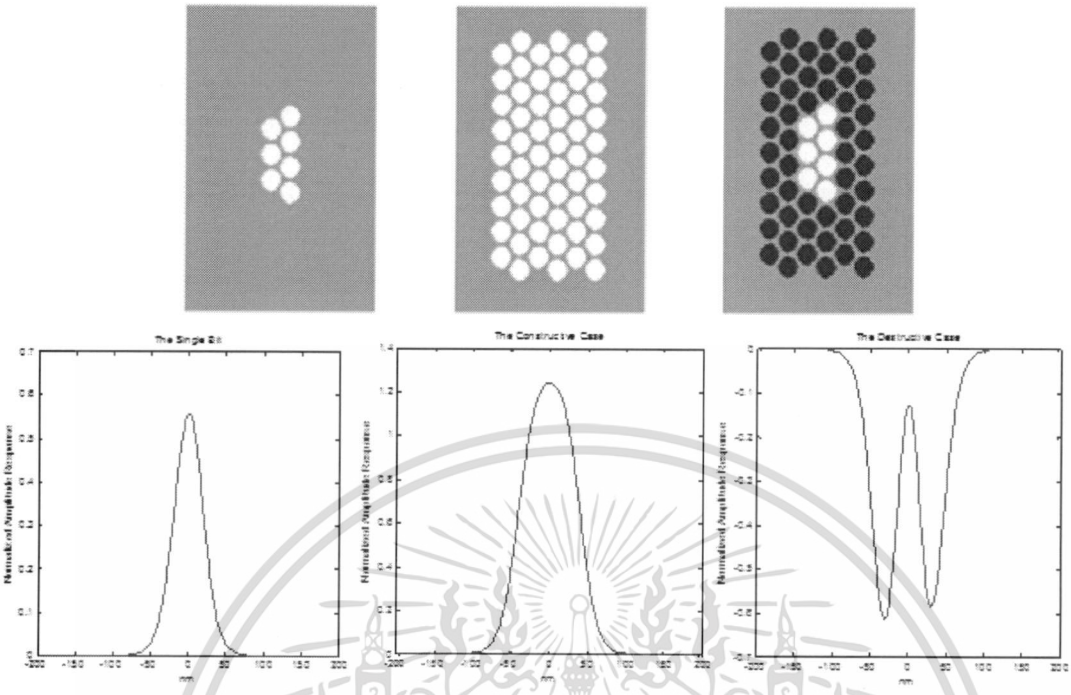
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
137331



ภาพที่ 4.3 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับที่ไม่มีโอเวอร์ชู้ทในแต่ละกรณี (a) กรณีบิทเดี่ยว (b) กรณีที่ดีที่สุด (c) กรณีที่แย่ที่สุด

ในทำนองเดียวกันเราพิจารณาสัญญาณอ่านกลับของโมเดลสื่อแบบโวโรนอยโมเดลแบบไม่ต่อเนื่องโดยปราศจากโอเวอร์ชู้ทในการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กสองมิติ ตามที่แสดงในภาพที่ 4.4 แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางจะถูกเพิ่ม ถ้าบิท '1' ทุกบิทถูกบันทึก (กรณีที่ดีที่สุด) นั่นคือการแทรกสอดสองมิตินี้เป็นแบบส่งเสริม ในขณะที่แอมพลิจูดของบิทกลางจะลดลงมาเมื่อบิท '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิท '-1' ในอาร์เรย์ 3×3 (กรณีที่แย่ที่สุด) เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณแย่มาก มันจึงง่ายที่จะเกิดความผิดพลาดที่กระบวนการอ่านข้อมูลกลับ นั่นคือการแทรกสอดสองมิติกรณีนี้เป็นแบบหักล้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) (b) (c)

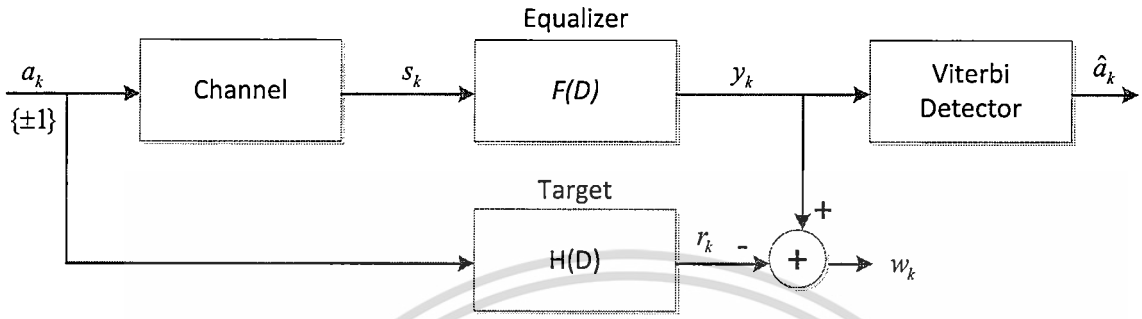
ภาพที่ 4.4 รูปแบบสัญญาณอ่านกลับของโวโรนอยโมเดลแบบไม่ต่อเนื่องในแต่ละกรณี (a) กรณีบิทเดี่ยว (b) กรณีที่ดีที่สุด (c) กรณีที่แย่ที่สุด

เนื่องจากการแทรกสอดสองมิติแบบหักล้างนั้นมีผลที่ไปลดลอนแอมพลิจูดของสัญญาณที่ตำแหน่งบิทกลาง ซึ่งส่งผลให้ที่การอ่านข้อมูลกลับมีความผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงมีวิธีการในการลดข้อผิดพลาดนี้โดยใช้วิธีการพื้นฐาน 3 วิธี คือ การออกแบบอีควอไลเซอร์, การออกแบบวงจรตรวจหา และการออกแบบการเข้ารหัสข้อมูล ดังนี้

การออกแบบอีควอไลเซอร์ (equalizer design) ในระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟวงจรตรวจหาวีเทอร์บิ (Viterbi Detector) [3] ถูกนำมาใช้งานร่วมกับอีควอไลเซอร์แบบผลตอบสนองบางส่วน (Partial Response Equalizer) ซึ่งอีควอไลเซอร์นี้ก็คือวงจรกรองแบบเชิงเส้น (Linear Filter) ที่ทำหน้าที่ในการปรับรูปร่างของผลตอบสนองรวมของช่องสัญญาณให้อยู่ในรูปของผลตอบสนองที่ต้องการหรือที่เรียกกันว่า “ทาร์เกต” (target คือ วงจรกรองแบบเชิงเส้นที่มีจำนวนแทป (tap) น้อย เมื่อเทียบกับจำนวนแทปของช่องสัญญาณ แต่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ใกล้เคียงกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณ) จากนั้นวงจรตรวจหาวีเทอร์บิจะนำเอาข้อมูลเอาท์พุทของอีควอไลเซอร์มาทำการตรวจหาลำดับ (Sequence Detector) แบบควรจะเป็นมากสุด (ML: Maximum Likelihood) เพื่อคำนวณหาลำดับข้อมูลอินพุทที่ส่งมาจากภาคส่ง ทั้งสองขั้นตอนทำงานร่วมกันซึ่งเรียกว่า “เทคนิคผลตอบสนองบางส่วนควรจะเป็นมากสุด” (PRML:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Partial Response Maximum Likelihood) ซึ่งถือว่าเป็นหัวใจสำคัญของระบบการประมวลผลสัญญาณของฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟในปัจจุบัน



ภาพที่ 4.5 การออกแบบอีควอไลเซอร์

วิธีการออกแบบอีควอไลเซอร์และทาร์เกตที่ง่ายและเหมาะต่อการนำไปใช้งานจริงในทางปฏิบัติ [4] คือ วิธีที่เรียกว่า "ข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (MMSE: Minimum Mean Square Error)" การออกแบบทาร์เกตด้วยวิธีการ MMSE จะทำให้ได้ทาร์เกตหลายๆแบบตามข้อบังคับ (constraint) ที่กำหนดลงไปในระหว่างการออกแบบ (ในที่นี้อธิบายตามข้อบังคับแบบโมนิค) ซึ่งใช้แบบจำลอง (model) ที่แสดงในภาพที่ 4.5 โดยที่อีควอไลเซอร์จะพยายามสร้างข้อมูลเอาท์พุท y_k ที่มีค่าใกล้เคียงกับข้อมูลที่ต้องการ r_k ให้มากที่สุด โดยปราศจากจากการขยายสัญญาณรบกวน ถ้ากำหนดให้อีควอไลเซอร์มีจำนวนแทปเท่ากับ $2K+1$ แทป เราสามารถเขียนอีควอไลเซอร์ในรูปของฟังก์ชันในโดเมน D (D domain) ได้ดังนี้

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

และทาร์เกตที่มีจำนวนแทปเท่ากับ L แทป จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันในโดเมน D คือ

$$H(D)=\sum_{k=0}^{L-1} h_k D^k$$

โดยที่ f_k และ h_k เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นเลขจำนวนจริงในแต่ละแทปของอีควอไลเซอร์และทาร์เกตตามลำดับ ซึ่งเป็นอีควอไลเซอร์แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (FIR : Finite Impulse Response)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดประสงค์ของการออกแบบทาร์เกตด้วยวิธีการ MMSE จะทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ของ $H(D)$และ $F(D)$ ไปพร้อมๆกันโดยการทำให้ค่า MSE ระหว่างข้อมูลเอาท์พุทของอีควอไลเซอร์ y_k และข้อมูลเอาท์พุทของทาร์เกต r_k มีค่าน้อยที่สุดหรืออีกนัยหนึ่งก็คือ ค่าสัมประสิทธิ์ f_k และ h_k จะถูกเลือกเพื่อที่จะทำให้ค่า

$$E\left[w_k^2\right]=E\left[\left\{\left(s_k * f_k\right)-\left(a_k * h_k\right)\right\}^2\right]$$

มีค่าน้อยที่สุด โดยที่ $w_k = y_k - r_k$ คือข้อผิดพลาด (Error) * คือตัวดำเนินการคอนโวลูชัน (convolution operator) , และ $E\{\bullet\}$ คือตัวดำเนินการ expectation

ถ้ากำหนดให้เวกเตอร์คอลัมน์ $\mathbf{H} = \left[h_0\, h_1 \cdots h_{L-1}\right]^T$ และ $\mathbf{F} = \left[f_{-k} \cdots f_0 \cdots f_k\right]^T$ โดยที่ h_k และ f_k คือค่าสัมประสิทธิ์ของ $H(D)$ และ $F(D)$ ตามลำดับ, และ $[\bullet]^T$ คือเครื่องหมายเมตริกซ์ทรานสโพส (transpose matrix) ในการทดลองให้ $K=10$ (นั่นคืออีควอไลเซอร์มี 21 แทป) และสมมติให้แทปกลางอยู่ที่ตำแหน่งที่ $k=0$ นอกจากนี้ยังกำหนดให้ $\mathbf{R}$ คือเมตริกซ์อัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation matrix) ขนาด $N \times N$ ของข้อมูล s_k, $\mathbf{A}$ คือเมตริกซ์อัตสหสัมพันธ์ขนาด $L \times L$ ของข้อมูล a_k ,และ $\mathbf{P}$ คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation matrix) ขนาด $N \times L$ ระหว่างข้อมูล s_k และ a_k โดยที่สมาชิก (i, j) (แถวที่ i คอลัมน์ที่ j) ของเมตริกซ์ทั้งสามคือ

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

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

$$\mathbf{P}(i,j)=E\left[\sum s_{k+K-i}a_{k-j}\right], -K \le i \le K, 0 \le j \le L-1$$

โดยที่ S คือความยาว (หรือจำนวนบิท) ของข้อมูลอินพุท $\{a_k\}$

จากตัวแปรที่กำหนดข้างต้นเราสารถเขียนสมการ $E\left[w_k^2\right]$ ให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้คือ

$$E\left[w_k^{\,2}\right]=\mathbf{F}^T\mathbf{R}\mathbf{F}+\mathbf{H}^T\mathbf{A}\mathbf{H}-2\mathbf{F}^T\mathbf{P}\mathbf{H}$$

ในการทำให้ค่า $E\left[w_k^{\,2}\right]$ มีค่าน้อยที่สุดโดยเทียบกับ $\mathbf{F}$ และ $\mathbf{H}$ จะต้องมีการกำหนดข้อบังคับเข้าไประหว่างกระบวนการที่ทำให้ค่า $E\left[w_k^{\,2}\right]$ มีค่าน้อยที่สุด (Minimization process) เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลลัพธ์ที่เป็น $\mathbf{F}=0$ และ $\mathbf{H}=0$ ซึ่งสามารถอธิบายถึงข้อบังคับแบบ Monic $(h_0=1)$ ที่ใช้ในการคำนวณหาค่า $\mathbf{F}$ และ $\mathbf{H}$ ดังต่อไปนี้

สำหรับข้อบังคับแบบ Monic ให้สัมประสิทธิ์ของแทปตัวแรกของทาร์เกตมีค่าเท่ากับค่าหนึ่ง นั่นคือ $h_0=1$ ถ้ากำหนดให้เวกเตอร์คอลัมน์ $\mathbf{I}$ ขนาด L ที่มีสมาชิกตัวแรกมีค่าเท่ากับหนึ่งส่วนสมาชิกตัวอื่นๆมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นข้อบังคับแบบ Monic นี้สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้คือ $\mathbf{I}^T\mathbf{H}=1$

ดังนั้นกระบวนการในการออกแบบทาร์เกตคือ การทำให้ MSE ในสมการ $E\left[w_k^2\right]$ มีค่าที่น้อยที่สุดโดยที่พยายามรักษาให้ค่า $\mathbf{I}^T\mathbf{H}=1$ ตลอดเวลา กล่าวคือกระบวนการนี้จะทำให้ค่า

$$E\left[w_k{}^2\right]=\mathbf{F}^T\mathbf{R}\mathbf{F}+\mathbf{H}^T\mathbf{A}\mathbf{H}-2\mathbf{F}^T\mathbf{P}\mathbf{H}-2\lambda\left(\mathbf{I}^T\mathbf{H}-1\right)$$

มีค่าน้อยที่สุด โดยที่ λ คือตัวคูณลากรานจ์ (Lagrange multiplier) การทำให้สมการมีค่าน้อยที่สุดสามารถทำได้โดยการหาอนุพันธ์ (differentiation) ของสมการเทียบกับ $\mathbf{F}$, $\mathbf{H}$ และ λ ตามลำดับ แล้วทำการกำหนดให้ผลลัพธ์ของอนุพันธ์ทั้งหมดที่ได้มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเราจะได้ผลลัพธ์เป็น

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

$$\mathbf{H}=\lambda\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)^{-1}\mathbf{I}$$

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

เราสามารถแสดงให้เห็นว่าค่า λ ที่ได้จากสมการเป็นค่า MMSE ที่ได้ภายใต้ข้อบังคับนี้ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้โดยการแทนค่า $\mathbf{F}$ และ $\mathbf{H}$ จากสมการลงในสมการ $E\left[w^2\right]$ นั่นคือ

$$\begin{aligned}
E\left[w^2\right]&=\left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{H}\right)^T\mathbf{R}\left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{H}\right)+\mathbf{H}^T\mathbf{A}\mathbf{H}-2\left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\mathbf{H}\right)^T\mathbf{P}\mathbf{H}\\
&=\mathbf{H}^T\mathbf{P}^T\left(\mathbf{R}^{-1}\right)^T\mathbf{P}\mathbf{H}+\mathbf{H}^T\mathbf{A}\mathbf{H}-2\mathbf{H}^T\mathbf{P}^T\left(\mathbf{R}^{-1}\right)^T\mathbf{P}\mathbf{H}\\
&=\mathbf{H}^T\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)\mathbf{H}\\
&=\lambda^2\left\{\left[\mathbf{I}^T\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)^{-1}\right]^T\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)^{-1}\mathbf{I}\right\}\\
&=\lambda^2\left\{\mathbf{I}^T\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)^{-1}\mathbf{I}\right\}\\
&=\lambda
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการนี้หาได้โดยอาศัยหลักความจริงที่เมตริกส์ $\mathbf{R}$ และ $\mathbf{A}$ เป็นเมตริกส์อัตสหสัมพันธ์สมมาตร นอกจากนี้เมตริกส์ $\mathbf{R}, \mathbf{A}$ และ $\mathbf{P}$ ยังเป็นเมตริกส์แบบ Toeplitz ซึ่งจะทำให้เราได้ว่า $\left(\mathbf{R}^{-1}\right)^T = \mathbf{R}^{-1}$ และ $\left[\left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)^{-1}\right]^T = \left(\mathbf{A}-\mathbf{P}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\right)^{-1}$

ในการทลองเราจะนิยาม "Electronic SNR" (หรือเรียกสั้นๆว่า SNR) มีค่าเท่ากับ

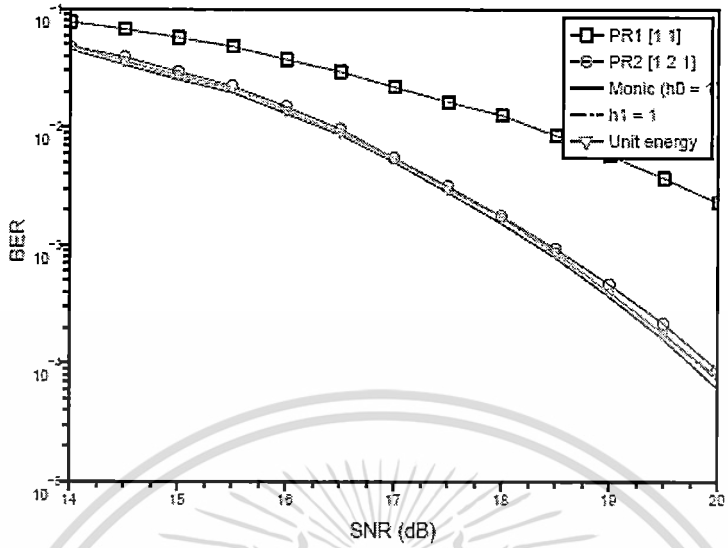
$$\text{SNR} = 10\log_{10}\left(\frac{V_p^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (\text{dB})$$

โดยที่ $V_p = g(\infty) = 1$ คือขนาดของพัลส์เปลี่ยนสถานะเดี่ยว (isolate transition pulse) ที่เวลา $t = \infty$ และ $\sigma_n^2 = N_0/2T$ คือกำลังงานของสัญญาณรบกวน $n(t)$ นอกจากนี้แต่ละจุดของ BER ถูกคำนวณโดยใช้ข้อมูลหลายๆเซกเตอร์จนกว่าจะได้บิทผิดพลาดรวมทั้งสิ้น 500 บิท ในขณะที่ในแต่ละจุดของ SNR_{eff} ถูกคำนวณโดยใช้ข้อมูลเพียงหนึ่งเซกเตอร์เท่านั้นและออกแบบทาร์เกตและอีควอไลเซอร์ให้เหมาะสมกับการทำงานในแต่ละ ND ณ จุดการทำงานที่ BER=10^{-5} โดยเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่ใช้ทาร์เกตแบบต่างๆทั้ง 5 แบบ คือ

1. ทาร์เกตแบบ PR1 นั่นคือ $H(D) = 1 + D$ หรือเขียนแทนด้วย [1 1]
2. ทาร์เกตแบบ PR2 นั่นคือ $H(D) = 1 + 2D + D^2$ หรือเขียนแทนด้วย [1 2 1]
3. ทาร์เกตที่ออกแบบตามข้อบังคับแบบ Monic $h_0 = 1$
4. ทาร์เกตที่ออกแบบตามข้อบังคับแบบ $h_1 = 1$
5. ทาร์เกตที่ออกแบบตามข้อบังคับแบบพลังงานหนึ่งหน่วย $\left(\mathbf{H}^T\mathbf{H} = 1\right)$

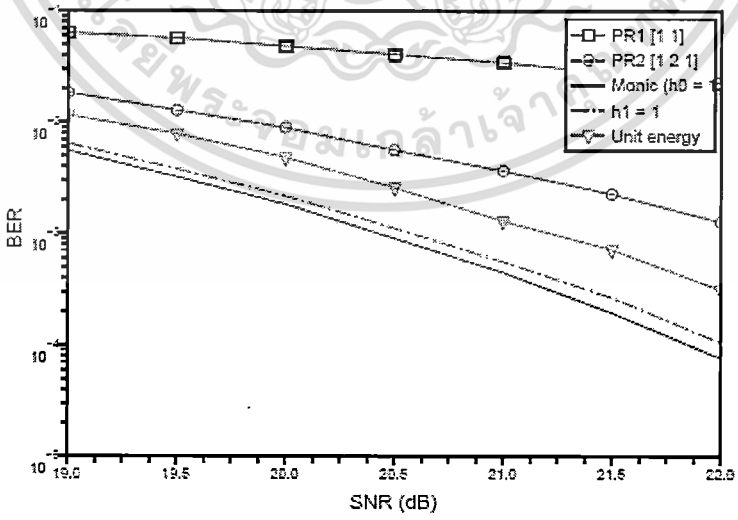
ภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่ใช้ทาร์เกตต่างๆที่ ND เท่ากับ 2 โดยที่เราจะพิจารณาทาร์เกตแบบ GPR ที่มีจำนวนแท็ปเท่ากับ 3 แท็ป ซึ่งในที่นี้เราจะได้ว่าทาร์เกตแบบ $h_0 = 1$ คือ $1 + 1.15D + 0.48D^2$ ทาร์เกตแบบ $h_1 = 1$ คือ $0.55 + D + 0.55D^2$ และทาร์เกตที่ออกแบบตามข้อบังคับแบบพลังงานหนึ่งหน่วยคือ $0.45 + 0.77D + 0.45D^2$ จากภาพ จะเห็นได้ว่าภาพโดยรวมแล้วระบบที่ใช้ทาร์เกตแบบGPR จะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าระบบที่ใช้ทาร์เกตแบบ PR และระบบที่ใช้ทาร์เกตแบบ $h_0 = 1$ จะให้ประสิทธิภาพดีที่สุด โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ ND สูงๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



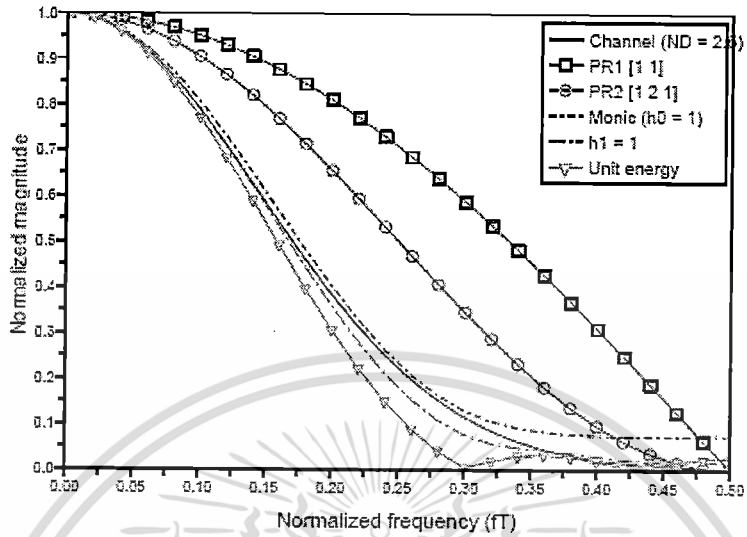
ภาพที่ 4.6 ประสิทธิภาพในรูป BER ของระบบที่ใช้ทาร์เกตต่างๆที่ ND = 2

เราสามารถตรวจสอบข้อสรุปข้างต้นนี้ได้ โดยทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่ $ND = 2.5$ แต่จะให้ทาร์เกตแบบ GPR มีจำนวนแท็ปเท่ากับ 5 แท็ป (จำนวนแท็ปเพิ่มขึ้นเพื่อรองรับค่า ND ที่เพิ่มสูงขึ้น) ภาพที่ 10 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่ใช้ทาร์เกตต่างๆ ที่ $ND = 2.5$ ผลลัพธ์ที่ได้ค่อนข้างชัดเจนเลยว่า ระบบที่ใช้ทาร์เกตแบบ $h_0 = 1$ จะให้ประสิทธิภาพดีที่สุด ทั้งนี้เพราะว่าทาร์เกตแบบ GPR (โดยเฉพาะอย่างยิ่งทาร์เกตแบบ $h_0 = 1$) มีผลตอบสนองเชิงความถี่ใกล้เคียงกับช่องสัญญาณมากกว่าทาร์เกตแบบ PR ดังแสดงในรูป



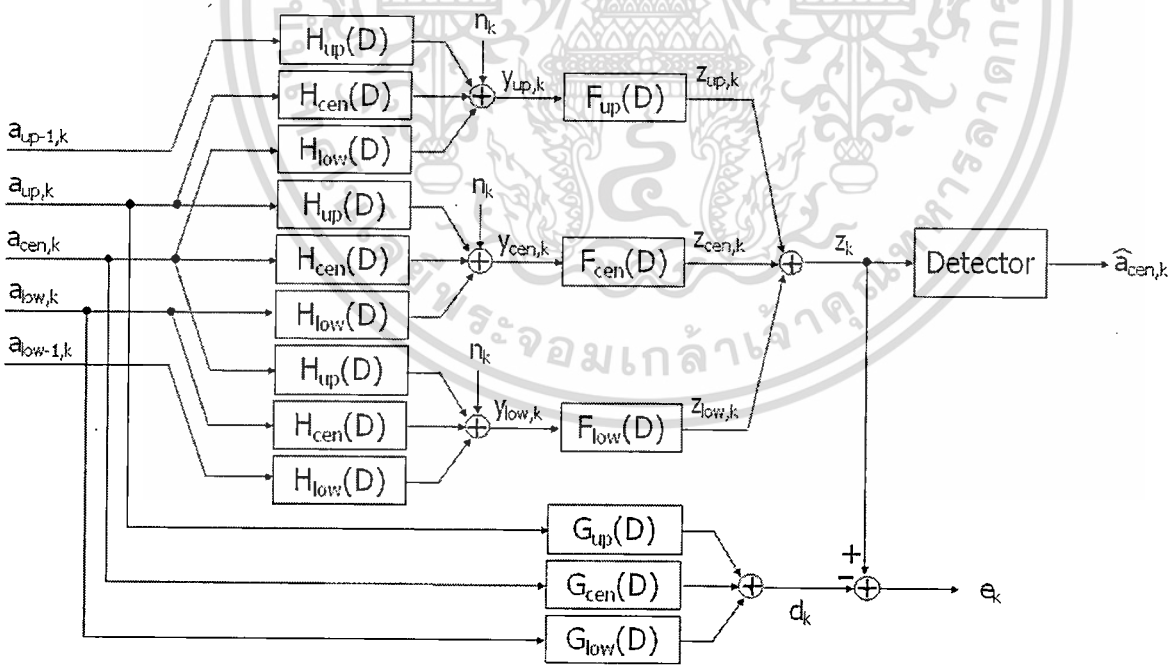
ภาพที่ 4.7 ประสิทธิภาพในรูป BER ของระบบที่ใช้ทาร์เกตต่างๆที่ $ND = 2.5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของทาร์เกตแบบต่างๆ

นอกจากนี้เรายังสามารถใช้หลักการ MMSE มาออกแบบอีควอไลเซอร์สองมิติได้ดังนี้



ภาพที่ 4.9 การออกแบบอีควอไลเซอร์สองมิติ

$$F = \left[f_{up,-N} f_{up,-N+1} \cdots f_{up,+N} f_{cen,-N} f_{cen,-N+1} \cdots f_{cen,+N} f_{low,-N} f_{low,-N+1} \cdots f_{low,+N} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_k = \left[y_{up,k-N} y_{up,k-N+1} \cdots y_{up,k+N} y_{cen,k-N} y_{cen,k-N+1} \cdots y_{cen,k+N} y_{low,k-N} y_{low,k-N+1} \cdots y_{low,k+N} \right]$$

$$G = \left[g_{up,0} g_{uup,1} \cdots g_{up,2L} g_{cen,0} g_{cen,1} \cdots g_{cen,2L} g_{low,0} g_{low,1} \cdots g_{low,2L} \right]$$

$$a_k = \left[a_{up,k-2L} a_{up,k-2L+1} \cdots a_{up,k} a_{cen,k-2L} a_{cen,k-2L+1} \cdots a_{cen,k} a_{low,k-2L} a_{low,k-2L+1} \cdots a_{low,k} \right]$$

$$e_k = z_k - d_k = F^T y_k - G^T a_k$$

$$E\left[e^2\right] = E\left[\left(z_k - d_k\right)^2\right] = E\left[\left(F^T y_k - G^T a_k\right)^2\right] = F^T RF + G^T AG - 2F^T PG$$

$$E\left[(z_k - d_k)^2\right] = F^T RF + G^T AG - 2F^T PG - \lambda\left(CG^T - 1\right) \quad \text{Where } C = [0,\ldots 1,\ldots 0]$$

$$\lambda = \left(\frac{1}{C^T \left(R - P^T R^{-1} P\right) C} \right), \quad G = \lambda\left(A - P^T R^{-1} P\right)^{-1} C, \quad F = R^{-1} Pg$$

$$R = E\left[y_k y_k^T\right], \quad P = E\left[y_k a_k^T\right], \quad A = E\left[a_k a_k^T\right]$$

การออกแบบวงจรตรวจหา (detector design) ในระบบฮาร์ดดิสก์ไดร์ฟในปัจจุบันจะใช้วงจรตรวจหาวีเทอร์บิ (Viterbi detector) ซึ่งเป็นวงจรตรวจหาลำดับ (sequence detector) ที่สร้างโดยใช้อัลกอริทึมวีเทอร์บิ (Viterbi algorithm) เพื่อใช้ในการถอดรหัสข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสด้วย "รหัสคอนโวลูชั่น (convolution code)" เท่านั้น ในทางปฏิบัติแล้ว ช่องสัญญาณสามารถที่จะถูกพิจารณาว่าเป็นรหัสคอนโวลูชั่นประเภทหนึ่งที่มีอัตรารหัส (code rate) เท่ากับ 1 (นั่นคือ ข้อมูลอินพุท 1 บิท เมื่อเข้ารหัสแล้วจะได้ข้อมูลเอาต์พุทออกมา 1 บิท เช่นกัน) วงจรตรวจหาวีเทอร์บิมีความสามารถที่จะจัดการกับ ISI ที่แฝงอยู่ในข้อมูลที่จะทำการถอดรหัสได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่ ถ้า ISI ยิ่งมาก ความซับซ้อนของวงจรตรวจจับวีเทอร์บิก็จะยิ่งมาก และถ้า ISI น้อย ความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวีเทอร์บิก็ยิ่งน้อย

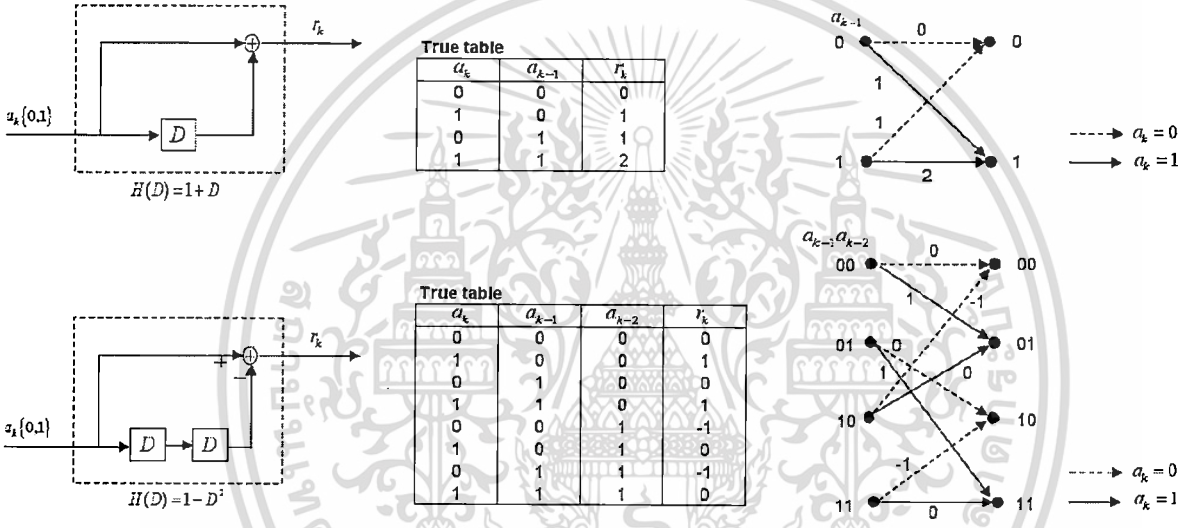
วงจรตรวจหาวีเทอร์บิถือว่าเป็นวงจรตรวจหาข้อมูลที่มีประสิทธิภาพ และถูกนำมาใช้งานในหลายๆ งานประยุกต์ รวมทั้งในระบบการประมวลผลสัญญาของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยที่หลักการทำงานของวงจรตรวจหาวีเทอร์บิจะอยู่บนพื้นฐานของ "แผนภาพเทรลลิส (trellis diagram)" ซึ่งสร้างมาจากเครื่องสถานะจำกัด (FSM: finite state machine)" ดังนั้น ก่อนที่จะอธิบายหลักการทำงานของอัลกอริทึมวีเทอร์บิ ผู้อ่านควรจะทำความเข้าใจในการสร้างเครื่องสถานะจำกัดและแผนภาพเทรลลิสก่อน

เครื่องสถานะจำกัด จะเริ่มจากการพิจารช่องสัญญาณ $H(D) = 1 + D$ ดังรูป เมื่อข้อมูลอินพุท $a_k \in \{0,1\}$ ถูกส่งผ่านเข้าไปในช่องสัญญาณทำให้ได้เป็นข้อมูลเอาท์พุท r_k จะได้ตามตารางโดยที่ ข้อมูลบิท a_{k-1} อาจจะถูกพิจารณาว่าเป็นข้อมูลที่หลงเหลืออยู่ใน "เรจิสเตอร์แบบเลื่อน (shift register)" ในบล็อก D ความสัมพันธ์ระหว่าง a_k และ r_k ในตารางสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของ "เครื่องสถานะจำกัด" ซึ่งก็คือแบบจำลองของการคำนวณที่แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของ ข้อมูลอินพุท, สถานะเริ่มต้น (start state), สถานะต่อไป (next state), และข้อมูลเอาท์พุทช่องสัญญาณ โดยที่ข้อมูลบิท 0 และบิท 1 ที่อยู่ในวงกลม คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่อยู่ในเรจิสเตอร์แบบเลื่อน ณ เวลาขณะนั้น, ตัวเลขบนซ้ายของเส้นเปลี่ยนสถานะ คือ ค่าข้อมูลอินพุท a_k , และ ตัวเลขบนซ้ายของเส้นเปลี่ยนสถานะ คือ ค่าข้อมูลเอาท์พุทช่องสัญญาณ r_k

แผนภาพเทรลลิส จะถูกสร้างจากเครื่องสถานะจำกัดได้ โดยที่จุดต่อ (node) ทางด้านซ้ายมือ คือสถานะเริ่มต้น (ซึ่งมีค่าเท่ากับ a_{k-1}), จุดต่อทางด้านขวามือ คือ สถานะต่อไป, ลูกศรเส้นปะใช้แทนการส่งข้อมูลอินพุท $a_k = 0$, ลูกศรเส้นทึบใช้แทนการส่งข้อมูลอินพุท $a_k = 1$, และตัวเลขที่แสดงอยู่ในแต่ละเส้นสาขา (branch) คือ ค่าข้อมูลเอาท์พุทช่องสัญญาณ r_k ตัวอย่างเช่น ถ้าสถานะเริ่มต้น คือค่า 0 เมื่อข้อมูลอินพุท $a_k = 1$ เข้ามาในระบบ จะทำให้ได้ข้อมูลเอาท์พุทช่องสัญญาณ $r_k = 1$ และสถานะต่อไป คือค่า 1

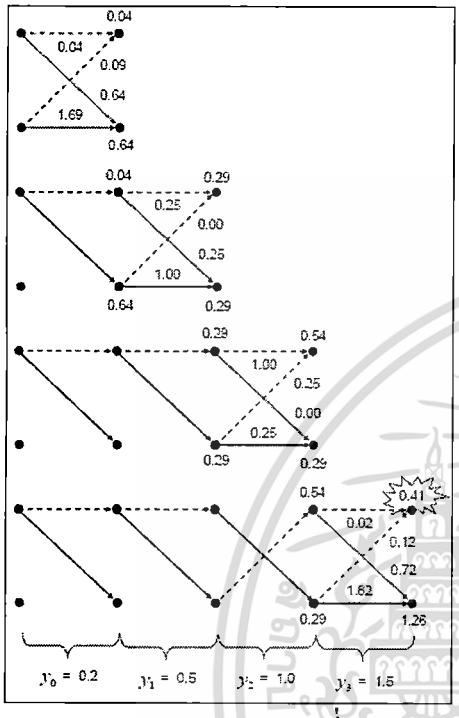


ภาพที่ 4.10 ตัวอย่างการออกแบบวงจร ตรวจหาวีเทอร์บิ

อัลกอริทึมวีเทอร์บิ จะเริ่มจากการพิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณ $H(D)$ โดยที่จากตัวอย่างกำหนดให้ $a_k = \{0,0,1\}$ คือ ข้อมูลบิทอินพุทที่ถูกเลือกมา และเราสามารถหาข้อมูลเอาท์พุทช่องสัญญาณ r_k ได้จาก $r_k = a_k * h_k = \{0,0,1,0.5\}$ ตามตัวอย่าง เมื่อ $*$ คือการคอนโวลูชั่น (convolution) และ h_k คือช่องสัญญาณ ($h_k = \delta_k + 0.5\delta_{k-1}$ ตามตัวอย่าง เมื่อ δ_k คือ ฟังก์ชั่นโครเนคเกอร์เดลตา หรือ Kronecker delta function นั่นคือ $H(D) = 1 + 0.5D$) และเราสามารถหาเอาท์พุทช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนได้จาก $y_k = r_k + n_k = \{0.2, 0.5, 1, 0.15\}$ ดังเช่นในตัวอย่าง สัญญาณรบกวน $\{n_k\} = \{0.2, 0.5, 0, -0.35\}$ หลังจากนั้นเราสามารถหาค่าเมตริกสาขาของการเปลี่ยนสถานะจาก p ไป q ได้จาก $\lambda_k(p,q) = |y_k - r(p,q)|^2$ และที่แต่ละจุดต่อก็จะทำการเลือกเส้นทางการเปลี่ยนสถานะที่มีค่าเมตริกเส้นทางที่น้อยที่สุด $\Phi_k(a), \Phi_k(b)$ โดยที่ a และ b คือ สถานะ 0 และ 1 ตามลำดับ และเส้นทางอื่นจะถูกตัดทิ้งไป หลังจากทำ

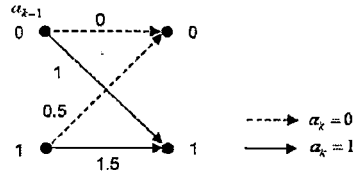
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จนถึงลำดับข้อมูลอินพุทที่ได้รับบิทสุดท้าย วงจรตรวจหาวิเทอร์บิจะทำการมองย้อนกลับไป (trace back) ตามเส้นทางที่ยังมีชีวิตอยู่ เราจะได้ข้อมูลอิทพุท $\{\hat{a}_k\} = \{0,0,1\}$ ซึ่งตรงกับ อินพุท $\{\hat{a}_k\}$ ในตัวอย่าง



True table

a_k	a_{k-1}	r_k
0	0	0
1	0	1
0	1	0.5
1	1	1.5



$k = 0$ $\lambda_0(a,a) = |0.2 - 0.0|^2 = 0.04$ $\Phi_1(a) = \min\{0.00 + 0.04, 0.00 + 0.09\} = 0.04$

$\lambda_0(a,b) = |0.2 - 1.0|^2 = 0.64$ $\Phi_1(b) = \min\{0.00 + 0.64, 0.00 + 1.69\} = 0.64$

$\lambda_0(b,a) = |0.2 - 0.5|^2 = 0.09$

$\lambda_0(b,b) = |0.2 - 0.5|^2 = 1.69$

$k = 1$ $\lambda_1(a,a) = |0.5 - 0.0|^2 = 0.25$ $\Phi_2(a) = \min\{0.04 + 0.25, 0.64 + 0.00\} = 0.29$

$\lambda_1(a,b) = |0.5 - 1.0|^2 = 0.25$ $\Phi_2(b) = \min\{0.04 + 0.25, 0.64 + 1.00\} = 0.29$

$\lambda_1(b,a) = |0.5 - 0.5|^2 = 0.00$

$\lambda_1(b,b) = |0.5 - 0.5|^2 = 1.00$

$k = 2$ $\lambda_2(a,a) = |1.0 - 0.0|^2 = 1.00$ $\Phi_3(a) = \min\{0.29 + 1.00, 0.29 + 0.25\} = 0.54$

$\lambda_2(a,b) = |1.0 - 1.0|^2 = 0.00$ $\Phi_3(b) = \min\{0.29 + 0.00, 0.29 + 0.25\} = 0.29$

$\lambda_2(b,a) = |1.0 - 0.5|^2 = 0.25$

$\lambda_2(b,b) = |1.0 - 0.5|^2 = 0.25$

$k = 3$ $\lambda_3(a,a) = |1.5 - 0.0|^2 = 0.02$ $\Phi_4(a) = \min\{0.54 + 0.02, 0.29 + 0.12\} = 0.41$

$\lambda_3(a,b) = |1.5 - 1.0|^2 = 0.72$ $\Phi_4(b) = \min\{0.54 + 0.72, 0.29 + 1.82\} = 1.26$

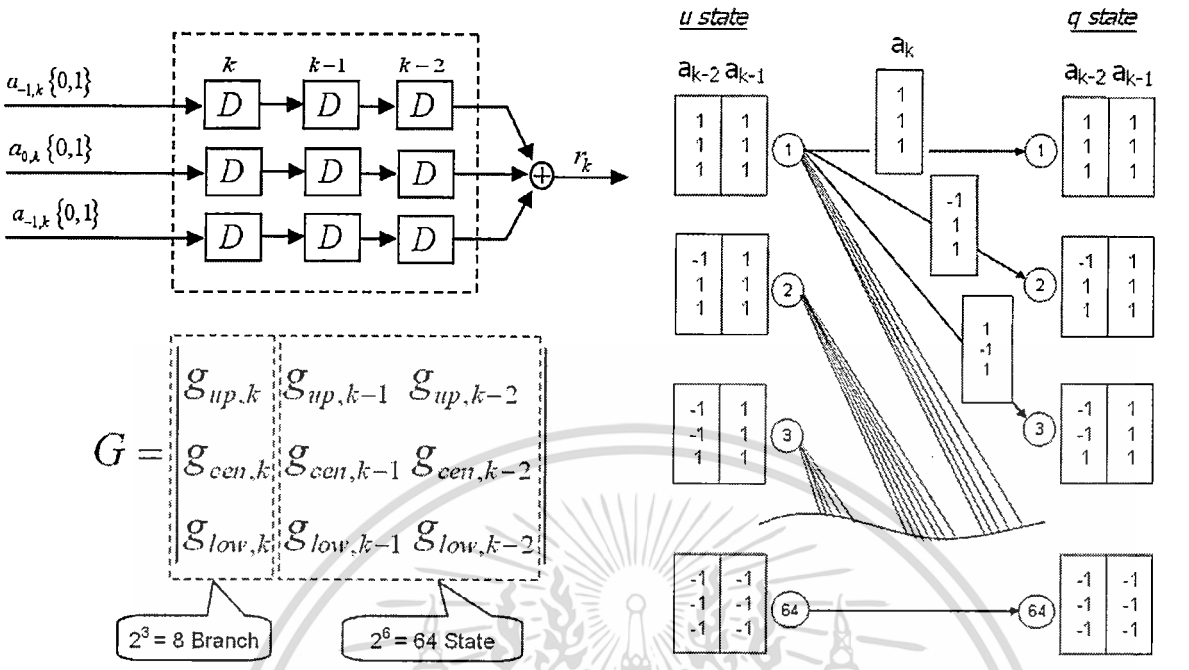
$\lambda_3(b,a) = |1.5 - 0.5|^2 = 0.12$

$\lambda_3(b,b) = |1.5 - 0.5|^2 = 1.82$

ภาพที่ 4.11 ตัวอย่างการทำงานของวงจรตรวจหาวิเทอร์บิ

เราสามารถสร้างวงจรตรวจหาวิเทอร์บิสองมิติได้โดยการวิธีเดียวกัน ได้ดังรูป ซึ่งเราจะได้แผนภาพเทรลลิส 64 สถานะและมี 8 บร้านซ์ที่วิ่งออกจากแต่ละสถานะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.12 การออกแบบวงจรตรวจหาวีเทอร์บิสองมิติ

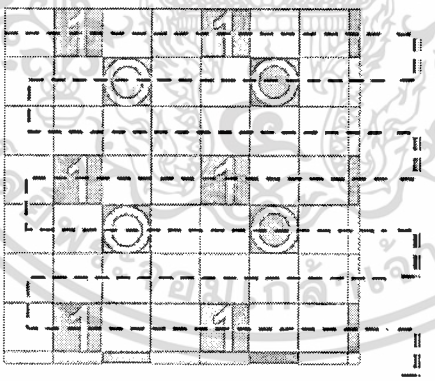
การออกแบบการเข้ารหัสข้อมูล (coding design) จะใช้การเปลี่ยนแปลงรูปแบบข้อมูล (data pattern) ที่เราต้องการบันทึก เพื่อหลีกเลี่ยงกรณีที่แย่ที่สุดก่อนจะทำการบันทึก ซึ่งสำหรับงานวิจัยของเราจะเลือกใช้และให้ความสำคัญกับวิธีนี้ ซึ่งวิธีการโดยละเอียดจะอยู่ในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

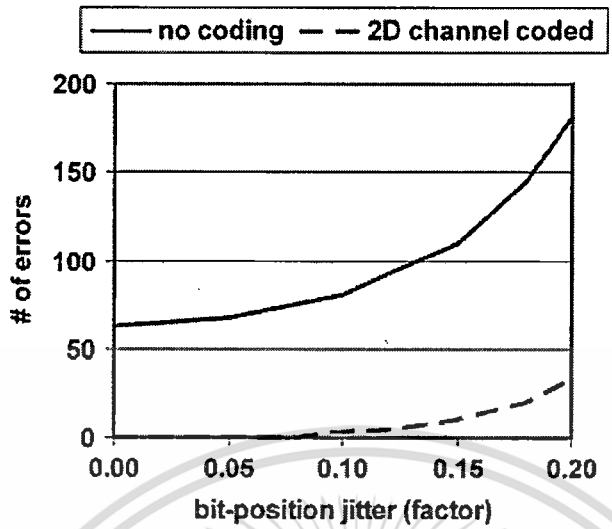
แบบแผนในการจัดรูปแบบข้อมูลสองมิติ (two dimensional coding scheme)

โดยทั่วไปผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติสามารถเป็นไปได้ทั้งแบบส่งเสริม (constructive) และแบบหักล้าง (destructive) ที่ซึ่งถูกหาโดยรูปแบบคลื่นสัญญาณอ่านกลับ (readback signal waveform) และค่าของบิทข้างเคียง ในงานวิจัยที่มีอยู่เดิมนั้นพิจารณาสัญญาณอ่านกลับที่มีโอเวอร์ชู้ท (ไม่มี soft under layer) ตามที่แสดงในภาพที่ 4.2 [11] แอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางจะถูกหักล้างถ้าบิท '1' ทุกบิทถูกบันทึก (กรณีที่แย่ที่สุด) มันจึงง่ายที่จะเกิดความผิดพลาดที่กระบวนการอ่านข้อมูลกลับ นั่นคือการแทรกสอดสองมิติกรณีนี้เป็นแบบหักล้าง ในขณะที่แอมพลิจูดของบิทกลางจะเพิ่มขึ้นมาเมื่อบิท '1' (แทนด้วยสภาพความเป็นแม่เหล็ก +1) ถูกล้อมรอบด้วยบิท '0' (แทนด้วยสภาพความเป็นแม่เหล็ก -1) ในอาร์เรย์ 3×3 (กรณีที่ดีที่สุด) นั่นคือการแทรกสอดสองมิตินี้เป็นแบบส่งเสริมเพราะแอมพลิจูดของสัญญาณสูงมาก เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดสองมิติแบบหักล้าง วิธีการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส 7/9 ถูกออกแบบเป็นพิเศษใน [11] เพื่อหลีกเลี่ยงกรณีที่แย่ที่สุด ที่ซึ่งบิทเกิน (redundant bit) 0 และ 1 ถูกแทรกในตำแหน่งที่เจาะจงที่ทุกๆอาร์เรย์ 3×3 ในข้อมูลที่ต้องการบันทึก ตามภาพที่ 5.1 ซึ่งจากผลการทดลองภาพที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าวิธีการนี้สามารถลดบิทผิดพลาดลงได้ในระดับหนึ่ง



ภาพที่ 5.1 แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส 7/9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.2 ประสิทธิภาพของแบบแผนการเข้ารหัสสองมิติที่มีอัตรารหัส 7/9

อย่างไรก็ตามวิธีการเข้ารหัสนี้ต้องแลกมาด้วยบิทเกินที่ไม่มีความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาด ดังนั้น Shao et al. [12] นำเสนอวิธีการเข้ารหัสสองมิติแบบอื่นที่มีอัตรารหัส 5/6 ที่ซึ่งมีจำนวนบิทเกินที่ต่ำกว่าและมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า

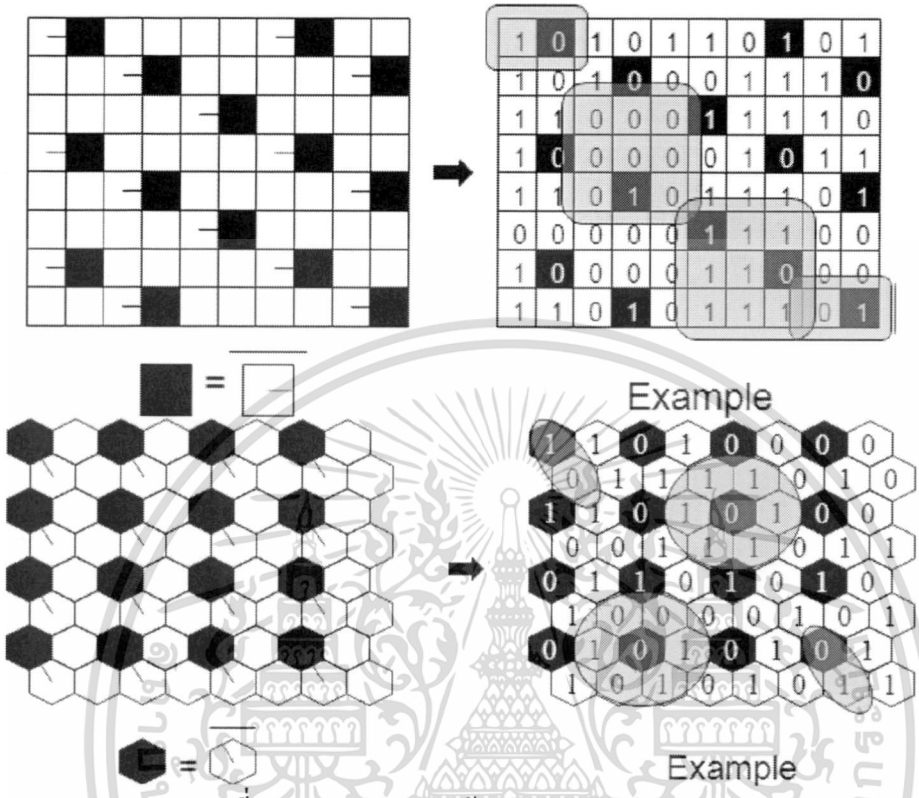
รูปแบบรหัสสองมิตินี้ถูกนำเสนอมาเพื่อจัดการกับผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติ เพราะผลกระทบจากการแทรกสอดขึ้นอยู่กับรูปแบบสัญญาณอ่านกลับ (เช่นมีหรือไม่มีโอเวอร์ชู้ท) และบิทที่อยู่รอบๆ, รูปแบบสัญญาณที่ต่างกัน และชนิดที่แตกต่างกันของการเรียงตัวในสื่อ (แบบสี่เหลี่ยมหรือแบบหกเหลี่ยม) นั้นต้องการการออกแบบรหัส ในส่วนนี้เราอธิบายรูปแบบรหัสสองมิติสำหรับการเรียงตัวในสื่อแบบสี่เหลี่ยมและหกเหลี่ยม ที่ซึ่งช่องสัญญาณที่ใช้จะเป็นแบบมีโอเวอร์ชู้ท

รูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอสำหรับสื่อที่เรียงตัวแบบสี่เหลี่ยมถูกแสดงในภาพที่ 5.3 ในรูปจุดสีขาวถูกใช้เพื่อเก็บบิทข้อมูลและสีดำใช้เก็บพาริตี้เช็คบิท (parity check bit) ของหนึ่งในบิทที่อยู่ติดกัน ในกรณีที่เลวร้ายที่สุด คือ ทุกบิทเป็น 0 หรือทุกบิทเป็น 1 ในอาร์เรย์ 3x3 สามารถหลีกเลี่ยงได้ มากไปกว่านั้นบิทเกินก็มีหน้าที่เป็นตัวแก้ไขข้อผิดพลาดด้วย เนื่องจากมันเป็นพาริตี้เช็คบิทของบางบิทข้อมูล ตามที่กล่าวไปก่อนหน้านี้ รูปแบบรหัสสองมิติ 7/9 หลีกเลี่ยงกรณีเลวร้ายสุดโดยการใส่บิท 1 และ 0 ในตำแหน่งที่เจาะจง (fixed place) ที่ซึ่งบิทที่เกินมาไม่ได้เก็บข้อมูลใดๆที่เราต้องการบันทึก ดังนั้นรูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอนี้ถูกคาดหวังว่าจะมีประสิทธิภาพดีกว่ารูปแบบรหัส 7/9 มากไปกว่านั้นรูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอจะมีอัตรารหัส (code rate) 5/6 ที่ซึ่งทำให้เก็บข้อมูลได้เพิ่มขึ้น 5.5% เมื่อเทียบกับรูปแบบรหัสสองมิติ 7/9

รูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอนี้สามารถปรับให้ใช้กับสื่อที่เรียงตัวแบบหกเหลี่ยมได้อย่างง่ายดายตามที่แสดงในภาพที่ 4.3 เช่นเดียวกับภาพที่สองคือ จุดสีขาวเป็นบิทข้อมูลส่วนจุดสีดำเป็นพาริตี้เช็คบิท จะเห็นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่าเราจะไม่มีบิท 1 ที่ถูกล้อมรอบด้วยบิท 1 หรือบิท 0 ที่ถูกล้อมรอบด้วยบิท 0 เลย โดยสำหรับสื่อที่เรียงตัวแบบ 6 เหลี่ยมนั้นจะมีอัตรารหัสเป็น 3/4



ภาพที่ 5.3 แบบแผนการเข้ารหัสสองมิติของ Shao

ด้านประสิทธิภาพของรูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอถูกประเมินด้วยการจำลอง ในกรณีที่เราไม่ได้ใช้อีควอไลเซอร์อัลกอริทึ่มใดๆ วิเทอบิอัลกอริทึ่มแม้จะมีประสิทธิภาพแต่ก็มีความซับซ้อนสูง [13] ในไอเอสไอแบสองมิติที่มีขนาด LxL จะทำให้วิเทอบิอัลกอริทึ่มมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นแบบเอ็กซ์โปเน็นเชียล (exponential) L^2 ที่ซึ่งไม่เหมาะสมในทางปฏิบัติ [14] ดังนั้นเราใช้อัลกอริทึ่มในการตรวจจับอย่างง่ายโดยใช้เทรชโฮลด์ เพื่อที่จะถอดรหัสสัญญาณในการจำลอง การใช้วงจรตรวจหาอย่างง่ายจะช่วยให้เราปรับปรุงระบบในเบื้องต้นที่ซึ่งเราสามารถทำได้โดยใช้รูปแบบรหัสสองมิติ อัลกอริทึ่มวงจรตรวจหาที่ซับซ้อนกว่าก็สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ซึ่งจะช่วยให้ความซับซ้อนต่ำพอ เช่น อัลกอริทึ่มวิเทอบิความซับซ้อนต่ำหรืออัลกอริทึ่มบีซีเจอาร์ (low complexity Viterbi or BCJR) [15] สำหรับประเด็นในการจำลองมากกว่า 15 ล้านบิทจะถูกส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบไอเอสไอสองมิติที่มีโอเวอร์ชู้ท นอกจากนั้นเราได้กำหนดจิตเตอร์ให้กับตำแหน่งของเกาะข้อมูลในการจำลองซึ่งเป็นตัวรบกวนหลักในระบบสื่อรูปแบบบิท [16] ในบทความนี้จิตเตอร์ถูกกำหนดให้กระจายอยู่ในช่วง [-J,J] ที่ซึ่ง J คือ จิตเตอร์แฟคเตอร์ (jitter factor) x ช่วงความกว้างระหว่างจุด (dot period)

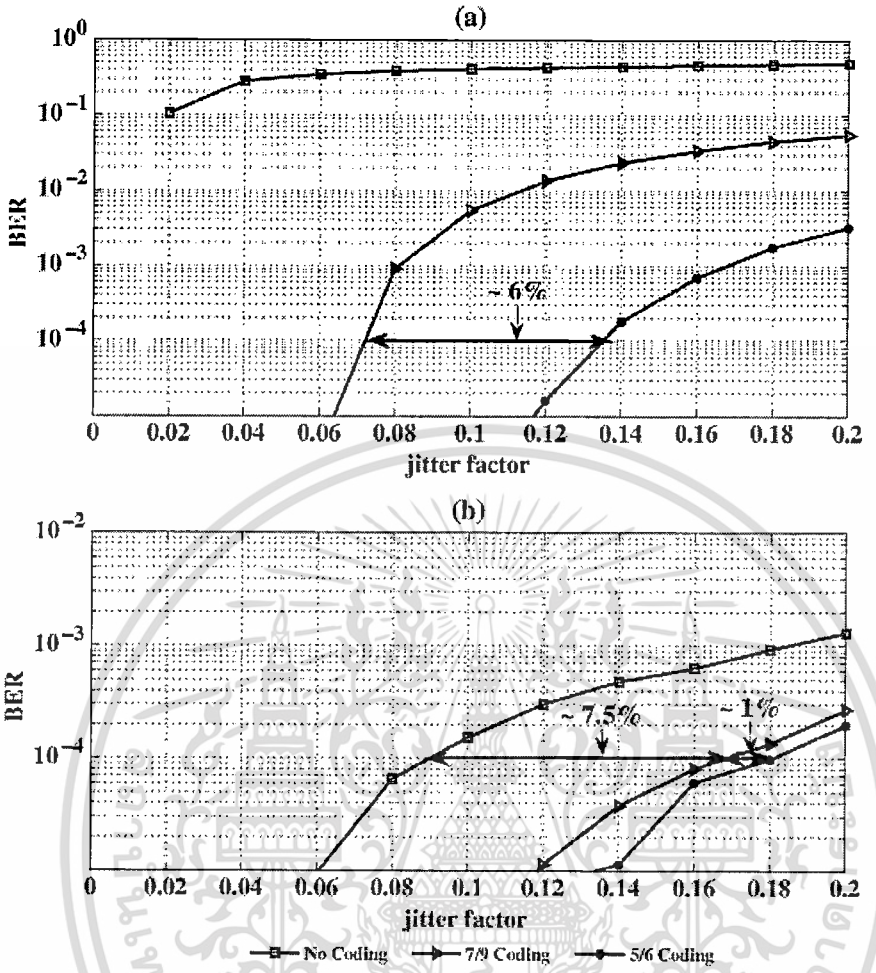
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะใช้ 3 แบบแผนในการจำลอง แบบแผนที่ 1 เราไม่ใช้รูปแบบรหัสใดๆ ในการลดผลกระทบจากไอเอสไอ แบบแผนที่ 2 เราใช้รูปแบบรหัสสองมิติ 7/9 ในการลดผลกระทบจากการหักล้างสัญญาณของไอเอสไอสองมิติ แบบแผนที่ 3 เราใช้รูปแบบรหัสสองมิติอย่างง่ายที่นำเสนอเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงกรณีเลวร้ายที่สุดของผลกระทบจากไอเอสไอสองมิติ สำหรับสื่อที่มีการเรียงตัวแบบหกเหลี่ยม เราเพียงแค่เปรียบเทียบแบบแผน 1 และแบบแผน 3 เป็นรูปแบบรหัสสองมิติใน [12] ที่ถูกเสนอเพียงแค่สำหรับสื่อที่มีการเรียงตัวแบบสี่เหลี่ยม

สำหรับสื่อที่มีการเรียงตัวแบบสี่เหลี่ยม สามแบบแผนนี้ถูกเปรียบเทียบภายใต้เงื่อนไขแอเรียลเด็นซิตี้เดียวกัน การเลือกแอเรียลดอทเด็นซิตี้ (areal dot density) เป็นความจริงที่ว่าช่วงความกว้างระหว่างจุดจะต้องแคบที่สุดในสื่อรูปแบบบิท สิ่งนี้คือสิ่งที่ต่างจากสถานการณ์ของสื่อแบบต่อเนื่อง (continuous media) 3 แบบแผนนี้ใช้สัญญาณอ่านกลับเดียวกันที่ซึ่งถูกจำลองอยู่บนพื้นฐานของพารามิเตอร์ (parameter) เดียวกัน ซึ่งสามแบบแผนนี้มีประสิทธิภาพในด้านแอเรียลเด็นซิตี้ต่างกัน ที่ซึ่งเป็นจำนวนของบิทข้อมูลที่ซึ่งสามารถถูกเก็บต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ แบบแผนที่ 1 มีประสิทธิภาพทางด้านแอเรียลเด็นซิตี้สูงสุด (115 x(5/6) = 96 Gbits/in^2) และแบบแผนที่ 2 มีประสิทธิภาพด้านแอเรียลเด็นซิตี้น้อยที่สุด (115x(7/9) = 89 Gbits/in^2) ภาพที่ 4 แสดงให้เห็นถึงผลของการจำลอง สำหรับกรณีที่เลวร้ายที่สุด (เช่นเก็บบิทหนึ่งทุกตัว) และกรณีปรกติ (เก็บแบบสุ่ม) ตามที่เราเห็นจากภาพที่ 5.4 รูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอมีซิกนิฟิแคนท์โค้ดดิ้งเกน (significant coding gain) ในกรณีที่เลวร้ายที่สุดเปรียบเทียบกับแบบแผนที่ 1 และแบบแผนที่ 2 (จิตเตอร์แฟคเตอร์เพิ่มขึ้น 6% สำหรับBER 10^{-4}) สำหรับกรณีปกติ รูปแบบรหัสสองมิติที่นำเสนอมีการป้องกันสัญญาณรบกวนแบบจิตเตอร์ที่ดีกว่ารูปแบบรหัสจาก [12] (เช่นแบบแผนที่ 2) ที่ซึ่งยอมให้มีจิตเตอร์แฟคเตอร์เพิ่มขึ้น 1% ที่BER 10^{-4}

สำหรับสื่อที่เรียงตัวแบบหกเหลี่ยม เราเพียงเปรียบเทียบแบบแผนที่ 1 กับแบบแผนที่ 3 อัตรารหัสของแบบแผนที่ 3 ถูกลดลงเป็น 3/4 มันมีประสิทธิภาพทางด้านแอเรียลเด็นซิตี้ 86 Gbit/in^2 ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าแบบแผนที่ 1 (ไม่มีการใช้รหัส) ไม่สามารถทำให้ได้เป้าหมายBER 10^{-4} แม้ว่าในกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนจิตเตอร์ แต่แบบแผนที่ 3 สามารถยอมให้มีจิตเตอร์แฟคเตอร์ 18% ที่BER 10^{-4}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.4 ประสิทธิภาพของแบบแผนการเข้ารหัสสองมิติของ Shao

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

วิธีการจัดรูปแบบบิทข้อมูลก่อนการบันทึก (multitrack recorded bit patterning scheme: M-RBP)

เพราะความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติขึ้นอยู่กับทั้งรูปแบบสัญญาณอ่านกลับและบิทข้อมูลที่อยู่รอบ เราจึงนำเสนอวิธีการอาร์บีพีอย่างง่าย [17] และ M-RBP [18] โดยการจัดเรียงบิทข้อมูลใหม่เพื่อหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลบางรูปแบบที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดได้ง่ายในกระบวนการอ่านข้อมูลกลับ เพื่อจะบรรลุจุดประสงค์นี้เราพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณโดยปราศจากสัญญาณรบกวนและความผิดพลาดของตำแหน่ง ที่ซึ่งหนึ่งบิทเดี่ยวจะสร้างรูปแบบสัญญาณอ่านกลับโดยปราศจากโอเวอร์ชูทตามภาพที่ 4.3

โดยภาพรวมของระบบเป็นดังรูป 6.1 เริ่มต้นจากลำดับข้อมูลเลขฐานสอง (binary data sequence) $a_k \in \{\pm 1\}$ ที่ต้องการบันทึกถูกแบ่งออกเป็น 5 แทรก ก่อนที่ข้อมูลทั้ง 5 แทรกจะถูกส่งต่อไปยังอัลกอริทึมการจัดรูปแบบบิทข้อมูลก่อนการบันทึกแบบหลายแทรก (M-RBP) เพื่อเข้ารหัสข้อมูลก่อนการบันทึกลงในสื่อบันทึก สัญญาณอ่านกลับของบิตข้อมูลที่ k^{th} บนแทรกที่ l^{th} เขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้คือ

$$r_{l,k} = \sum_{n}\sum_{m} h_{m,n} x_{l-m,k-n} + n_{l,k} = x_{l,k} \otimes h_{l,k} + n_{l,k}$$

เมื่อ $x_{l,k}$ คือบิตข้อมูลที่จะบันทึกลงบนสื่อบันทึกข้อมูล, $h_{m,n}$ คือค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองช่องสัญญาณสองมิติ, n และ m แทนตำแหน่งของไอแลนด์บิตในทิศทางตามแนวแทรกและแนวขวางแทรกตามลำดับ, $\otimes$ คือเครื่องหมายการดำเนินการคอนโวลูชันแบบสองมิติ (2D convolution), และ $n_{l,k}$ คือสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise) ในทางปฏิบัติค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองของช่องสัญญาณสองมิติ $h_{m,n}$ ในระบบ BPMR หาได้จากการชักตัวอย่าง (sampling) ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์ของไอแลนด์บิตเดี่ยวที่มีคาบเวลาบิต (bit period) T_x และความกว้างของแทรก (track pitch) T_z คือ

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

โดย $P(x, z)$ คือผลตอบสนองสัญญาณพัลส์เกาส์เซียนแบบสองมิติ [2] และ $2L+1$ คือจำนวนสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณแบบสองมิติ โดยผลตอบสนองสัญญาณพัลส์เกาส์เซียนแบบสองมิติสำหรับระบบ BPMR ในงานวิจัยนี้หาได้จาก [2, 3]

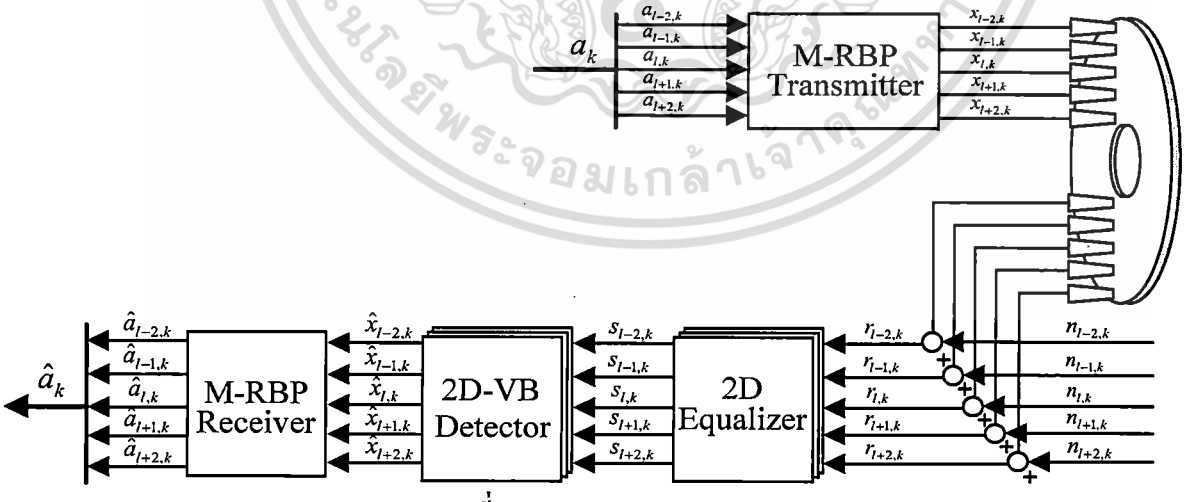
$$P(x,z) = (A)\exp\left\{-\frac{1}{2}\left[\left(\frac{x+\Delta_x}{c(\mathrm{PW}_x)}\right)^2 + \left(\frac{z+\Delta_z}{c(\mathrm{PW}_z)}\right)^2\right]\right\}$$

เมื่อ $A = 1$ คือแอมพลิจูดสูงสุดของผลตอบสนองสัญญาณพัลส์เกาส์เซียนแบบสองมิติ, Δ_x คือความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งตามแนวแทรก, Δ_z คือความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งตามแนวขวางแทรก, PW_x คือค่า PW_{50} ของสัญญาณพัลส์ตามแนวแทรก, PW_z คือค่า PW_{50} ของสัญญาณพัลส์ตามแนวขวางแทรก, PW_{50} คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างของสัญญาณพัลส์ ณ จุดครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูดสูงสุด, และ c = 1/2.3458 คือค่าคงตัวที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง PW_{50} และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณเกาส์เซียน ในที่นี้สัญญาณรบกวนแบบเลื่อนตำแหน่ง (position jitter noise) ตามแนวแทรก Δ_x และตามแนวขวางแทรก Δ_z จะถูกจำลองโดยฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยศูนย์และค่าความแปรปรวน σ_j^2 เมื่อ σ_j เป็นเปอร์เซ็นต์ของความยาวบิต T_x

จากภาพที่ 2 พบว่าลำดับข้อมูล a_k จะถูกแบ่งออกเป็น 5 แทรก { $a_{l-2,k}$, $a_{l-1,k}$, $a_{l,k}$, $a_{l+1,k}$, $a_{l+2,k}$} เพื่อส่งเข้าไปในวงจรเข้ารหัส M-RBP เพื่อจัดเรียงบิตข้อมูลให้พร้อมสำหรับการบันทึกลงในสื่อบันทึกเป็น 5 ลำดับข้อมูล { $x_{l-2,k}$, $x_{l-1,k}$, $x_{l,k}$, $x_{l+1,k}$, $x_{l+2,k}$} จำนวน 5 แทรกติดกันคือแทรกที่ (l-2), (l-1), (l), (l+1), และ (l+2) ตามลำดับ ในกระบวนการอ่านข้อมูล ณ วงจรภาครับ ข้อมูลทั้ง 5 แทรกจะถูกอ่านโดยใช้ 5 หัวอ่านในเวลาเดียวกัน (หรือใช้ 1 หัวอ่านเพื่ออ่านข้อมูลทีละแทรก แล้วใช้บัฟเฟอร์หรือหน่วยความจำช่วยในการเก็บข้อมูลทีละแทรก) จากนั้นในกระบวนการอ่าน (read process) ลำดับข้อมูลของสัญญาณอ่านกลับ $r_{l,k}$ จะถูกอีควอไลซ์ (equalize) โดยอีควอไลเซอร์แบบสองมิติ (2D equalizer) ขนาด 3×7 ที่ถูกออกแบบโดยจีพีอาร์ทาร์เก็ทสองมิติขนาด (2D GPR target) 3×3 แบบสมมาตร และวิธีการ MMSE (minimum mean square error) [19] เพื่อปรับสัญญาณให้เป็นลำดับข้อมูล $s_{l,k}$ และถูกป้อนเข้าสู่วงจรตรวจหาวิเทอร์บิแบบสองมิติ (2D Viterbi detector) โดยใช้แผนภาพเทรลลิส (trellis diagram) 64 สถานะ (state) ที่มี 8 บร๊านซ์ออกจากแต่ละสถานะ (outgoing branches) [20] เพื่อหาลำดับข้อมูลที่เป็นไปได้มากที่สุด ก่อนจะส่งข้อมูลที่ได้เข้าไปยังอัลกอริทึม M-RBP ที่อยู่ด้านภาครับเพื่อจัดเรียงลำดับข้อมูลใหม่ด้วยความช่วยเหลือของหน่วยความจำหรือบัฟเฟอร์



ภาพที่ 6.1 ภาพรวมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติขึ้นอยู่กับทั้งรูปแบบสัญญาณอ่านกลับของบิตข้อมูลที่ตรวจหาและบิตข้อมูลที่อยู่รอบข้าง ในส่วนนี้จะนำเสนออัลกอริทึม M-RBP แบบง่ายเพื่อหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลบางรูปแบบที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดได้ง่าย ณ วงจรตรวจหา โดยการจัดเรียงบิตข้อมูลใหม่ (เพื่อไม่ให้มีรูปแบบที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดง่าย) ก่อนการบันทึกลงในสื่อบันทึก

ให้พิจารณาหน้าต่างอาร์เรย์ขนาด 3×3 ที่ครอบคลุมบิตข้อมูลทั้งหมด 9 บิต คือ 3 บิตจากแทรกบน [$a_{l-1,k-1}$ $a_{l-1,k}$ $a_{l-1,k+1}$], 3 บิตจากแทรกกลาง [$a_{l,k-1}$ $a_{l,k}$ $a_{l,k+1}$], และ 3 บิตจากแทรกล่าง [$a_{l+1,k-1}$ $a_{l+1,k}$ $a_{l+1,k+1}$] ตามที่แสดงในภาพที่ 3 โดยหน้าต่างนี้จะใช้เพื่อค้นหารูปแบบข้อมูล [$a_{l-1,k-1}$ $a_{l-1,k}$ $a_{l-1,k+1}$ $a_{l,k-1}$ $a_{l,k}$ $a_{l,k+1}$ $a_{l+1,k-1}$ $a_{l+1,k}$ $a_{l+1,k+1}$] ที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดได้ง่ายในกระบวนการอ่าน ณ วงจรตรวจหา ในการทำงานเริ่มต้นจะกำหนดให้รูปคลื่นของสัญญาณอ่านกลับของบิตข้อมูลเดี่ยวที่ปราศจากโอเวอร์ชู้ตตามภาพที่ 1(a) เป็นสัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งได้มาจากแบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนใดๆ จากนั้นจะพิจารณารูปแบบข้อมูลทั้งหมดที่อยู่ภายในหน้าต่างอาร์เรย์ขนาด 3×3 ว่าค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลาง $\{r_{l,k}\}$ แตกต่างจากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงอย่างไร โดยรูปแบบข้อมูลใดที่มีผลทำให้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตกลาง $\{r_{l,k}\}$ มีเครื่องหมายตรงข้ามกับเครื่องหมายของค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิง จะถือว่าเป็นรูปแบบข้อมูลแบบหักล้าง (destructive data pattern) ในขณะที่รูปแบบข้อมูลอื่นๆ นอกเหนือจากนี้จะถือว่าเป็นรูปแบบข้อมูลแบบส่งเสริม (constructive data pattern) ตารางที่ 6.1 แสดงรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างทั้งหมดที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาด ณ บิตกลาง ที่ด้านขาออกของวงจรตรวจหา

รายละเอียดการทำงานของวงจรเข้ารหัส M-RBP ที่นำเสนอในบทความนี้สามารถอธิบายได้ตามภาพที่ 3 ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ให้พิจารณาข้อมูล 3 แทรกแล้วทำการเลื่อนหน้าต่างขนาด 3×3 ที่มีศูนย์กลางอยู่ที่แทรกที่ l (แทรกกลาง) จากตำแหน่งเริ่มต้น (ด้านซ้ายสุดของแทรก) ไปยังตำแหน่งสุดท้าย (ด้านขวาสุดของแทรก) แล้วนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างทั้งหมดที่เกิดขึ้นโดยการเปรียบเทียบกับรูปแบบข้อมูลในตารางที่ 6.1 จากนั้นกำหนดให้แทรกที่ l คงที่ แล้วเลื่อนวนในแทรกที่ l-1 และแทรกที่ l+1 เพื่อสร้างรูปแบบข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด ซึ่งในแต่ละครั้งของการเลื่อนวนในแทรกที่ l-1 หรือแทรกที่ l+1 ก็จะทำซ้ำกระบวนการเลื่อนหน้าต่างขนาด 3×3 จากตำแหน่งเริ่มต้นไปยังตำแหน่งสุดท้ายของแทรกอีกครั้ง เพื่อนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างทั้งหมดที่เกิดขึ้น โดยเมื่อทำการเลื่อนวนข้อมูลทั้งหมดแล้ว ก็จะดูว่าการเลื่อนวนของแทรกที่ l-1 และแทรกที่ l+1 ครั้งใดที่มีผลทำให้ได้รูปแบบข้อมูลที่ดีสุด (นั่นคือมีจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างน้อยสุด) จากนั้นก็จะบันทึกจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนวนของข้อมูลชุดนั้นไว้ในหน่วยความจำหรือบัฟเฟอร์ เพื่อนำไปใช้ในการเลื่อนวนข้อมูลให้กลับมายังตำแหน่งเดิม ณ วงจรถอดรหัส M-RBP ที่ภาครับ

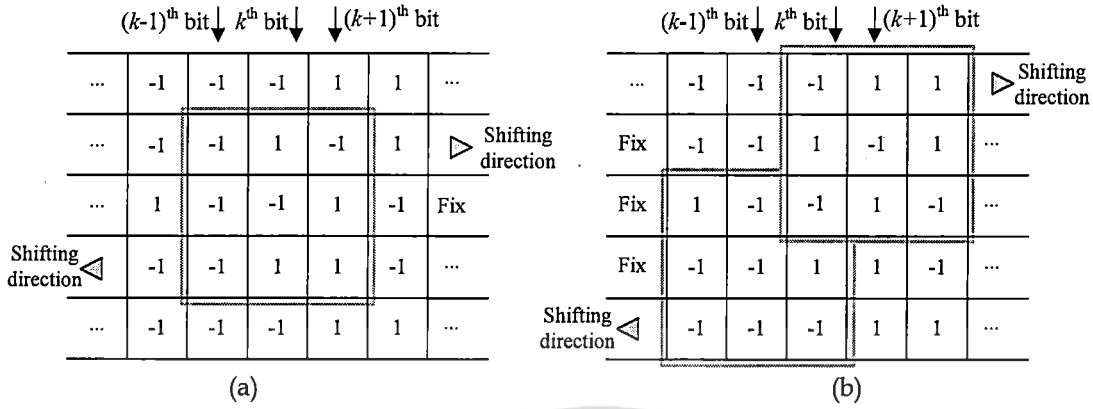
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 ขั้นตอนนี้จะใช้หน้าต่างขนาด 3×3 จำนวน 2 ชุดที่เป็นอิสระต่อกัน โดยมีตำแหน่งศูนย์กลางของหน้าต่างอยู่ที่แทรก l-1 และ l+1 ตามลำดับ ตามภาพที่ 6.2(b) จากนั้นกำหนดให้ข้อมูลในแทรกที่ l-1, l และ l+1 คงที่ แล้วทำการเลื่อนวนแทรกที่ l-2 และ l+2 เพื่อหาจำนวนครั้งในการเลื่อนวนที่ทำให้ได้รูปแบบข้อมูลที่ดีสุด (เช่นเดียวกับขั้นตอนที่ 1) ของชุดข้อมูลในแทรก {l-2, l-1 และ l} และแทรก {l, l+1 และ l+2} ตามลำดับ เมื่อทำขั้นตอนที่ 2 เสร็จแล้ว ก็จะได้รูปแบบข้อมูลที่ดีสุดทั้ง 5 แทรก ที่พร้อมจะถูกบันทึกลงในสื่อบันทึก และจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนวนที่ดีสุดของแทรก l-2 และ l+2 ก็จะถูกบันทึกลงในหน่วยความจำเช่นเดียวกัน ในกรณีที่ข้อมูลมีมากกว่า 5 แทรก ก็ยังคงสามารถใช้เทคนิคนี้ได้เช่นกัน โดยดำเนินการในลักษณะเดียวกันกับขั้นตอนที่ 2 ซ้ำจนกว่าจะครบทุกแทรก โดยไม่จำเป็นต้องมีแถบป้องกันคั่นระหว่างแทรก ซึ่งถือว่าเป็นข้อดีอีกอย่างหนึ่งของเทคนิคที่นำเสนอที่จะช่วยเพิ่มพื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลให้เพิ่มมากขึ้นด้วย

ตารางที่ 6.1 รูปแบบข้อมูลแบบหักล้าง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.2 วิธีการอาร์บีพีที่นำเสนอ (a) ขั้นตอนที่ 1 และ (b) ขั้นตอนที่ 2

ในทางปฏิบัติอัลกอริทึม M-BPR ที่นำเสนอจะใช้เวลาในการประมวลผลมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อแทรกข้อมูลมีความยาวมาก อย่างไรก็ตามถ้าต้องการลดเวลาในการประมวลผลลงก็ทำได้โดยการแบ่งแทรกข้อมูลออกเป็นส่วนย่อยๆ ในงานวิจัยนี้จะแบ่งลำดับข้อมูล $\{a_k\}$ ทั้งหมด 6720 บิต ออกเป็น 5 แทรก แต่ละแทรกมีความยาว L_t = 1344 บิต จากนั้นจึงแบ่งข้อมูลขนาด 5×1344 (= 6720 บิต) ออกเป็น 21 ส่วน โดยแต่ละส่วนมีขนาด 5×64 บิต เพื่อลดเวลาในการประมวลผล ด้วยวิธีการแบ่งส่วนย่อยนี้ทำให้สามารถคำนวณหาขนาดของหน่วยความจำที่ต้องใช้ในการเก็บค่าจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนวนได้เท่ากับ $n_p \times 4\log_2(n_b)$ บิต โดย $n_b = L_t / n_p$ คือขนาดของส่วนย่อยที่ถูกแบ่ง (บิต), n_p คือจำนวนส่วนย่อยที่ถูกแบ่ง, และ n_t คือจำนวนแทรก (ในงานวิจัยนี้ใช้ n = 5 แทรก) ดังนั้นหน่วยความจำที่ใช้ทั้งหมดจึงมีค่าเท่ากับ 6×4×21 = 504 บิตต่อข้อมูล 6720 บิต

เราได้ทำการทดสอบวิธีการM-RBPที่นำเสนอ ในระบบบีพีเอ็มอาร์ ด้วยความหนาแน่นในการบันทึก 2.5 Tb/in^2 ที่ซึ่งความกว้างบิทและความกว้างแทรกเป็น 16 นาโนเมตร (nm), PW_{50} ในแนวตามแทรก 19.4 nm และ PW_{50} ในแนวขวางแทรก 24.8 nm เช่นเดียวกับ [3] โดยอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio: SNR) ถูกนิยามโดย SNR = $20\log_{10}(1/\sigma)$ มีหน่วยเป็นเดซิเบล (decibel: dB) เมื่อ σ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว นอกจากนี้ระบบ BPMR จะใช้ทาร์เก็ตแบบสองมิติขนาด 3×3 และอีควอไลเซอร์สองมิติขนาด 3×7 ซึ่งถูกออกแบบโดยวิธีการหาค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (minimum mean-squared error) [2, 21] ที่ทำให้ระบบเกิดอัตราข้อผิดพลาดบิต (bit-error rate: BER) เท่ากับ 10^{-4} โดยในการหาค่าอัตราข้อผิดพลาดบิตของแต่ละค่า SNR จะต้องเกิดบิตผิดพลาดอย่างน้อย 500 บิต และกำหนดให้ข้อมูล 1 เซกเตอร์ (sector) มี 6720 บิต

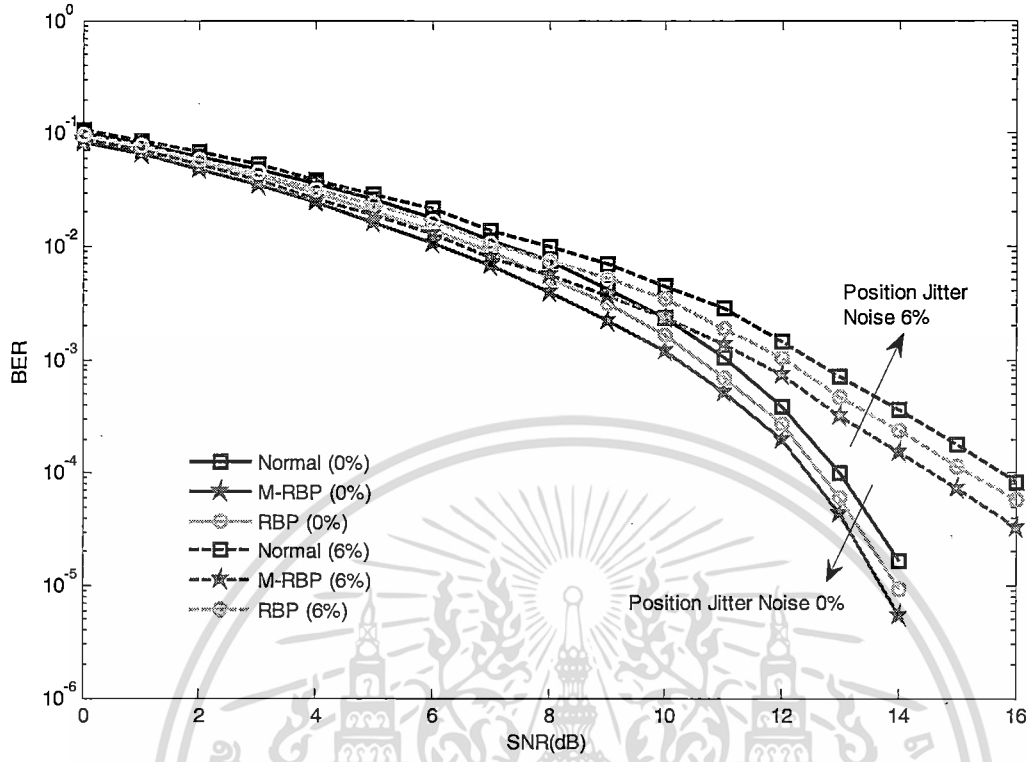
ภาพที่ 6.3 แสดงอัตราข้อผิดพลาดบิตของระบบ BPMR ที่มีสัญญาณรบกวนแบบเลื่อนตำแหน่งเป็น σ_j = 0% และ σ_j = 6% ในที่นี้ "Normal", "M-RBP" และ "RBP" ใช้แทนกรณีปรกติในการบันทึกข้อมูล, กรณีที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

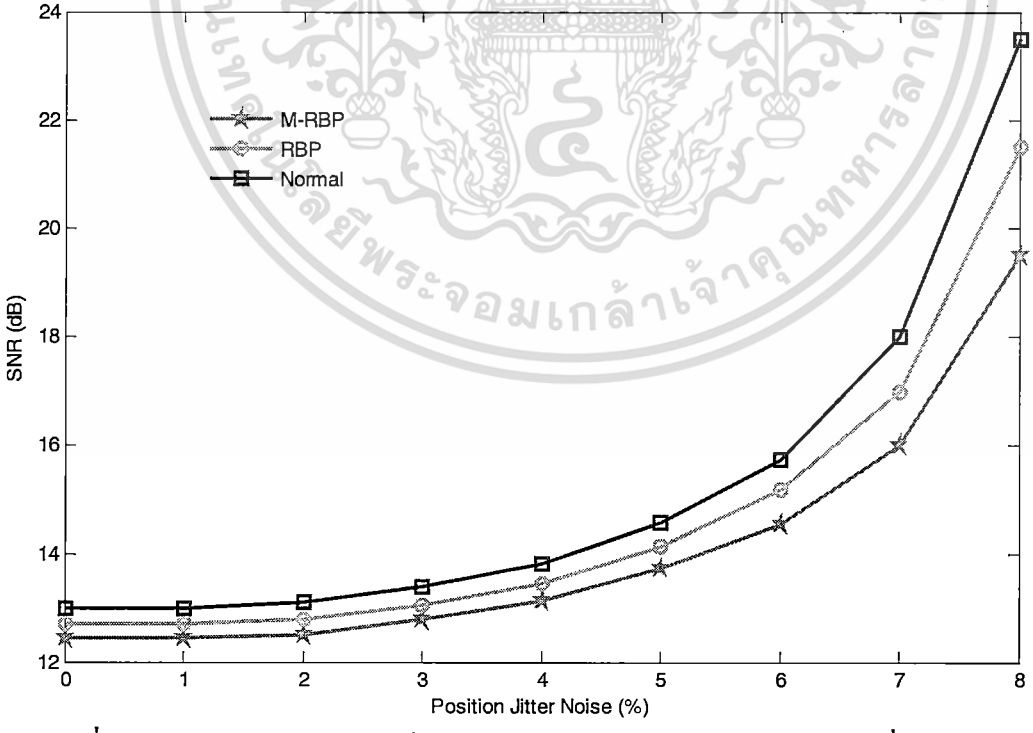
ใช้อัลกอริทึม M-RBP ในการลดจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างให้น้อยที่สุด, และกรณีที่ใช้อัลกอริทึม RBP ที่นำเสนอใน (17) ตามลำดับ โดยเครื่องหมาย "%" หมายถึง เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูล จากรูปจะพบว่ากรณีที่ระบบไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่ง (σ_j = 0%) ณ ค่า BER = 10^{-4} ระบบที่ใช้อัลกอริทึม M-RBP จะมีสมรรถนะดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการบันทึกแบบปรกติและระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP ประมาณ 0.6 เดซิเบล และ 0.3 เดซิเบล ตามลำดับ นอกจากนี้เมื่อระบบมีความผิดพลาดของตำแหน่งเพิ่มมากขึ้น เช่น σ_j = 6% ก็จะพบว่าระบบที่นำเสนอมีสมรรถนะดีมากยิ่งขึ้น (มากกว่าระบบที่ใช้วิธีการบันทึกแบบปรกติและระบบที่ใช้อัลกอริทึม RBP ประมาณ 1 เดซิเบล และ 0.5 เดซิเบล ตามลำดับ) แสดงว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดสองมิติได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในรูปของค่า SNR ที่ระบบใช้ที่ทำให้เกิด BER = 10^{-4} ณ ระดับความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูลต่างๆ ดังแสดงในภาพซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้อัลกอริทึม M-RBP มีสมรรถนะดีกว่าระบบอื่นๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความผิดพลาดของการเลื่อนตำแหน่งข้อมูลมีความรุนแรงเพิ่มมากขึ้น

ในส่วนต่อไปนี้จะแสดงสมรรถนะของอัลกอริทึม M-RBP ที่นำเสนอในรูปของความซับซ้อน (complexity) และอัตรารหัส (code rate) ที่ใช้ เมื่อส่วนย่อยของข้อมูลมีขนาดกว้าง 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 และ 1024 บิต โดยในที่นี้ความซับซ้อน C ของอัลกอริทึม M-RBP จะพิจารณาจากปริมาณหน่วยความจำที่ต้องใช้ในการเก็บค่าจำนวนครั้งที่ใช้ในการเลื่อนวนแต่ละแทรก โดยในขั้นตอนที่ 1 จะได้ความซับซ้อน $C_1 = n_b \times n_b \times n_b \times n_p = n_b \times n_b \times L_t$ บิต (นับจากการเลื่อนแทรกบน การเลื่อนแทรกล่าง และการเลื่อนหน้าต่างเพื่อนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างในทุกช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่ง) และในขั้นตอนที่ 2 จะได้ความซับซ้อน $C_2 = 2 \times n_b \times n_b \times n_p = 2 \times n_b \times L_t$ หน่วย (เกิดจากการเลื่อนหน้าต่างสองชุดและเลื่อนข้อมูลใน 2 แทรกที่อิสระต่อกันของทุกช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่ง) ดังนั้นอัลกอริทึม M-RBP จะมีความซับซ้อนรวมทั้ง 2 ขั้นตอนเท่ากับ $C = C_1 + C_2 = (2+n_b) \times n_b \times L_t$ หน่วย นอกจากนี้อัตรารหัสคำนวณหาได้จาก $R = (n_t \times n_b)/(n_t \times n_b + 4log_2(n_b))$ ตารางที่ 6.2 และภาพที่ 6.5 แสดงความซับซ้อนและอัตรารหัสของอัลกอริทึม M-RBP เมื่อเทียบกับขนาดของส่วนย่อยข้อมูลที่ถูกแบ่ง ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่าเมื่อขนาดของส่วนย่อยข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนและอัตรารหัสก็จะเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

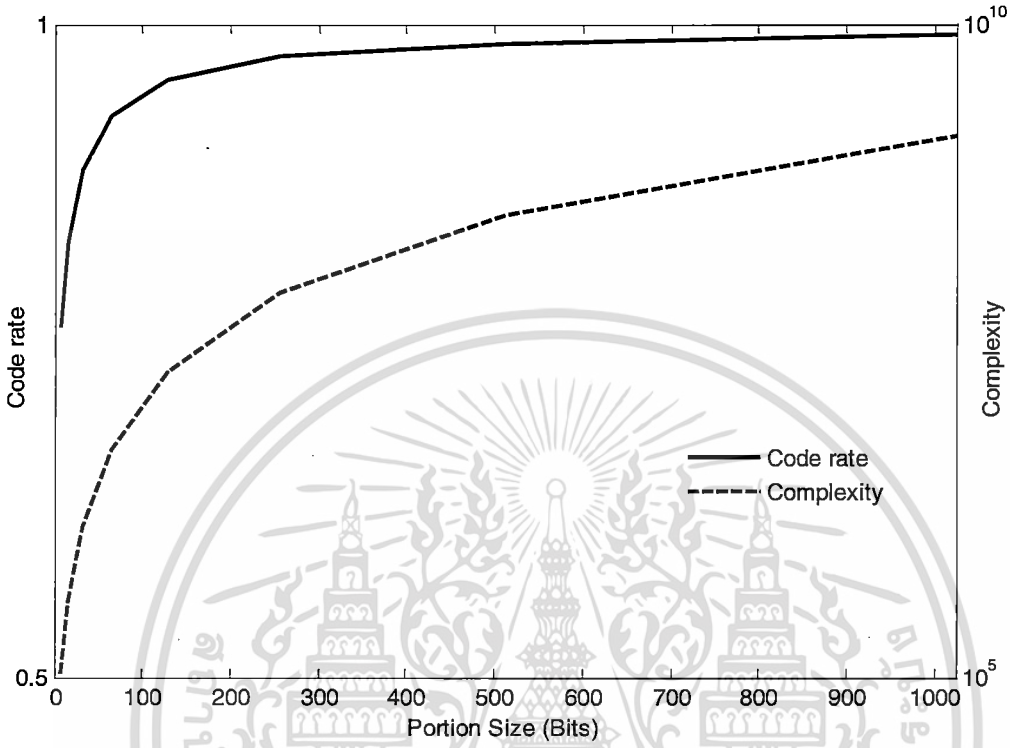


ภาพที่ 6.3 ประสิทธิภาพด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 เปอร์เซนต์



ภาพที่ 6.4 ประสิทธิภาพด้านเอสเอ็นอาร์กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่BER 10^{-4}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.5 ประสิทธิภาพด้านความซับซ้อนและอัตรารหัสเมื่อ 1 แทรกมีขนาด 1344 บิท

ตารางที่ 6.2 ความซับซ้อนและอัตรารหัสเทียบกับขนาดของช่วงข้อมูลที่ถูกแบ่งเมื่อความยาวแทรกเป็น 1344

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้นเรายังพัฒนาประสิทธิภาพของ M-RBP ได้โดยการเปลี่ยนการหารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดจากการนับจำนวนรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างที่เกิดขึ้น มาใช้วิธีการคำนวนค่าน้ำหนักสะสม (accumulated weight calculation) แทนตามที่นำเสนอใน [18] โดยเรากำหนดค่าน้ำหนักที่ใช้บอกระดับความรุนแรงของการแทรกสอดสองมิติ ซึ่งค่าน้ำหนักนี้มีเครื่องหมายเป็นได้ทั้ง + (positive) และ - (negative) ขึ้นอยู่กับว่าการแทรกสอดสองมิติกรณีนั้นเป็นแบบส่งเสริม (constructive) หรือ แบบหักล้าง (destructive) ตามลำดับ โดยเราพิจารณาค่าน้ำหนักจากการสร้างรูปแบบข้อมูลขนาด 3×3 ที่เป็นไปได้ทั้งหมด แล้วนำสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางในแต่ละรูปแบบมาคำนวณกับสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางเดี่ยว ดังนี้

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

ซึ่งสมการนี้มาจากการวิเคราะห์กรณีที่เป็นไปได้ทั้งหมดของสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางในแต่ละรูปแบบมาคำนวณกับสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางเดี่ยว โดย W_i คือ ค่าน้ำหนักของข้อมูล 3×3 รูปแบบที่ i, Y_i คือ แอมพลิจูดสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางในรูปแบบข้อมูลที่ i และ Y_s คือ แอมพลิจูดสัญญาณอ่านกลับของบิทกลางเดี่ยว จากสมการนี้ทำให้เราได้ค่าน้ำหนักของทั้ง 512 รูปแบบข้อมูลตามตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 ตัวอย่างค่าน้ำหนัก

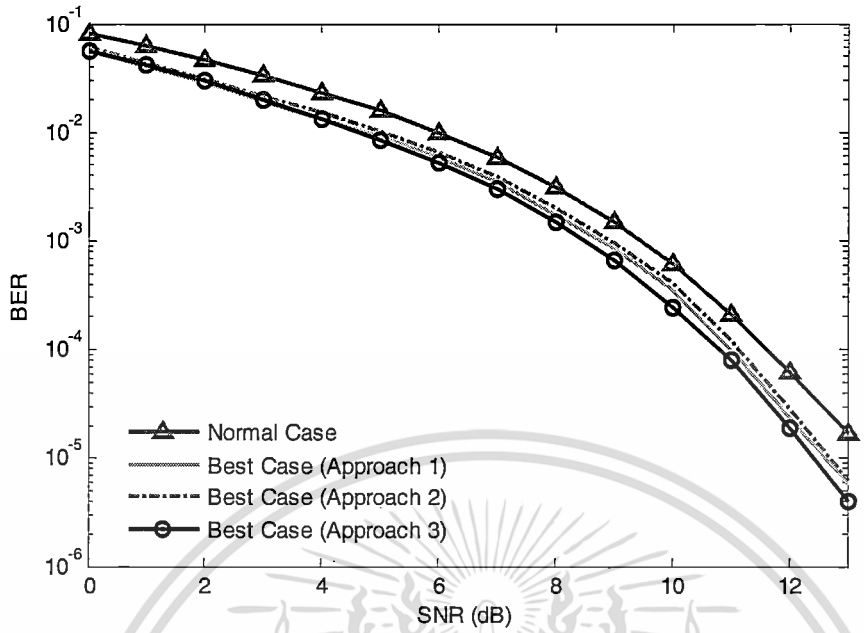
Index	**Upper Track**			**Center Track**			**Lower Track**			**Weight**
Pattern	k-1th	k^{th}	k+1th	k-1th	k^{th}	k+1th	k-1th	k^{th}	k+1th	
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.1255
2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.0298
3	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0.4947
4	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0.3991
5	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1.0298
?	?	?	?	?	?	?	?	?	?	?
15	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	0.0957
16	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	0.0000
17	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1.1255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

18	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1.0298
19	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-0.4947
?	?	?	?	?	?	?	?	?	?	?
254	1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	0.3991
255	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	0.9341
256	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1.0298
257	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1.0298
258	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	0.9341
259	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	0.3991
?	?	?	?	?	?	?	?	?	?	?
494	1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	-0.4947
495	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1.0298
496	1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1.1255
497	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	0.0000
498	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	0.0957
?	?	?	?	?	?	?	?	?	?	?
508	1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1.0298
509	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	0.3991
510	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	0.4947
511	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.0298
512	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1.1255

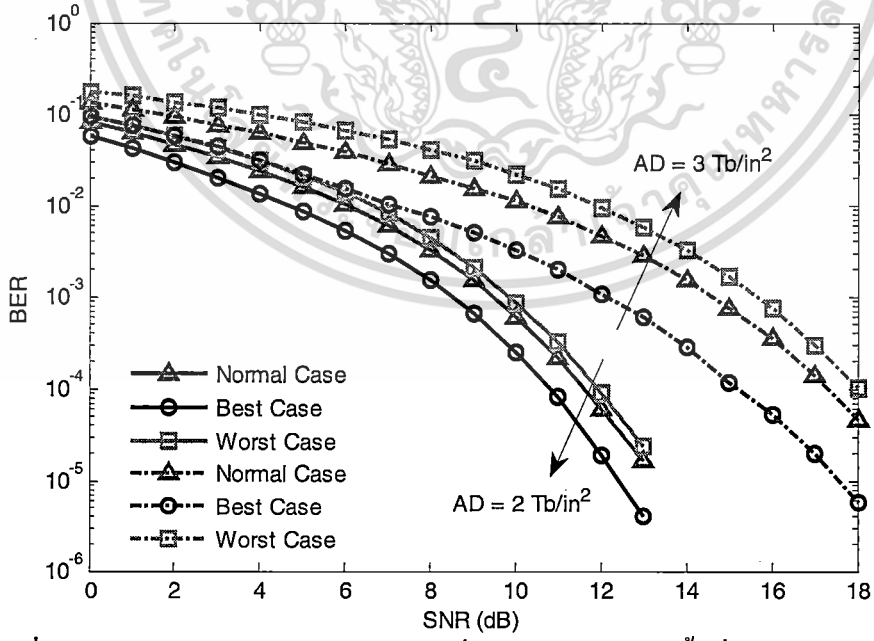
โดยตารางนี้จะถูกนำไปใช้ในแทนที่ตารางรูปแบบข้อมูลแบบหักล้าง ซึ่งระจะใช้ 3 วิธีในการสะสมค่าน้ำหนัก คือ วิธีการที่ 1 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนัก (ทั้งค่าที่เป็นบวกและลบ), วิธีการที่ 2 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนักเฉพาะที่เป็นบวก และ วิธีการที่ 3 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนักเฉพาะที่เป็นลบ โดยทั้งสามวิธีนี้จะนำไปใช้หารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดโดยดูจากการรูปแบบข้อมูลที่ให้ค่าน้ำหนักสะสมมากที่สุด โดยผลที่ได้เราจะเห็นว่าวิธีการที่ดีที่สุดคือวิธีที่ 3 เพราะว่าอีกสองวิธีนั้น บางค่าน้ำหนักที่เป็นแบบหักล้าง จะถูกลบล้างด้วยค่าน้ำหนักที่เป็นแบบส่งเสริมอื่นๆ ทำให้การหารูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดนั้นอาจจะไม่ได้รูปแบบที่ดีที่สุดตามที่ต้องการ ดังนั้นเราจึงใช้วิธีที่ 3 ใช้การหาผลรวมทุกค่าน้ำหนักเฉพาะที่เป็นลบในการทดลองอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.6 ผลการเปรียบเทียบ 3 วิธีการในการหาค่าน้ำหนักสะสม

นอกจากนั้นเรายังทำการเปรียบประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอเมื่อความหนาแน่นเชิงพื้นที่เพิ่มขึ้น เราพบว่าวิธีการที่เรานำเสนอนั้นทำงานได้ดี โดยที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2 Tb/in^2 ที่ BER 10^{-4} จะได้ช่วงของ SNR ระหว่างระบบที่มีวิธีการที่นำเสนอและระบบที่ไม่มีวิธีการที่นำเสนอ 1 dB แต่ที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2 Tb/in^2 จะได้ 2 dB

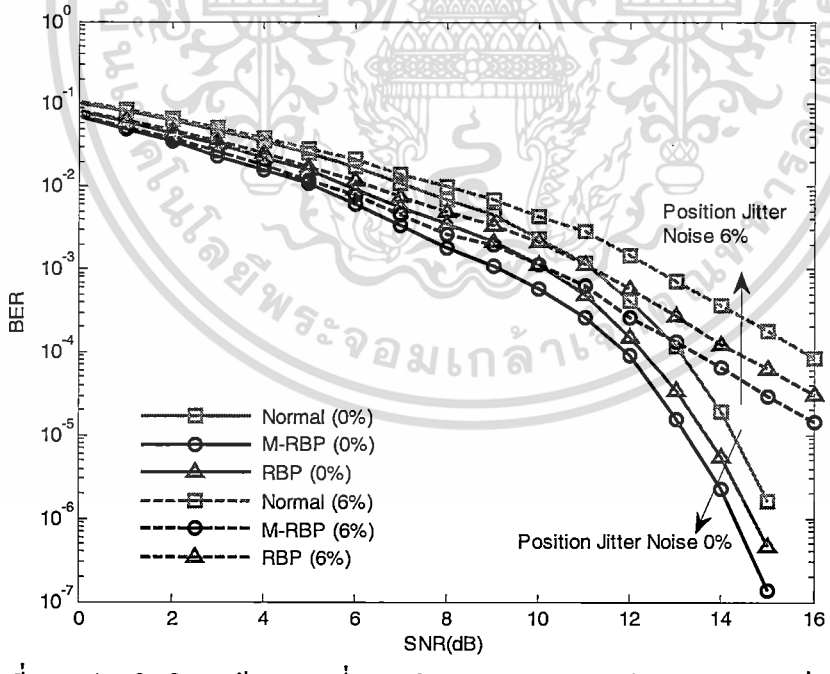


ภาพที่ 6.7 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2 และ 3 Tb/in^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

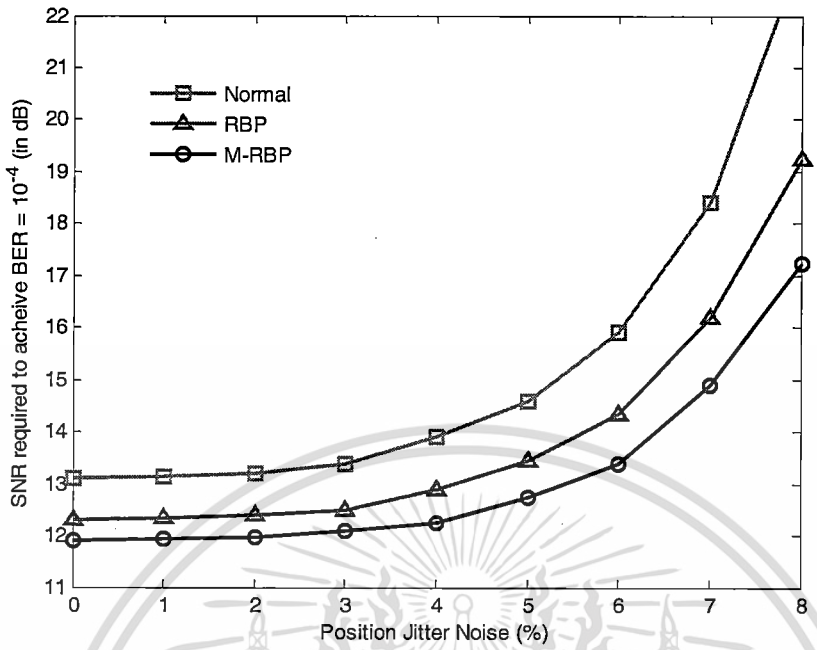
การการใช้การตัดสินใจเลือกรูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุดโดยใช้ค่าน้ำหนักสะสม ภาพที่ 6.8 แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพด้านBERของระบบที่มีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล σ_j= 0% และ σ_j= 6% สังเกตว่าในรูปมี "Normal", "M-RBP" และ "RBP" ซึ่งหมายถึง กรณีปรติ (ไม่มีการใช้วิธีการอาร์บีพี), กรณีที่ใช้M-RBPในการลดจำนวนของรูปแบบข้อมูลแบบหักล้างลงให้น้อยที่สุด และ กรณีที่ใช้อาร์บีพี [17] ตามลำดับ "%" หมายถึง เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูล เห็นได้ชัดว่ากรณีที่M-RBPนั้นดีกว่ากรณีปรกติและกรณีอาร์บีพีเมื่อไม่มีความผิดพลาดของตำแหน่ง กรณีM-RBPจะมีระยะห่างเมื่อเทียบกับกรณีปรกติและกรณีอาร์บีพีประมาณ 1 dB และ 0.3 dB ที่BER 10^{-4} มากไปกว่านั้นเมื่อความผิดพลาดของตำแหน่งเพิ่มขึ้นจาก 0 เป็น 6 เปอร์เซ็นต์ กรณีM-RBPก็ยังดีกว่ากรณีอื่นๆ โดยมีระยะห่างเทียบกับกรณีปรกติและกรณีอาร์บีพี 3 dB และ 1 dB ที่BER 10^{-4} เพราะว่าวิธีการM-RBPสามารถเปลี่ยนรูปแบบที่ไม่ดีให้กลายเป็นรูปแบบที่ดีได้ดีกว่า

เราได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลหลายระดับในภาพที่ 6.9 ซึ่งเราใช้ผลลัพธ์ของเอสเอ็นอาร์ที่BER 10^{-4} มาเปรียบเทียบกัน ชัดเจนว่ากรณีM-RBPยังคงดีกว่ากรณีอื่นๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลรุนแรง (เช่น 8%)



ภาพที่ 6.8 ประสิทธิภาพด้านBERที่ความผิดพลาดของตำแหน่ง 0 และ 6 เปอร์เซนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.9 ประสิทธิภาพด้านเอสเอ็นอาร์กับระดับความผิดพลาดของตำแหน่งที่BER 10^{-4}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิธีการ M-RBP ที่ใช้บนช่องสัญญาณแบบหลายแทรกลดผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติที่เกิดขึ้นในระบบบีพีเอ็มอาร์ แนวคิดก็คือหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลที่ส่งผลให้เกิดการหักล้างสัญญาณ (รูปแบบข้อมูลที่ง่ายต่อการเกิดความผิดพลาดเมื่ออ่านข้อมูลกลับ) โดยทำการเปลี่ยนรูปแบบข้อมูลก่อนการบันทึกลงบนสื่อ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการM-RBPที่นำเสนอสามารถช่วยพัฒนาประสิทธิภาพของระบบบีพีเอ็มอาร์ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีความผิดพลาดของตำแหน่งเกาะข้อมูลที่รุนแรง แม้ว่าวิธีการนี้จะมีประสิทธิภาพที่ดีและใช้หน่วยความจำเพิ่มเติมที่น้อย แต่ก็ต้องแลกมาด้วยเวลาในการประมวลผล ดังนั้นงานวิจัยต่อไปต้องคำนึงถึงการลดเวลาในการประมวลผลและหน่วยความจำ นอกจากนี้เรายังได้นำเสนอการศึกษาแง่มุมต่างๆของ M-RBP ตามที่แสดงใน [17], [18], [22]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม/เอกสารอ้างอิง

[1] Richard New, "The Future of Magnetic Recording Technology", Hitachi Global Storage Technologies, April 11, 2008.

[2] Sheida Navabi, B. V. K. Vijaya Kumar, and James A. Bain, "Two-Dimensional Pulse Response and Media Noise Modeling for Bit Patterned Media", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 11, pp. 3789-3792, November, 2008.

[3] Sheida Navabi, B. V. K. Vijaya Kumar, and James A. Bain, Chip Hogg and Sara A. Majetich, "Application of Image Processing to Characterize Patterning Noise in Self-Assembled Nano-Masks for Bit Patterned Media", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.45, No.10, pp.3523-3526, October, 2009

[4] Roger Wood, Mason William, Aleksander Kavcic and Jim Miles, "The Feasibility of Magnetic Recording at 10 Terabits Per Square Inch on Conventional Media", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 2, pp. 917-923, February 2009.

[5] Masato Yamashita, Hisashi Osawa, Yoshihiro Okamoto, Yasuaki Nakamura, Yoshio Suzuki, Kenji Miura, and Hiroaki Muraoka, "Read/Write Channel Modeling and Two-Dimensional Neural Network Equalization for Two-Dimensional Magnetic Recording", *IEEE Transactions on Magnetics*, VOL. 47, NO. 10, OCTOBER 2011

[6] T. H. Cormen, C. E. Leiserson, R. L. Rivest, and C. Stein, *Introduction to Algorithms*, 2nd ed. Cambridge: MIT Press and McGraw-Hill, 2001.

[7] Sadayuki Watanabe, Yoshiyuki Kuboki and Yasuaki Hozumi, "Magnetic Technology for Perpendicular Magnetic Recording Media", Fuji Electric Review: Magnetic Recording Media, vol. 57, pp. 46-50, 2011

[8] A. C. Bebbington, "A method of bivariate trimming for robust estimation of the correlation coefficient," *Appl. Statist.*, vol. 27, no. 3, pp. 221–226, 1978.

[9] M. Yamashita, H. Osawa, Y. Okamoto, Y. Nakamura, Y. Suzuki, K. Miura, and H. Muraoka, "A Study of Read/Write Channel Modeling for Two-Dimensional Magnetic Recording," (in Japanese) *IEICE Tech. Rep.*, Dec. 2010, vol. 110, pp. 31–38, no. 329, MR2010-46.

[10] Y. Suzuki, Y. Nishida, and H. Aoi, "Spacing loss factor for the read back from a perpendicular medium with a soft underlayer," *J. Mag. Mag. Mater.*, vol. 287, pp. 138–143, Feb. 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[11] J. P. J. Groenland and L. Abelmann, "Two dimentional Coding for Probe Recording on Magnetic Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2307–2309, Jun. 2007.

[12] X. Shao, L. Alink, J.P.J. Groenland, L. Abelmann, and C. H. Slump, "A Simple Two-Dimensional Coding Scheme for Bit Patterned Media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 2559-2562, Oct. 2011.

[13] H. Burkhardt, "Optimal data retrieval for high density storage," in *CompEuro' 89, 'VLSI and Computer Peripherals. VLSI and Microelectronic Applications in Intelligent Peripherals and their Interconnection Networks'*, 2002, p. 1.

[14] B. Terris and T. Thomson, "Nanofabricated and self-assembled magnetic structures as data storage media," *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 38, p. R199, 2005.

[15] Z.Wu and J. Cioffi, "Low-complexity iterative decoding with decisionaided equalization for magnetic recording channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 19, no. 4, pp. 699–708, 2001.

[16] M. Aziz, C. Wright, B. Middleton, H. Du, and P. Nutter, "Signal and noise characteristics of patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 1964–1966, 2002.

[17] A. Arrayangkool, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," *in Proc. of ECTI-CON 2013*, Krabi, May 15-17, 2013.

[18] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea, 30 June – 3 Jul 2013.

[19] Lin Min Min Myint and Pornchai Supnithi, "Off-Track Detection Based on the Readback Signals in Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, November 2012.

[20] S. Koonkarnkhai, N. Chirdchoo, and P. Kovintavewat, "Iterative Decoding for High-Density Bit-Patterned Media Recording," Procedia Engineering 32, pp.323-328, 2012.

[21] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum like-lihood detector," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 2, pp. 1083–1088, Mar. 1995.

[22] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit Patterned Media Recording," IEICE Trans. Electronics, 2013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับจากการทำโครงการวิจัยและได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. A. Arrayangkool, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ECTI-CON 2013, Krabi, May 15-17, 2013.

2. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea, 30 June – 3 Jul 2013.

3. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit Patterned Media Recording," IEICE Trans. Electronics, 2013

4. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System", in Proc. of The 58th Annual Magnetism and Magnetic Materials (MMM) Conference 2013, Journal of Applied Physics 2014 (Accepted)

ข้อมูลประวัติคณะผู้วิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติส่วนตัว

ชื่อ-สกุล นายอรรถสิทธิ์ อารยางกูร

ตำแหน่งปัจจุบัน นักศึกษา

ประวัติการศึกษา

ชื่อย่อปริญญา	สาขา	สถาบันที่จบ	ปีที่จบ
ปริญญาตรี	**วิศวกรรมคอมพิวเตอร์**	**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**	**2551**
ปริญญาโท	**วิศวกรรมคอมพิวเตอร์**	**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**	**2554**
ปริญญาเอก	**วิศวกรรมระบบและข้อมูล**	**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**	**อยู่ในระหว่างการศึกษา**

สาขาวิจัยที่มีความชำนาญพิเศษ (แตกต่างจากวุฒิการศึกษา) **Embedded System, Platform Design, Robotic System, Intelligent Transportation System, Signal Processing in Data Storage**

รางวัลด้านวิชาการ/ด้านวิจัย/งานสร้างสรรค์ (ด้านศิลปะ หรืออื่นๆ) ที่ได้รับ

ปี พ.ศ.	ชื่อรางวัล	สถาบันที่ให้
2007	**รางวัลรองชนะเลิศอันดับ 2 Topgun Award 2007 จากผลงานการประดิษฐ์เครื่องตรวจจับและเตือนภัยแผ่นดินไหวและซึนามิ**	**Thai Embedded System Association (TESA)**
2009	**รางวัลผลิตภัณฑ์ดีเด่นทางด้านระบบสมองกลฝังตัวไทยในสาขาไอทีเอส จากผลงาน Mobile Autonomous Vehicle Platform**	**SIPA และ TESA**
2009	**รางวัลผลิตภัณฑ์ดีเด่นทางด้านระบบสมองกลฝังตัวไทยในสาขาไอทีเอส จากผลงาน ITS Software Tool**	**SIPA และ TESA**

ผลงานวิจัย/งานสร้างสรรค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัย/งานสร้างสรรค์ที่ตีพิมพ์เผยแพร่ (ระดับชาติและนานาชาติ)

1. Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr Unalkul, "Embedded Linux Robot Platform" , the 2008 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology (ICESIT2008), Bangkok, Thailand, 2008.

2. Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr Unalkul, "A Flexible Intelligent Transportation System Architecture Model with Object Oriented Methodology and UML", IEEE, Proceeding of the 9th International Symposium on communication and Information Technology (ISCIT), pp.741-746, Incheon, Korea, September 28-30, 2009.

3. Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr Unalkul, "Comprehensive Intelligent Transportation System Development Support Software Tool", the 2010 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology (ICESIT2010), Chiang Mai, Thailand, February 5-7, 2010.

4. Autthasith Arrayangkool and Asst. Prof. Apinetr Unalkul, "Intelligent Transportation Systems Interoperability with Objetect Oriented Design, UML and XML", the 2010 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology (ICESIT2010), Chiang Mai, Thailand, February 5-7, 2010.

5. A. Arrayangkool, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ECTI-CON 2013, Krabi, May 15-17, 2013.

6. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in Proc. of ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea, 30 June – 3 Jul 2013.

7. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit Patterned Media Recording," IEICE Trans. Electronics, 2013

8. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Two-Dimensional Coding for Bit-Patterned Media Magnetic Recording System", ECTI Transaction 2013

9. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme Based on Circular Bit Shift Method for Bit Patterned Media Recording", in Proc. of ISEECs 2013

10. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System", in Proc. of The 58th Annual Magnetism and Magnetic Materials (MMM) Conference 2013, Journal of Applied Physics 2014 (Accepted)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติส่วนตัว

ชื่อ-สกุล ดร. ชานนท์ วริสาร

ตำแหน่งปัจจุบัน : อาจารย์ประจำวิทยาลัยนวัตกรรมการจัดการข้อมูล

ประวัติการศึกษา

ปีที่จบการศึกษา	ระดับปริญญา	ตัวอักษรย่อปริญญา	สาขาวิชา	สถาบันการศึกษา	ประเทศ
2548	ปริญญาตรี	B. Eng. (1st Hon)	Electronic Engineering Technology	KMITNB	ไทย
554	ปริญญาเอก	Ph.D.	Electrical Engineering	KMITL	ไทย

ประสบการณ์งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1. A. Arrayangkool, **C. Warisarn**, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System" in Proc. 58th MMM, Denver, Colorado, USA 2013.
2. **C. Warisarn**, T. Losuwan, P. Supnithi, and P. Kovintavewat, "An Iterative Inter-Track Interference Mitigation Technique for Two-Dimensional Magnetic Recording Systems" in Proc. 58th MMM, Denver, Colorado, USA 2013.
3. S. Chandrasekaran, P. Supnithi, **C. Warisarn**, and D. Bai, "Spinning Disk Test Study on Erase Band and Write Width for Shingled Magnetic Recording" in Proc. 58th MMM, Denver, Colorado, USA 2013.
4. A. Arrayangkool, **C. Warisarn**, and P. Kovintavewat, "A Recorded-Bit Patterning Scheme with Accumulated Weight Decision for Bit Patterned Media Recording" in Electronic Trans. IEICE 2013.
5. Lin M. M. Myint and **C. Warisarn**, "Estimate ITI information using Cross Correlation Functions in Equalizer Designing Process for BPM Magnetic Recording," **in Proc. ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea,** 30 Jun - Jul.3 2013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. N. Bumrungkiat, **C. Warisarn**, and P. Kovintavewat, "A Magnetized Grain Modeling Method Based on the Image of Real Magnetic Grains for Two-Dimensional Magnetic Recording," **in Proc. ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea,** 30 Jun - Jul.3 2013

7. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A 2D-Interference Mitigation with a Multitrack Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," **in Proc. ITC-CSCC 2013, Yeosu, Korea,** 30 Jun - Jul.3 2013

8. A. Arrayangkool, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple A Simple Recorded-Bit Patterning Scheme for Bit Patterned Media Recording," in **Proc. of ECTI-CON 2013, Krabi, Thailand**, May. 15-17 2013.

9. S. Koonkarnkhai, **C. Warisarn**, and P. Kovintavewat, "Iterative Decoding for Bit-Patterned Media Recording Channels with Insertion/Deletion Errors," in **Proc. of I-SEEC 2012, Phetchburi, Thailand**, Dec. 11-14 2012.

10. P. Kovintavewat , **C. Warisarn**, and C. Tantibundhit, "Performance of Interpolated Timing Recovery in Perpendicular Magnetic Recording Channel," in **Proc. of I-SEEC 2012, Phetchburi, Thailand**, Dec. 11-14 2012.

11. T. Losuwan, **C. Warisarn**, L. M. Myint, and P. Supnithi, "A Study of Iterative Detection Method for Four-Grain Based Two-Dimensional Magnetic Recording," in Proc. of **APMRC 2012, Singapore**, Oct 31- Nov 2, 2012

12. Losuwan T., **Warisarn C.**, and Kovintavewat P. "Complexity Reduction of Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery" in **Proc. of ITC-CSCC 2012, Sapporo, Japan**, Jul. 15-18 2012.

13. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "Complexity Reduction of Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery" **ECTI-CIT Trans.,** Nov. 2012.

14. **Warisarn C.**, Supnithi P. "A Novel IIR Equalizer Design for Perpendicular Recording Systems with Media Jitter Noise." **KKU Res. J.**, 17(3), Jun. 2012. pp. 339–348.

15. M. Lin, P. Supnithi, **C. Warisarn**, and N. Puttarak, "Off-track detection in magnetic recording based on the readback signals" ," in Proc. INTERMAG 2012, **Vancouver, Canada**, May 7 - 11, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

16. **C. Warisarn**, P. Kovintavewat, and P. Supnithi, "Reduced-Complexity Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery Using M-Algorithm for Magnetic Recording System," in Proc. of ISPACS 2011, Chiangmai, Thailand, Dec 7 - 9, 2011.

17. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. " Reduced-Complexity Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery Using M-Algorithm for Magnetic Recording System" in Proc. of **ISPACS 2011, Chaingmai, Thailand,** Dec. 2011.

18. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "Iterative Timing Recovery with the Split-Preamble Strategy for Coded Partial Response Channels." **IEICE Trans. Elec.**, vol. E94-C, no. 3, Mar. 2011. pp. 368-374.

19. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery In Perpendicular Magnetic Recording." in Proc. of **PMRC 2010, Sendai, Japan,** Oct. 2010.

20. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "Reduced-Complexity Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery for Coded Partial Response Channels." in Proc. of **ICT2010, Bangkok, Thailand**, Aug. 2010.

21. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "Iterative Timing Recovery with the Split-Preamble Strategy for Magnetic Recording Channels." **IEEE MMM-Intermag Conference (INTERMAG2010), Washington DC, USA,** Jan. 2010. pp. GH-09.

22. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "Bi-Directional Timing Recovery for Magnetic Recording Systems." in Proc. of **TENCON2009, Singapore,** Nov. 2009.

23. Kovintavewat P., **Warisarn C.**, and Supnithi P. "An MMSE Infinite Impulse Response Equalizer for Perpendicular Recording Channels with Jitter Noise." in **Proc. of ITC-CSCC 2008, Shimonoseki City, Japan**, Jul. 2008. pp. 929–932.

24. **Warisarn C.**, Kovintavewat P., and Supnithi P. "An Infinite Impulse Response Equalizer for Magnetic Recording Channels." **KKU Research Journal**, vol.13, no. 4, May 2008. pp. 521–525.

25. **Warisarn C.**, Supnithi P. "The Effects of Modulation Code Rate and Channel Pulses on Noise Margin of the Magnetic Recording Channel." **KKU Engineering Journal**, vol. 34, no. 4, Aug. 2007. pp. 431–438.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

If you find corrections on Figs. (and Tables for WORD users), please send revised ones. PDF files are recommended.

10月8日 電子情報通信学会 英文誌 12C 月号 (58) 番 初校 1-7 三美印刷

IEICE TRANS. ELECTRON., VOL.E96–C, NO.12 DECEMBER 2013

PAPER Special Section on Advanced Elementary Technologies for Information Storage

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

Autthasith ARRAYANGKOOL[†], **Chanon WARISARN**[†], *Nonmembers, and* **Piya KOVINTAVEWAT**[††a)], *Member*

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

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

1. Introduction

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

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

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

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

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

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

2. Channel Model

Figure 2 illustrates the BPMR channel model with the RBP

Manuscript received March 25, 2013.
Manuscript revised August 15, 2013.
[†]The authors are with College of Data Storage Innovation (DSTAR), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
[††]The author is with the Data Storage Technology Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University, Nakhon Pathom 73000, Thailand.
a) E-mail: piya@npru.ac.th (Corresponding author)
DOI: 10.1587/transele.E96.C.1

Copyright © 2013 The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

We usually use abbreviations as Fig. and Sect., but spell out when they are the first words of sentences. Please do not make corrections of that case needlessly.

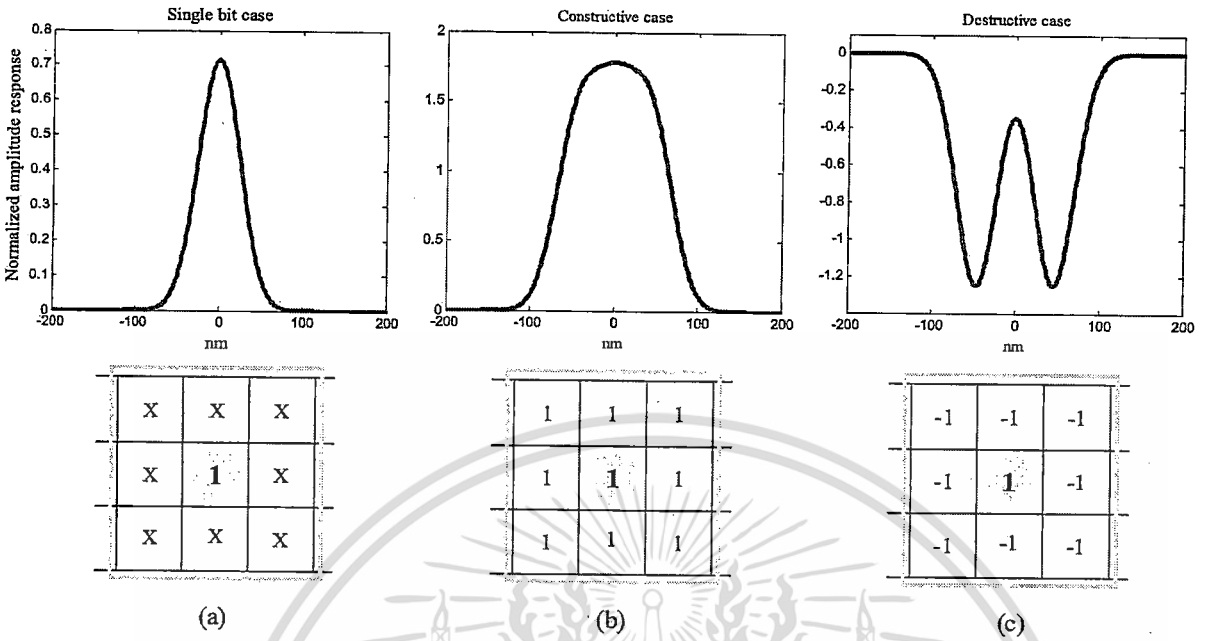


Fig. 1 Examples of the readback signal of (a) the single bit case, where 'X' denotes no recorded bit, (b) the constructive interference case when the bit "1" is surrounded by all 1's, and (c) the destructive interference case when the bit "1" is surrounded by all −1's. All readback signals are generated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

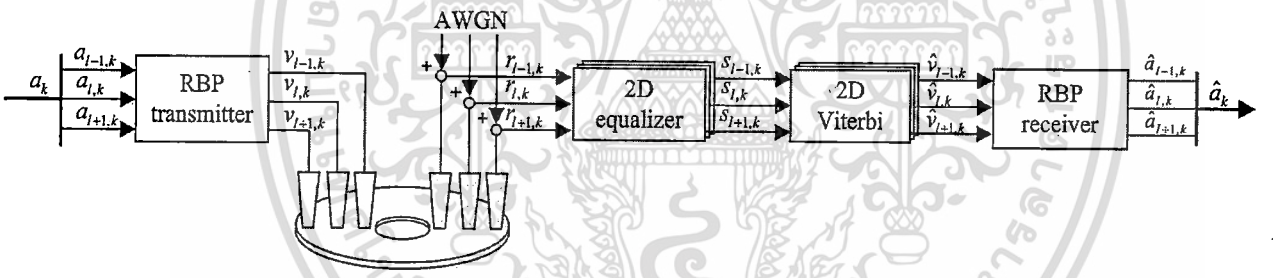


Fig. 2 A BPMR channel model with the RBP scheme.

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

The readback signal from the kth data bit on the lth track can be expressed as [6], [7]

$$\begin{aligned} r_{l,k} &= v_{l,k} \otimes h_{l,k} + n_{l,k} \\ &= \sum_n \sum_m h_{m,n} v_{l-m,k-n} + n_{l,k} \end{aligned} \tag{1}$$

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

For the BPMR system, the 2D channel response coefficients $\{h_{m,n}\}$ can be obtained by sampling the isolated island pulse response at integer multiples of the bit period T_x and the track pitch T_z, i.e.,

$$h_{m,n} = P(-mT_x, -nT_z), \tag{2}$$

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

$$\begin{aligned} P(x,z) = A \exp\Bigg\{ -\frac{1}{2} \Bigg[&\left(\frac{x+\Delta_x}{c(\mathrm{PW}_x)} \right)^2 \\ &+ \left(\frac{z+\Delta_z}{c(\mathrm{PW}_z)} \right)^2 \Bigg] \Bigg\}, \end{aligned} \tag{3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where $A = 1$ is assumed to be the peak amplitude of the 2D Gaussian pulse response, Δ_x is the along-track location fluctuation, Δ_z is the across-track location fluctuation, PW_x is the PW_{50} of the along-track pulse, PW_z is the PW_{50} of the across-track pulse, and $c = 1/2.3458$ is a constant to account for the relationship between PW_{50} and the standard deviation of a Gaussian pulse [6]. Additionally, we assume that $\Delta_x = \Delta_z$, and it is modeled as a truncated Gaussian probability distribution function with zero mean and σ_j^2, where σ_j is specified as the percentage of bit period T_x.

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

3. Proposed Scheme

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

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

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

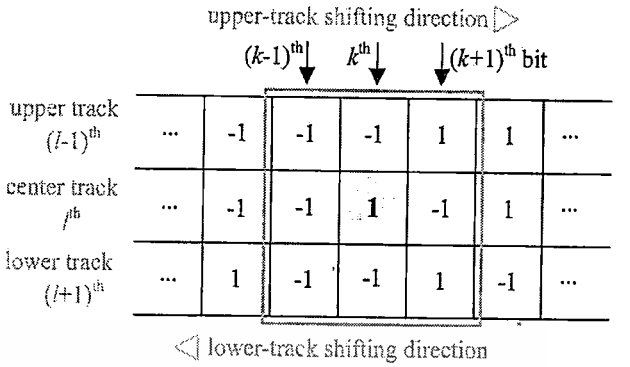


Fig. 3 A simple RBP scheme, where the lth center track is fixed, and the $(l-1)$th upper track and the $(l+1)$th lower track are circularly shifted to the right and to the left, respectively, to create all possible 3-track data patterns.

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

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

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

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

3.1 How the RBP Algorithm Works

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

Generally, the RBP scheme consumes large processg time, especially when the 3-track data sequence is long. owever, such large processing time can be reduced by diding the 3-track data sequence into many small portions. simplify the discussion, this paper considers the case here one data sector $\{a_k\}$ consists of 4032 bits. Thus, afr a 4032-bit data sector is split into three tracks $[a_{l-1,k}, a_{l,k}, a_{l+1,k}]$, each with $L_t = 1344$ bits, we divide the 3-by-1344 data array into n_p portions, each with a 3-by-n_b data array, where $n_b = L_t/n_p$ is the portion length. Although this splitting technique help reduce the processing time, it requires the additional memory amount of

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

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

4. Simulation Results

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

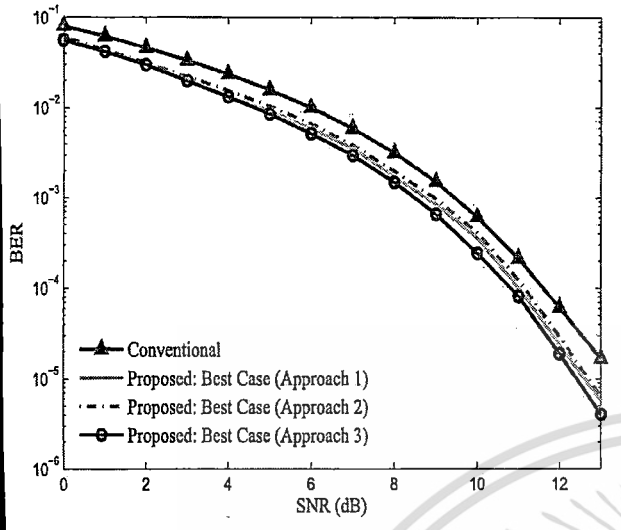


Fig. 4 BER performance of different schemes at $T_x = T_z = 18$ nm and $\sigma_j = 0\%$.

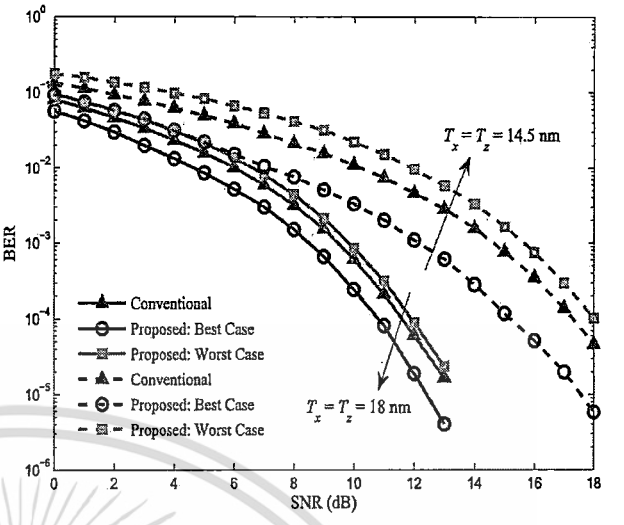


Fig. 5 BER performance of different schemes at $T_x = T_z = 18$ nm and $T_x = T_z = 14.5$ nm with $\sigma_j = 0\%$.

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

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

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

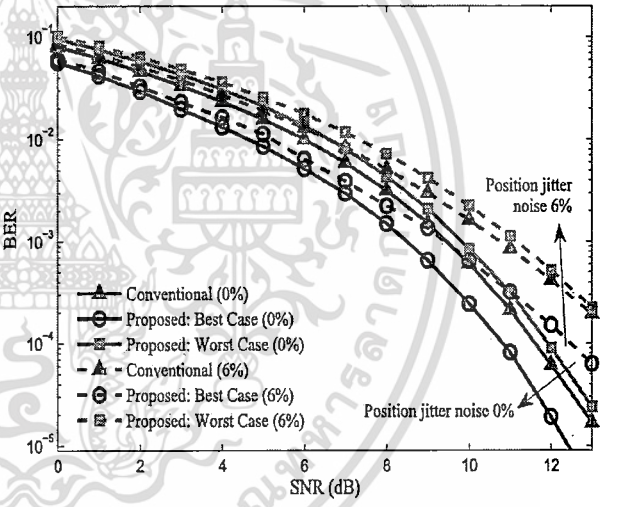


Fig. 6 BER performance of different schemes at $T_x = T_z = 18$ nm with 0% and 6% position jitter noise.

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

We also compare the performance of different schemes

†Practically, the performance of the conventional system always lies between that of the "Best Case" and the "Worst Case."

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

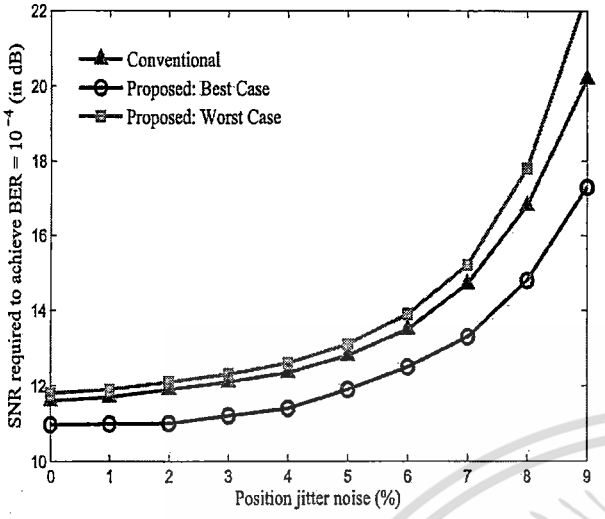


Fig. 7 Performance comparison of different schemes at $T_x = T_z = 18$ nm for various position jitter noise amounts.

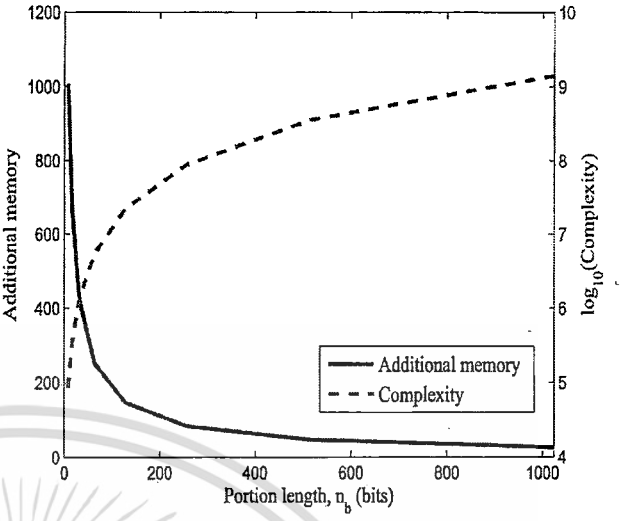


Fig. 8 The memory requirement and the complexity of the RBP scheme as a function of portion lengths.

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

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

$$C = n_u \times n_l \times n_w \times n_p, \tag{7}$$

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

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

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

Portion length n_b	Number of portions n_p	Complexity $n_p n_b^3$	Additional memory $2 n_p \lceil \log_2(n_b) \rceil$
8	168	86016	1008
16	84	344064	672
32	42	1376256	420
64	21	5505024	252
128	10.5	22020096	147
256	5.25	88080384	84
512	2.625	352321536	47.25
1024	1.3125	1409286144	26.25

Conclusion

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

Acknowledgement

This work was supported by College of Data Storage Innovation (D*STAR) and King Mongkut's Institute of Technol-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ogy Ladkrabang Research Fund, Thailand.

References

[1] A. Moser, "Magnetic recording: Advancing into the future," J. Phys. D, Appl. Phys., vol.35, no.19, pp.R157–R167, 2002.

[2] W. Chang and J.R. Cruz, "Inter-track interference mitigation for bit-patterned magnetic recording," IEEE Trans. Magn., vol.46, no.11, pp.3899–3908, Nov. 2010.

[3] Y. Kurihara, Y. Takeda, Y. Takaishi, Y. Koizumi, H. Osawa, M.Z. Ahmed, and Y. Okamoto, "Constructive ITI-coded PRML system based on a two-track model for perpendicular magnetic recording," J. Magnetism and Magnetic Materials 320, pp.3140–3143, 2008.

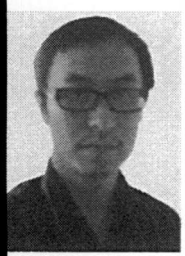
[4] J.P.J. Groenland and L. Abelmann, "Two dimentional coding for probe recording on magnetic patterned media," IEEE Trans. Magn., vol.43, no.6, pp.2307–2309, June 2007.

[5] X. Shao, L. Alink, J.P. J. Groenland, L. Abelmann, and C.H. Slump, "A simple two-dimensional coding scheme for bit patterned media," IEEE Trans. Magn., vol.47, no.10, pp.2559–2562, Oct. 2011.

[6] S. Nabavi, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng. Comp. Sci., Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA, 2008.

[7] S. Koonkarnkhai, N. Chirdchoo, and P. Kovintavewat, "Iterative decoding for high-density bit-patterned media recording," Procedia Engineering, vol.32, pp.323–328, 2012.

[8] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum likelihood detector," IEEE Trans. Magn., vol.31, no.2, pp.1083–1088, March 1995.



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

Chanon Warisarn received the B.Eng. (Hon.) in Electronics Engineering Technology from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNB), Thailand in 2006, the Ph.D. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand in 2011. He currently works at the College of Data Storage Innovation, KMITL. His current research interests are in the areas of communications and signal processing for data storage systems.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้