



รายงานรอบ 12 เดือน

การพัฒนาการประมวลผลสัญญาณเพื่อระบบการบันทึกข้อมูล
แม่เหล็กที่มีความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงยิ่ง

Signal Processing Development for Ultra-high Areal Density
Magnetic Recording System

รองศาสตราจารย์ ดร.ชานนท์ วริสาร

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากทุนพัฒนานักวิจัย KREF 046007

กองทุนวิจัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการ (ภาษาไทย): การพัฒนาการประมวลผลสัญญาณเพื่อระบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงยิ่ง

แหล่งเงิน : กองทุนวิจัย KREF 046007

ประจำปีงบประมาณ.....2560.....จำนวนเงินที่ได้รับการสนับสนุน.....605,000.....บาท

ระยะเวลาทำการวิจัย.....2.....ปี ตั้งแต่.....1 กันยายน 2560 ถึง.....31 สิงหาคม 2562.....

ชื่อ-สกุล หัวหน้าโครงการ และผู้ร่วมโครงการวิจัยพร้อมระบุ หน่วยงานต้นสังกัด

หัวหน้าโครงการ: รศ. ดร. ชานนท์ วรรณวิสาร อาจารย์ประจำวิทยาลัยนวัตกรรมการผลิตขั้นสูง

ผู้ร่วมโครงการ: นายวุฒิพงษ์ รักชาวงษ์

บทคัดย่อ

เราคาดหมายกันว่าเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กประเภทบิตแพตเทิร์นมีเดียซึ่งเป็นหนึ่งในเทคโนโลยีทางเลือกจะสามารถรองรับความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของข้อมูลได้มากกว่า 1 เทราบิตต่อตารางนิ้ว เพื่อให้ได้มาซึ่งความหนาแน่นเชิงพื้นที่ขนาดดังกล่าวนี้ ช่องว่างระหว่างแทร็กข้อมูลต้องถูกลดขนาดลงอย่างมากส่งผลให้เกิดผลกระทบอันเนื่องมาจากการแทรกสอดระหว่างแทร็กรุนแรงมากยิ่งขึ้น นอกจากนั้นแล้วผลกระทบอันเนื่องมาจากการอ่านนอกแทร็กยังส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบด้วย ดังนั้นเพื่อบรรเทาผลกระทบทั้งสองประการดังกล่าว ในงานวิจัยนี้เราจะได้นำเสนอเทคนิคการใช้หัวอ่านหนึ่งหัวอ่านข้อมูลสองแทร็กข้อมูลในเวลาเดียวกันพร้อมกับเทคนิคการชักตัวอย่างข้อมูลเกินจริงบนระบบการบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดียที่มีการวางตัวแบบเยื้อง นอกจากนั้นแล้วเรายังจะได้นำเสนอเทคนิคการประมาณค่าการอ่านนอกแทร็กข้อมูลโดยอาศัยเพียงแค่อัตราส่วนกลับเท่านั้น โดยในที่นี้สัญญาณอ่านกลับจะถูกแยกออกเป็นสองส่วนนั่นคือ สัญญาณแทร็กคู่และสัญญาณแทร็กคี่ จากนั้นทำการคำนวณค่าอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณทั้งสองสัญญาณ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณจะสามารถนำมาทำนายค่าความคาดเคลื่อนการอ่านนอกแทร็กของหัวอ่านได้ ในขั้นตอนสุดท้ายเราจะเลือกใช้ทาร์เกตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับแต่ละสถานการณ์ของความรุนแรงของการอ่านนอกแทร็กเพื่อจัดการกับปัญหาดังกล่าว ระบบที่เรานำเสนอสามารถทำงานอย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบทั่วไปเป็นอย่างมาก

คำสำคัญ : การแทรกสอดระหว่างแทร็ก, การบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดีย, การอ่านแบบหลายแทร็กด้วยหัวอ่านเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Research Title: Signal Processing Development for Ultra-high Areal Density Magnetic Recording System

Researcher: Assoc. Prof. Dr. Chanon Warisarn

Faculty: College of Advanced Manufacturing Innovation **Department:**

ABSTRACT

Bit-patterned magnetic recording (BPMR) is expected to be one of the new magnetic recording technologies that can provide areal densities (ADs) of 1 Tera-bit per square inch (Tbps) or higher. To achieve these areal densities, the space between tracks must be reduced, bringing them closer and closer together, leading to significant inter-track interference (ITI). Track mis-registration (TMR) or head offset can further degrade overall system performance. To mitigate the effects of ITI and TMR, we propose using a single reader/two-track reading (SRTR) scheme together with an over-sampling technique on a staggered BPMR system. We also propose a TMR estimation technique based on a readback signal. Here, the readback signal is separated into two sequences, one odd and one even. Then, the energy ratio is calculated using these data sequences. The obtained relationship between the energy ratio and head offset can be utilized to predict the actual head offset occurrence in the reading process. Finally, a pairing of a monic constraint target and an equalizer that accordingly matches each estimated head offset level is adopted to deal with the TMR effect. The SRTR system can provide better BER performance. Moreover, when TMR effects appear in the reading process, our proposed SRTR system with a TMR mitigation technique can yield better BER performance, especially at high head offset levels.

Keywords: Intertrack interference, Bit-patterned media recording, Single-reader/two-track reading.

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับเงินงบประมาณสนับสนุนภายใต้กองทุนวิจัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง รหัสทุน KREF 046007



(รองศาสตราจารย์ ดร.ชานนท์ วรรณสาร)

มกราคม 2562

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก.....	5
บทที่ 3 การออกแบบรูปแบบการเข้ารหัสมอดูเลชัน.....	19
ภาคผนวก-ก- (เอกสารที่ได้รับการตีพิมพ์).....	30
ภาคผนวก-ข- (ประวัตินักวิจัย).....	45
ภาคผนวก-ค- (รายงานการเงิน).....	52

บทที่ 1

บทนำ

ประเทศไทยถือได้ว่าเป็นประเทศที่ส่งออกอุปกรณ์ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์อันดับหนึ่งของโลกในปัจจุบัน ดังนั้นงานวิจัยต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะช่วยทำให้บริษัทผู้ผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ได้เห็นว่าการประเทศไทยมีบุคลากรที่มีความสามารถทางด้านเทคโนโลยีฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และรัฐบาลสนับสนุนอุตสาหกรรมทางด้านนี้เพื่อเป็นแรงจูงใจให้บริษัทเหล่านี้ย้ายฐานการผลิตและศูนย์การออกแบบผลิตภัณฑ์เข้ามาในประเทศไทย (ปัจจุบันส่วนมากอยู่ในประเทศสหรัฐอเมริกา) ซึ่งช่วยทำให้เกิดการลงทุนในประเทศและมีการจ้างงานเพิ่มขึ้นตามลำดับ

การบันทึกข้อมูลในรูปแบบดิจิทัลเป็นที่นิยมใช้งานเป็นอย่างมาก เนื่องจากข้อมูลมัลติมีเดีย (multimedia) ส่วนใหญ่เป็นข้อมูลแบบดิจิทัล ตัวอย่างเช่น ไฟล์รูปภาพ ไฟล์ภาพยนตร์ และไฟล์เพลง ซึ่งถือว่าเป็นไฟล์ที่มีขนาดใหญ่และใช้พื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลที่สูง โดยข้อมูลดิจิทัลเหล่านี้จะถูกจัดเก็บลงอุปกรณ์สำหรับจัดเก็บข้อมูล เช่น ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์, ซีดี (CD: compact disc), ดีวีดี (DVD: digital versatile disc), หรือโซลิดสเตตไดรฟ์ (SSD: solid state drive) เป็นต้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องพัฒนาให้อุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลให้มีความจุสูงขึ้นเพื่อรองรับการจัดเก็บข้อมูลในอนาคต ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ถือว่าเป็นตัวเลือกหนึ่งในการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล เพราะเป็นอุปกรณ์ที่มีความจุข้อมูลสูงมาก และเมื่อเทียบราคาต่อหน่วยกิกะไบต์ (Giga byte) ถือว่ามีราคาถูกมากเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์การจัดเก็บข้อมูลประเภทอื่นๆ นอกจากนี้ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ยังเป็นอุปกรณ์การบันทึกแบบถาวร (permanent recording) ซึ่งทำให้ง่ายต่อการกู้ข้อมูล เมื่ออุปกรณ์ส่วนใดส่วนหนึ่งเกิดชำรุด ดังนั้นในปัจจุบันนี้ ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ไม่ได้มีไว้ใช้งานกับคอมพิวเตอร์เท่านั้น แต่ยังมีมีการนำมาประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ต่างๆ เช่น โทรศัพท์ กล้องวิดีโอแบบดิจิทัล กล้องวงจรปิด และเครื่องเล่นเพลง เป็นต้น

สำหรับการบันทึกข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ เริ่มต้นจากเทคโนโลยีการบันทึกแบบแนวนอน (longitudinal magnetic recording, LMR) ซึ่งมีทิศทางของสนามแม่เหล็กขนานกับสื่อบันทึก และเมื่อเทคโนโลยี LMR ถึงขีดจำกัดในการเพิ่มความจุข้อมูล เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (perpendicular magnetic recording, PMR) จึงได้เข้ามาแทนที่ ซึ่งมีทิศทางของสนามแม่เหล็กตั้งฉากกับสื่อบันทึก โดยเทคโนโลยี PMR ยังใช้อยู่ในปัจจุบันและมีความจุเชิงพื้นที่สูงสุดประมาณ 1 Tb/in^2 [1-2] ซึ่งกำลังเข้าใกล้ขีดจำกัดในการเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ นั่นคือการเพิ่มความจุเชิงพื้นที่สำหรับเทคโนโลยี PMR จำเป็นต้องลดขนาดของเกรนแม่เหล็ก (magnetic grain) ในสื่อบันทึกหรือลดจำนวนเกรนต่อการบันทึกข้อมูลหนึ่งบิต แต่เนื่องจากการลดขนาดของเกรน

รศ. ดร. ชานนท์ วรวิสาร | รหัสทุน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กจะทำให้เกิดความไม่เสถียรของความเป็นแม่เหล็ก ณ อุณหภูมิห้อง ซึ่งปรากฏการณ์นี้เรียกว่าข้อจำกัดทางด้านซูเปอร์พาราแมกเนติก (superparamagnetic limit) [1-5] ดังนั้นจึงได้มีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการบันทึกแบบใหม่เข้ามาแทนที่เทคโนโลยี PMR [3] เช่น เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบการใช้ความร้อนเข้าช่วย (heat assisted magnetic recording, HAMR) [6] เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบ 2 มิติ (two dimensional magnetic recording, TDMR) [7] และเทคโนโลยีการการบันทึกแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (bit-patterned media recording, BPMP) [1-2] อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่เทคโนโลยี BPMP ซึ่งสามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้สูงถึง 4 Tb/in² [1] และเมื่อนำเทคโนโลยี BPMP มาใช้ร่วมกับการใช้พลังงานเข้าช่วย (energy assisted) ก็สามารทำให้เพิ่มความจุได้สูงถึง 10 Tb/in² [1]

สำหรับเทคโนโลยี BPMP สื่อบันทึกจะถูกจัดระเบียบให้มีลักษณะเป็นไอแลนด์ (island) สำหรับบันทึกข้อมูลแต่ละบิต (หนึ่งไอแลนด์คือหนึ่งกลุ่มของเกรนแม่เหล็ก) ซึ่งแต่ละไอแลนด์มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดน้อยกว่า 15 นาโนเมตร [2] โดยสื่อบันทึกจะประกอบด้วยสองส่วนคือ ส่วนที่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (นั่นคือ ไอแลนด์สำหรับบันทึกข้อมูล) และส่วนที่ไม่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (non-magnetic) คือบริเวณรอบๆ ของไอแลนด์ เนื่องจากระยะห่างระหว่างแทร็กข้อมูลมีระยะที่ใกล้เคียงกันอย่างมาก (ระดับนาโนเมตร) ดังนั้นสัญญาณอ่านกลับ (readback signal) ในกระบวนการอ่านข้อมูลนอกจากจะเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference, ISI) แล้ว ยังก่อให้เกิดการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (inter-track interference, ITI) [2] อีกด้วย รวมถึงผลกระทบที่เกิดจากการอ่านนอกแทร็กข้อมูลที่เกิดขึ้นได้อย่างง่ายดายเมื่อแทร็กข้อมูลอยู่ใกล้กัน ซึ่งเหตุการณ์ทั้งหมดที่กล่าวมานั้นได้ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบ BPMP

ดังนั้นเพื่อบรรเทาผลกระทบทั้งสองประการดังกล่าว ในงานวิจัยนี้เราจะได้นำเสนอเทคนิคการใช้หัวอ่านหนึ่งหัวอ่านข้อมูลสองแทร็กข้อมูลในเวลาเดียวกันพร้อมกับเทคนิคการชักรัดอย่างข้อมูลเกินจริงบนระบบการบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดียที่มีการวางตัวแบบเยื้อง นอกจากนั้นแล้วเรายังจะได้นำเสนอเทคนิคการประมาณค่าการอ่านนอกแทร็กข้อมูลโดยอาศัยเพียงแค่สัญญาณอ่านกลับเท่านั้น โดยในที่นี้สัญญาณอ่านกลับจะถูกแยกออกเป็นสองส่วนนั่นคือ สัญญาณแทร็กคู่และสัญญาณแทร็กคี่ จากนั้นทำการคำนวณค่าอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณทั้งสองสัญญาณ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณจะสามารถนำมาทำนายค่าความคาดเคลื่อนการอ่านนอกแทร็กของหัวอ่านได้ ในขั้นตอนสุดท้ายเราจะเลือกใช้ทาร์เกตและอีควอไลเซอร์ที่มีเหมาะสมกับแต่ละสถานการณ์ของความรุนแรงของการอ่านนอกแทร็กเพื่อจัดการกับปัญหาดังกล่าว ระบบที่เรานำเสนอสามารถทำงานอย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบทั่วไปเป็นอย่างมาก

1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference, ISI) และการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (inter-track interference, ITI) ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดีย
2. เพื่อพัฒนาเทคนิคการประมาณค่าการอ่านนอกแทร็กข้อมูลบนระบบการบันทึกข้อมูลบิตแพนเทิร์นมีเดียที่มีการวางตัวแบบเอียง
3. เพื่อสร้างบุคลากรที่มีความเชี่ยวชาญทางด้านการประมวลผลสัญญาณข้อมูลในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กเพื่อรองรับเทคโนโลยีใหม่ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในอนาคต

1.2 ขอบเขตของโครงการวิจัย

1. ศึกษาและสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดีย (BPMR) ให้มีความเสมือนจริงมากยิ่งขึ้น รวมถึงศึกษาวิธีการเขียน/อ่านข้อมูลของระบบการบันทึกข้อมูลด้วย
2. ศึกษาและออกแบบการสร้างทาร์เกตและอีควอไลเซอร์ที่ใช้สำหรับการลดผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างแทร็กที่ได้มีการนำเสนอแล้ว ทั้งที่ใช้ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดียแบบธรรมดาและแบบเอียงเพื่อนำมาศึกษาและเปรียบเทียบสมรรถนะกับเทคนิคใหม่ที่จะได้นำเสนอ
3. ออกแบบและพัฒนาอัลกอริทึมการทำนายการอ่านนอกแทร็กข้อมูลเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดียที่ให้สมรรถนะเหนือกว่าวงจรรักษาแบบทั่วไปที่ได้มีการนำเสนอในปัจจุบัน
4. สร้างผลงานวิจัยที่มีคุณภาพเพื่อถ่ายทอดองค์ความรู้และเทคโนโลยีที่ได้พัฒนาให้กับทางภาคอุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ภาคการศึกษา และผู้สนใจทั่วไป พร้อมทั้งสร้างบุคลากรที่มีความรู้ความสามารถทางด้านการประมวลผลสัญญาณต่อภาคอุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และภาคอุตสาหกรรมอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องต่อไป

References

- [1] Y. Shiroishi, K. Fukuda, et al., "Future options for HDD storage," IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 10, pp. 3816–3822, Oct 2009.
- [2] S. Nabavi, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference, Ph.D thesis, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, USA, 2008.
- [3] R. Wood, "The feasibility of magnetic recording at 1 terabit per square inch," IEEE Transactions on magnetics 36 (1), 36-42, 2000.
- [4] W. Fang, and X. Xiao-Hong, "Writability issues in high-anisotropy perpendicular magnetic recording media," Chin. Phys. B, vol. 23, 036802, 2014.
- [5] R. Wood, "Future hard disk drive systems," J. Magn. Magn. Mater., vol. 321, pp. 555-561, 2009.
- [6] R. Rottmeyer et al., "Heat-assisted magnetic recording," IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 10, pp.2417–2421, Oct. 2006.
- [7] R. Wood, M. Williams, A. Kavcic, and J. Miles, "The feasibility of magnetic recording at 10 terabits.

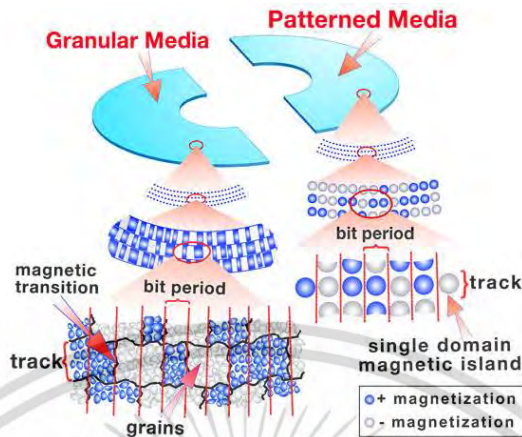
บทที่ 2

แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อ

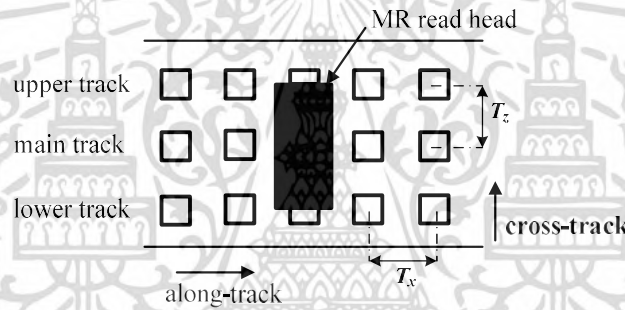
มูลเชิงแม่เหล็ก

2.1 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (BPMR Channel Model)

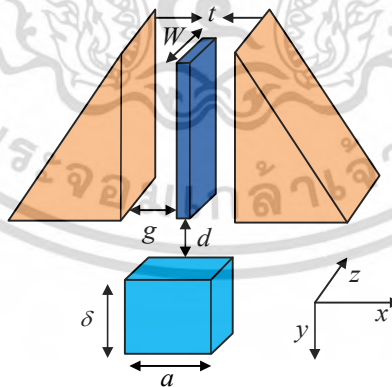
เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบ BPMR เป็นเทคโนโลยีใหม่ที่กำลังจะเข้ามาแทนที่เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (PMR) ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน เพราะระบบ PMR ไม่สามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้เนื่องจากปรากฏการณ์ซูเปอร์พาราแมกเนติก โดยระบบ BPMR สามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้ถึง 4 Tb/in^2 หรือมากกว่า เมื่อใช้ร่วมกับเทคโนโลยีความร้อนเข้าช่วย [1] รูปที่ 2.1 แสดงความแตกต่างระหว่างสื่อบันทึกของระบบ BPMR และระบบ PMR โดยระบบ BPMR จะมีรูปแบบของสื่อบันทึกที่มีความแน่นอน ซึ่งมีลักษณะเป็นเกาะข้อมูลหรือไอแลนด์เชิงแม่เหล็ก (magnetic island) โดยแต่ละไอแลนด์จะใช้เกรนแม่เหล็ก 1 เกรนและมีขนาดที่น้อยกว่า 20 นาโนเมตร โดยจะถูกวางอย่างเป็นระเบียบบนวัสดุที่ไม่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (non-magnetic material) [2,3] สำหรับหัวเขียนและหัวอ่านจะใช้แบบเดียวกันกับระบบการบันทึกแบบทั่วไป ข้อดีของระบบ BPMR คือช่วยเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ ปราศจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนสถานะ (transition noise) และการเลื่อนบิตแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear bit shift) [4] อย่างไรก็ตามระบบ BPMR ยังมีปัญหาที่เกี่ยวกับระบบการประมวลผลสัญญาณ คือ ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึก การอ่านนอกแทร็กข้อมูล (track mis-registration, TMR) [3-4,5-7] และปัญหาที่สำคัญคือการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (ITI) ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดข้อผิดพลาดบิตในกระบวนการตรวจหา รวมทั้งรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดแบบทั่วไปก็ไม่สามารถจัดการกับข้อผิดพลาดที่เกิดจากการการแทรกสอดระหว่างแทร็กนี้ได้ดีพอ



รูปที่ 2.1: เปรียบเทียบสื่อบันทึก PMR กับสื่อบันทึกแบบ BPMR [4]



รูปที่ 2.2: การอ่านของหัวอ่านแบบ MR บนสื่อบันทึกของระบบ BPMR

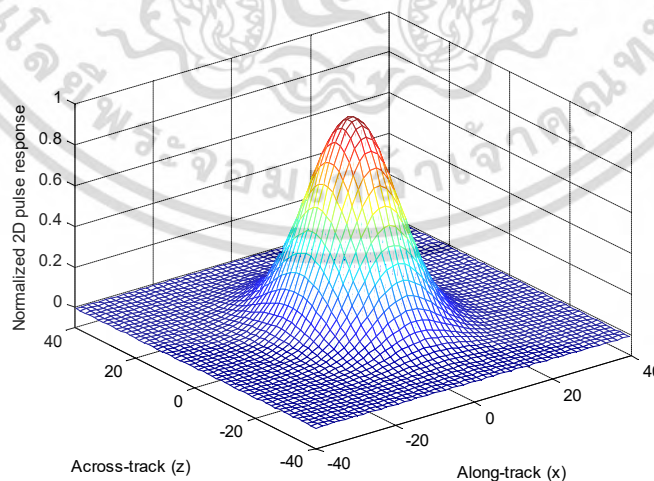


รูปที่ 2.3: เรขาคณิตของหัวอ่านแบบ MR และไอแลนด์

รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการอ่านของหัวอ่านแบบ MR (magnetoresistive) บนสื่อบันทึกของระบบ BPMPR โดยที่ระยะห่างระหว่างกึ่งกลางไอแลนด์หนึ่งถึงกึ่งกลางไอแลนด์หนึ่งที่ตั้งกันในทิศทางตามแตร็ก (along-track) มีระยะเท่ากับ T_x เรียกว่าระยะบิต (bit period) และระยะห่างระหว่างกึ่งกลางไอแลนด์ที่ตั้งกันในทิศทางขวางแตร็ก (cross-track) มีระยะเท่ากับ T_z เรียกว่าระยะแตร็ก (track pitch) ในทางปฏิบัติระบบ BPMPR มีการแทรกสอดอยู่ด้วยกัน 2 ทิศทาง คือ การแทรกสอดระหว่างสัญญาณ (ISI) ซึ่งเกิดจากบิตข้างเคียงในทิศทางตามแตร็ก และการแทรกสอดระหว่างแตร็ก (ITI) เป็นผลกระทบจากบิตข้างเคียงในทิศทางขวางแตร็ก โดยการแทรกสอดทั้งสองอย่างนี้เรียกรวมกันว่าการแทรกสอดแบบ 2 มิติ (2D interference) ซึ่งส่งผลกระทบต่อระบบการบันทึกข้อมูล BPMPR

โดยทั่วไปแบบจำลองของผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติที่ได้จากหัวอ่านมีจะความละเอียดค่อนข้างสูงและสร้างได้ยาก ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการทำแบบจำลองสำหรับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ Nabavi [4] จึงได้ทำการประมาณค่าสัญญาณพัลส์สองมิติแบบเกาส์เซียน โดยพิจารณาจากเรขาคณิตของหัวอ่านแบบ MR และไอแลนด์แสดงในรูปที่ 2.3 เมื่อ t คือ ความหนาของหัวอ่าน, W คือ ความกว้างของหัวอ่าน, g คือ ระยะห่างระหว่างหัวอ่านกับชิลด์ (shield) และ d คือระยะบินของหัวอ่าน (fly height) สำหรับพารามิเตอร์ของไอแลนด์ a คือความกว้างของไอแลนด์เมื่อไอแลนด์มีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส (squared island), และ v คือ ความสูงของไอแลนด์ โดยที่สมการที่ได้จากการประมาณค่าผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติแบบเกาส์เซียนที่ได้จากพารามิเตอร์ตามตารางที่ 2.1 สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$H(z, x) = A \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{x^2}{w_x^2} + \frac{z^2}{w_z^2} \right) \right\} \quad (2.1)$$

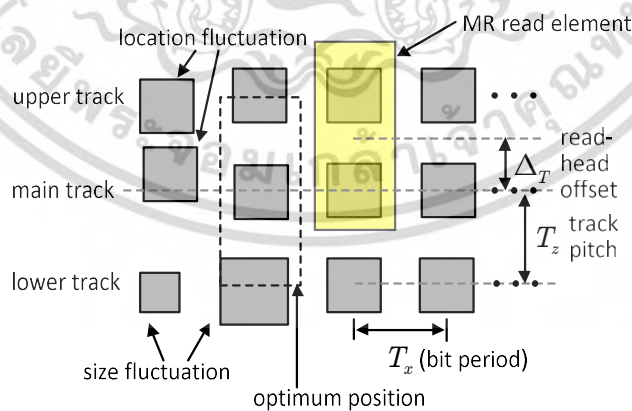


รูปที่ 2.4: ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติที่ประมาณค่าแบบเกาส์เซียน

ตารางที่ 2.1: พารามิเตอร์ของหัวอ่าน MR และสื่อบันทึกของระบบการบันทึก BPMR

Parameters	Symbol	Default value (nm)
Square island	a	11
Thickness	δ	10
Fly height	d	10
Thickness of the MR head	t	4
Width of the MR head	W	16
Gap to gap width	g	16
Along-track PW50	w_x	19.8
Cross-track PW50	w_z	24.8

เมื่อ A คือค่าแอมพลิจูดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 1, $w_x = PW50_{\text{along}}/2.3548$, $w_z = PW50_{\text{cross}}/2.3548$, $PW50_{\text{along}}$ คือค่า PW50 ของสัญญาณพัลส์ในทิศทางตามแตร็ก, $PW50_{\text{cross}}$ คือ ค่า PW50 ของสัญญาณพัลส์ในทิศทางขวางแตร็ก, และ 2.3548 คือค่าคงที่ของความสัมพันธ์ระหว่างค่า PW50 และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของฟังก์ชันเกาส์เซียน [4] รูปที่ 2.4 แสดงผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์เซียนในสมการที่ (1) โดยที่ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติที่ได้จะสอดคล้องกับพารามิเตอร์ในตารางที่ 2.1



รูปที่ 2.5: รูปแบบการบันทึกข้อมูลแบบบิตแพทเทิร์นมีเดีย

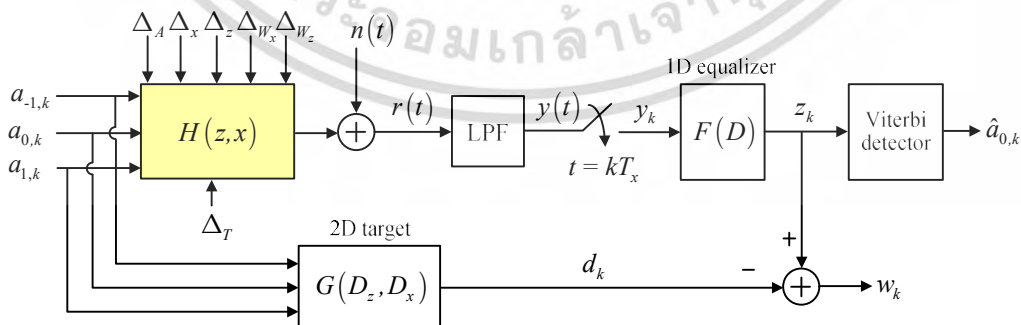
รูปที่ 2.5 แสดงปัญหาจากสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึกของระบบ BPMR โดยแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ ความผันผวนของแอมพลิจูด (amplitude fluctuation) ซึ่งเกิดขึ้นจากขนาดของแต่ละไอแลนด์ที่ไม่เป็นเอกรูป (non-uniform) และความผันผวนของตำแหน่ง (location fluctuation) ซึ่งเกิดจากไอแลนด์ที่วางอยู่บนวัสดุที่ไม่มีความเป็นแม่เหล็กมีการวางตัวที่ไม่เป็นระเบียบ สำหรับผลกระทบจาก TMR เกิดจากหัวอ่านเคลื่อนที่ออกจากแทร็กหลัก (main track) ไปในทิศทางขวางแทร็กแสดงในรูปที่ 2.5 เมื่อ Δ_T คือระยะแทร็กออฟเซต (track offset) โดยกำหนดจากสมการที่ (2.2) [4]

$$\text{TMR} = \frac{\Delta_T}{T_z} \times 100\% \quad (2.2)$$

ซึ่งสมการการประมาณค่าผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ $H(z,x)$ ในสมการ (2.1) ที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกและผลกระทบจาก TMR สามารถเขียนใหม่ได้เป็น [4,8]

$$H(z - \Delta_T, x) = (A + \Delta_A) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\left(\frac{x + \Delta_X}{c(w_x + \Delta_{w_x})} \right)^2 + \left(\frac{z + \Delta_Z}{c(w_z + \Delta_{w_z})} \right)^2 \right] \right\} \quad (2.3)$$

เมื่อ Δ_A คือ ความผันผวนของแอมพลิจูด, Δ_X คือ ความผันผวนของตำแหน่งในแนวตามแทร็ก, Δ_Z คือ ความผันผวนของตำแหน่งในแนวขวางแทร็ก, c คือค่าคงตัวมีค่าเท่ากับ $1/2.3548$, Δ_{w_x} คือ ความผันผวนของ PW50 ในทิศทางตามแทร็ก, และ Δ_{w_z} คือ ความผันผวนของ PW50 ในทิศทางขวางแทร็ก โดยสัญญาณรบกวนสื่อบันทึก $x\%$ หมายถึงตำแหน่งและขนาดของไอแลนด์มีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มจากค่าปกติไปเป็นปริมาณ $x\%$ โดยมีการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับค่าศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับ σ^2 เมื่อ σ คือ ร้อยละของระยะ T_x โดยที่ Δ_A , Δ_{w_x} และ Δ_{w_z} เป็นตัวกำหนดความรุนแรงของความผันผวนแอมพลิจูด Δ_X และ Δ_Z เป็นตัวกำหนดความรุนแรงของความผันผวนตำแหน่ง โดยทั่วไปคุณภาพของสัญญาณอ่านกลับและสมรรถนะของระบบ BPMR จะขึ้นอยู่กับผลกระทบต่างๆ เหล่านี้



รูปที่ 2.6: แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึก BPMR กับผลกระทบจากสื่อบันทึกและ TMR

รูปที่ 2.6 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณ BPMR ที่มีผลกระทบจากสื่อบันทึกและ TMR เมื่อกำหนดให้ $a_{m,k} \in \{-1,1\}$ คือ ลำดับข้อมูลอินพุต และกำหนดให้ $m = 0$ คือ ลำดับข้อมูลอินพุตของแทร็กกลาง และ $m = -1$ และ 1 คือลำดับข้อมูลอินพุตของแทร็กบนและแทร็กล่างตามลำดับ ถูกส่งเข้าไปยังช่องสัญญาณ BPMR ที่มีผลตอบสนองช่องสัญญาณแบบสองมิติ $H(z,x)$ ตามสมการที่ (2.3) ดังนั้นสัญญาณอ่านกลับ $r(t)$ ที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกและ TMR สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_{m=-1}^1 \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{m,k} H(-mT_z - \Delta_T, x - kT_x) + n(t) \quad (4)$$

เมื่อ $H(z,x)$ คือ ผลตอบสนองช่องสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ, Δ_T คือ ระยะออฟเซตของหัวอ่าน, $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN: additive white Gaussian noise) ที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (power spectrum density, PSD) แบบสองด้านเท่ากับ $N_0/2$ สมการที่ (2.4) ถือว่าเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณ BPMR ที่ต่อเนื่องทางเวลา

ณ วงจรภาครับ สัญญาณอ่านกลับที่ด้านขาออกของหัวอ่าน $r(t)$ จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ (low-pass filter, LFP) แบบบัตเตอร์เวิร์ธอันดับที่ 7 (7th order Butterworth) ทำให้ได้สัญญาณ $y(t)$ และถูกทำการซิกตัวอย่าง (sampling) สัญญาณ ณ เวลา $t = kT_x$ ทำให้ได้ลำดับข้อมูล $\{y_k\}$ ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังวงจรอีควอไลเซอร์เพื่อปรับคุณสมบัติของสัญญาณให้เป็นไปตามทาร์เก็ตที่ต้องการ และลำดับข้อมูล $\{z_k\}$ จะถูกส่งต่อไปยังวงจรตรวจหาวิเทอโรบี (Viterbi detector) [9] เพื่อหาลำดับข้อมูล $a_{0,k}$ ที่เป็นไปได้มากที่สุด

นอกจากนี้เพื่อให้ง่ายต่อการทำแบบจำลองและการวิเคราะห์ระบบ จะนิยมใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ BPMR ที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา ซึ่งสร้างได้จากการซิกตัวอย่าง ณ เวลาที่ระยะของบิต (T_x) ของสัญญาณอ่านกลับ ทำให้ได้สัญญาณอ่านกลับที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาดังนี้

$$r_k = r(t)|_{x=kT_x} = \sum_{m=-M}^M \sum_{k=-N}^N a_{m,n} H(-m, k-n) + n_k \quad (2.5)$$

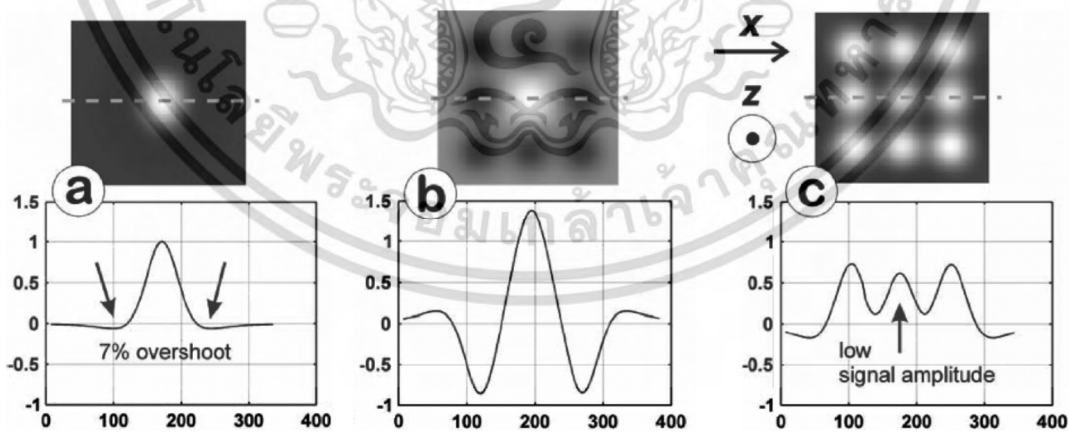
เมื่อ n_k คือ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกและ $H(m,n)$ คือ สัญญาณพัลส์แบบสองมิติที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาที่ได้จากการซิกตัวอย่างสัญญาณพัลส์ $H(z,x)$ ในสมการที่ (3) ณ เวลาที่เป็นจำนวนเท่ากับระยะบิต (T_x) และระยะแทร็ก (T_z) นั่นคือ $H(m,n) = H(mT_z, nT_x)$ สำหรับค่า $-M \leq m \leq M$ และ $-N \leq n \leq N$ เมื่อ $2M+1$ คือจำนวนแทร็กและ $2N+1$ คือความยาวของช่องสัญญาณในทิศทางตามแทร็ก โดยทั่วไปช่องสัญญาณ BPMR แบบไม่ต่อเนื่องจะแทนด้วยเมทริกซ์ H ที่มีค่าเท่ากับ

$$H = \begin{bmatrix} h_{-1,-1} & h_{-1,0} & h_{-1,1} \\ h_{0,-1} & h_{0,0} & h_{0,1} \\ h_{1,-1} & h_{1,0} & h_{1,1} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

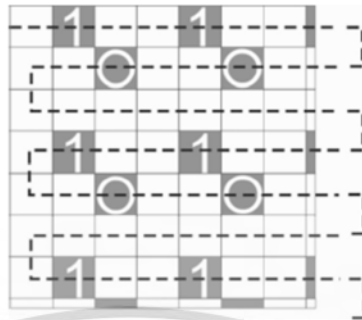
เมื่อ $h_{m,n}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ BPMPR สองมิติแบบไม่ต่อเนื่อง

2.2 การออกแบบการเข้ารหัสแบบสองมิติ (2D-Coding)

การเข้ารหัสแบบสองมิติที่มีการนำเสนอในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย มีหลักการดังนี้ [10-11] เริ่มจากการศึกษารูปแบบของสัญญาณอ่านกลับ (readback) พบว่าเมื่อเราบันทึกข้อมูลแบบเกาะเดี่ยว (single dot) เราจะได้สัญญาณอ่านกลับดังรูปที่ 2.7 (ก) แต่ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแล้ว ต้องมีการบันทึกข้อมูลแบบต่อเนื่อง ดังนั้นจึงไม่สามารถที่จะหลีกเลี่ยงผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) ของบิตข้างเคียงหรือแม้แต่มผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (ITI) ที่เกิดจากแทร็กรอบข้างได้ ดังนั้น เราจึงพยายามหลีกเลี่ยงรูปแบบการบันทึกข้อมูลที่ทำให้เกิดเหตุการณ์ดังกล่าวขึ้น ซึ่งสามารถแบ่งออกได้สองกรณี คือ กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบน้อยสุด นั่นคือ การบันทึกข้อมูลบิต “1” ล้อมรอบด้วยบิต “0” ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) และ กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบมากที่สุด ซึ่งเป็นกรณีที่เราต้องการหลีกเลี่ยง นั่นคือ การบันทึกบิต “1” ล้อมรอบด้วยบิต “1” ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ค)

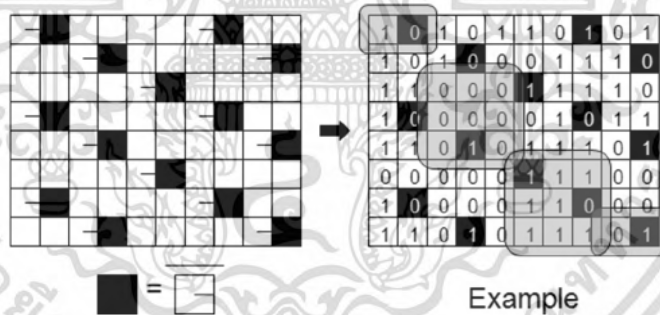


รูปที่ 2.7: รูปแบบของสัญญาณอ่านกลับกรณีที่เป็นเกาะเดี่ยว (ก) กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบน้อยสุด (ข) และกรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบมากที่สุด (ค)



รูปที่ 2.8: การเข้ารหัสแบบสองมิติที่อัตรารหัสเท่ากับ 5/6 [10]

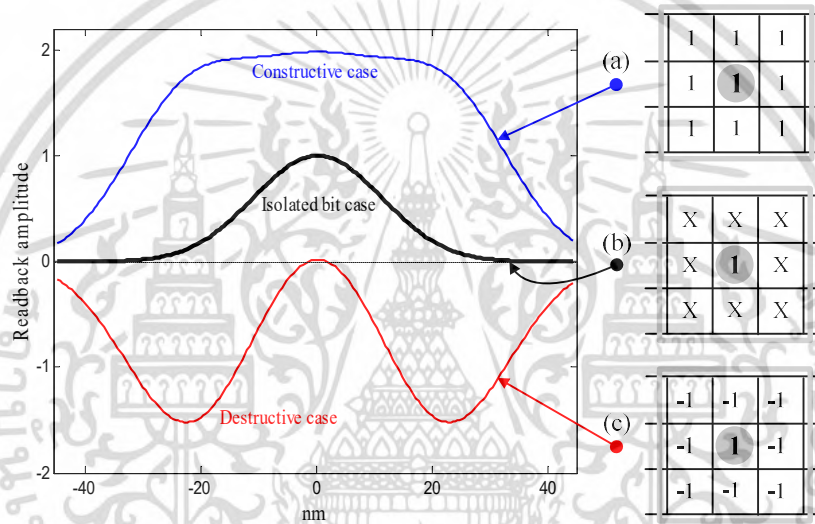
หลักการการเข้ารหัสแบบสองมิติ คือพยายามหลีกเลี่ยงรูปแบบที่ก่อให้เกิดผลกระทบมากที่สุดโดยการแทรกบิตส่วนเกินเข้าไปก่อนที่จะบันทึกข้อมูลลงไปยังสื่อบันทึก ดังรูปที่ 2.8 มีการบันทึกบิต “0” และบิต “1” ลงไปยังตำแหน่งที่แน่นอน โดยมีอัตรารหัสเท่ากับ 5/6 ซึ่งช่วยทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด นอกจากนั้นแล้วยังมีงานวิจัยที่พยายามเพิ่มค่าอัตรารหัสให้สูงขึ้นโดยการเข้ารหัสด้วยรูปแบบใหม่ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยมีอัตรารหัสเท่ากับ 7/9 [11] ซึ่งไม่เพียงแค่ช่วยเพิ่มอัตรารหัสให้สูงขึ้นเท่านั้น แต่ยังช่วยเพิ่มสมรรถนะให้ระบบสูงขึ้นอีกด้วย



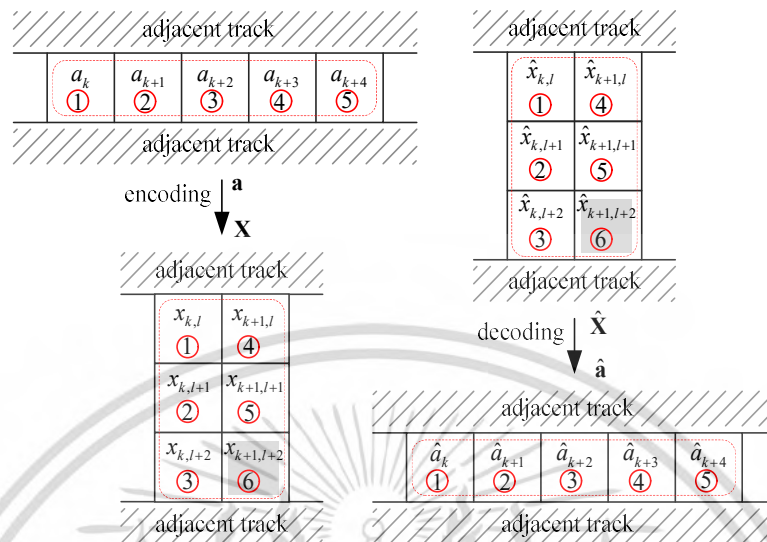
รูปที่ 2.9: การเข้ารหัสแบบสองมิติที่อัตรารหัสเท่ากับ 7/9 [11]

แต่เนื่องจากการออกแบบรหัสทั้ง 2 แบบที่กล่าวก่อนหน้านี้นี้ ถูกออกแบบเพื่อช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบ without overshoot ซึ่งเทคโนโลยีนี้ปัจจุบันไม่มีใช้แล้ว จึงได้เปลี่ยนเป็นช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบ with overshoot [12] การรบกวนซึ่งกันและกันของข้อมูลในบิตข้างเคียงก็จะแตกต่างกันออกไป ทำให้สัญญาณอ่านกลับมีรูปแบบที่แตกต่างดังแสดงในรูปที่ 2.10 ดังนั้นคณะผู้วิจัยจึงได้ทำการออกแบบการเข้ารหัสข้อมูลด้วยรหัสมอดดูเลชันแบบสองมิติที่มีความซับซ้อนต่ำ อัตรารหัสข้อมูลสูง และมีประสิทธิภาพในการจัดการ/หลีกเลี่ยง/ลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างแทร็คสำหรับระบบการบันทึกเชิงแม่เหล็ก

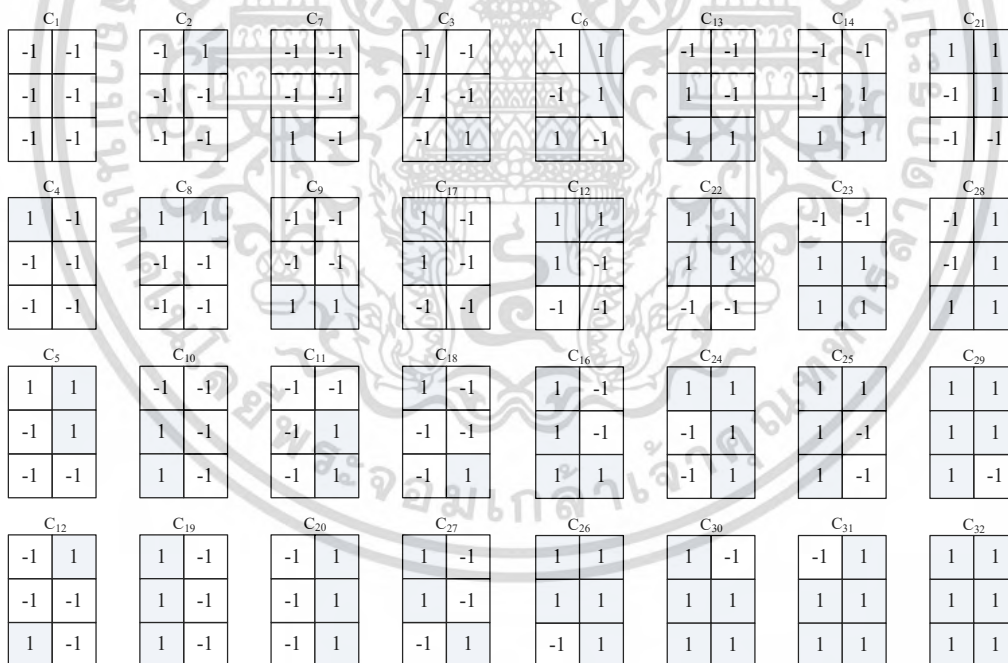
BPMR ซึ่งแนวความคิดการเข้ารหัสแสดงในรูปที่ 2.11 โดยมีหลักการดังนี้ ลำดับข้อมูล a_k ที่ต้องการบันทึกจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแบบสองมิติ คือเปลี่ยนจากข้อมูล 1 ไตรีก เป็นข้อมูล 3 ไตรีก เพื่อเลือกรูปแบบข้อมูลต้องห้าม (forbidden pattern) เช่น $[+1 -1 +1]^T$ หรือ $[-1 +1 -1]^T$ ซึ่งรูปแบบของข้อมูลในแนวไตรีกสามารถรับประกันได้ว่าผลกระทบที่เกิดจากแทรกสอดระหว่างไตรีกจะไม่เกิดขึ้น จากการศึกษาในเบื้องต้นพบว่ารูปแบบที่เป็นไปในที่จะนำมาสร้างเป็นรหัสข้อมูลมีทั้งหมด 32 รูปแบบ (patterns) ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ซึ่งรูปแบบเหล่านี้จะถูกนำมาสร้างเป็นตารางเพื่อการเข้ารหัสข้อมูลต่อไป



รูปที่ 2.10: สัญญาณอ่านกลับของ (a) บิตข้อมูลเดี่ยว (b) กรณีที่ดีที่สุด เมื่อบิตข้อมูล '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิตข้อมูล '1' และ (c) กรณีที่ด้อยที่สุด เมื่อบิตข้อมูล '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิตข้อมูล '-1'

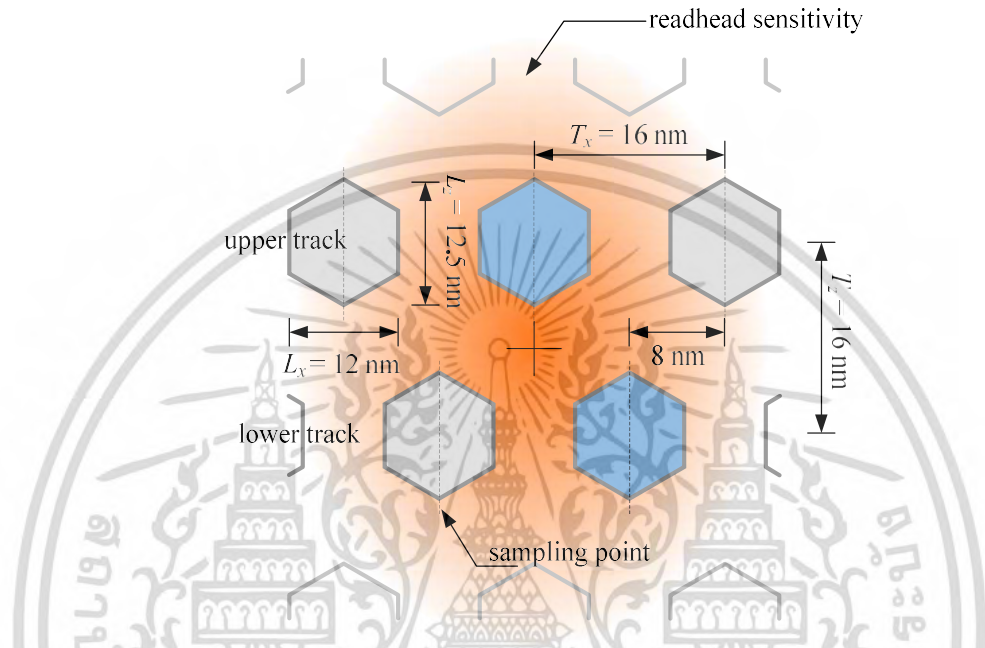


รูปที่ 2.11: วิธีการเข้ารหัสข้อมูลด้วยรหัสมอดดูเลขชั้นแบบสองมิติด้วยอัตรารหัส 5/6



รูปที่ 2.12: ตัวอย่างคำรหัสที่ได้จากการออกแบซึ่งเป็นรูปแบบข้อมูลที่ปราศจากรูปแบบต้องห้ามดังนั้นจึงไม่ก่อให้เกิดการแทรกสอดระหว่างแทร็คที่รุนแรง

ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาไอแลนด์รูปทรงหกเหลี่ยมมีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 12 นาโนเมตร ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของแต่ละไอแลนด์เท่ากับ 16 นาโนเมตร จึงได้เป็นความหนาแน่นเชิงพื้นที่เท่ากับ



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างบิตแพทเทิร์นมีเดียกริดแบบเยื้องที่ 2.5 Tb/in² ถูกปกคลุมด้วยผลตอบสนองความไวของหัวอ่าน [13]

2.5 เทระบิตต่อตารางนิ้ว ในรูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างบิตแพทเทิร์นมีเดียกริดแบบเยื้องที่ซึ่งถูกปกคลุมด้วยผลตอบสนองความไวของหัวอ่าน (Read-head sensitivity response) [13] โดยในการจำลองกำหนดให้พิกลเซลมีขนาด 0.01×0.01 ตารางนาโนเมตร โดยไอแลนด์ทรงหกเหลี่ยมเกิดจากพิกลเซลประกอบกันจนได้ตามขนาดที่ต้องการ การจำลองเปอร์เซ็นต์ความผันผวนของตำแหน่งของไอแลนด์กำหนดโดย

$$P_{\text{fluctuation}} = \frac{T_{\text{fluctuation}}}{T_x} \times 100 \quad (2.1)$$

โดย $T_{\text{fluctuation}}$ คือ ระยะความผันผวนที่มากที่สุดระหว่างจุดศูนย์กลางของไอแลนด์อุดมคติ กับ จุดศูนย์กลางของไอแลนด์จริง โดยระยะดังกล่าวมีการกระจายตัวแบบปกติ และ T_x คือ ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของแต่ละไอแลนด์ ส่วนการจำลองเปอร์เซ็นต์ความผันผวนของขนาดของไอแลนด์กำหนดได้โดย

$$S_{\text{fluctuation}} = \frac{L_{\text{fluctuation}}}{L_x} \times 100 \quad (2.2)$$

โดย $L_{\text{fluctuation}}$ คือ ความกว้างที่เป็นไปได้ของไอแลนด์จริง เทียบกับ ความกว้างของไอแลนด์อุดมคติ มีการกระจายตัวแบบปกติ L_x คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของไอแลนด์

ในงานวิจัยนี้สัญญาณอ่านกลับได้มาจากการคอนโวลูชันแบบ 2 มิติระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็ก กับ ผลตอบสนองความไวของหัวอ่านที่ครอบคลุมแทร็กข้อมูลที่ต้องการอ่านรวมทั้งแทร็กข้างเคียงด้วย โดยตำแหน่งจุดศูนย์กลางของผลตอบสนองความไวของหัวอ่านจะอยู่ระหว่างกึ่งกลางของแทร็กข้อมูล 2 แทร็กดังรูปที่ 2.13 จากนั้นสัญญาณอ่านกลับที่ได้ยังถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวน ซึ่งจำลองมาจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN: Additive-white Gaussian noise) มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 และความแปรปรวนเท่ากับ σ^2 สุดท้ายสัญญาณอ่านกลับที่ได้นั้นจะถูกซัดตัวอย่างข้อมูลแบบเกินจริง โดยตำแหน่งของการซัดตัวอย่างข้อมูลนั้นจะเป็นตำแหน่งจุดศูนย์กลางของแต่ละไอแลนด์ของทั้ง 2 แทร็กข้อมูลดังแสดงในรูปที่ 2.13



References

- [1] R. Rottmeyer et al., “Heat-assisted magnetic recording,” IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 10, pp.2417–2421, Oct. 2006.
- [2] Y. Shiroishi, K. Fukuda, et al., “Future options for HDD storage,” IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 10, pp. 3816–3822, Oct 2009.
- [3] S. Karalulak, From channel modeling to signal processing for bit-patterned media recording, Ph.D thesis, University of California, San Diego, USA, 2010.
- [4] S. Nabavi, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference, Ph.D thesis, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, USA, 2008.
- [5] M. Keskinoz, “Two-dimensional equalization/detection for patterned media storage,” IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 4, pp. 533–539, Apr 2008.
- [6] 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.
- [7] S. Nabavi, B. V. K. Vijaya Kumar, and J. A. Bain, “Mitigating the effects of track mis-registration in bit-patterned media,” in Proc. of International Conference on Communication (ICC) 2008., Beijing, China, pp.2061 - 2065.
- [8] L. M. M. Lyint, P. Supnithi, P. Tantaswadi, “An Inter – Track Interference Mitigation Technique Using Partial ITI Estimate in Patterned Media Storage,” IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 10, pp. 3691–3694, Oct. 2009.
- [9] G. D. Forney, “Maximum-likelihood sequence estimate of digital sequences in the presence of intersymbol interference,” IEEE Trans. Inform. Theory., vol. IT-18, no. 3, pp. 363-378, May 1972.
- [10] J. P. J. Groenland and L. Abelman, “Two dimensional Coding for Probe Recording on Magnetic Patterned Media,” IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 6, pp. 2307–2309, Jun. 2007.
- [11] X. Shao, L. Alink, J.P.J. Groenland, L. Abelman, and C. H. Slump, “A Simple Two-Dimensional Coding Scheme for Bit Patterned Media,” IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 10, pp. 2559-2562, Oct. 2011.

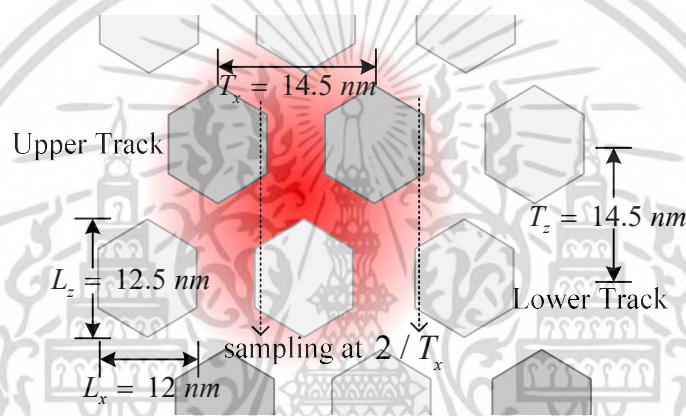
- [12] P.W. Nutter, I. T. Ntokas, and B.K. Middleton, "An Investigation of the Effects of Media Characteristics on Read Channel Performance for Patterned Media Storage," IEEE Trans. Magn., vol. 41, pp. 4327-4334, Nov. 2005
- [13] M. Yamashita et al., "Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording," IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 10, pp. 3558-3561, Oct. 2011.



บทที่ 3

การออกแบบรูปแบบการเข้ารหัสมอดูเลชัน

3.1 การออกแบบสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอล

รูปที่ 3.1 สื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอล ที่ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 3.0 Tb/in^2

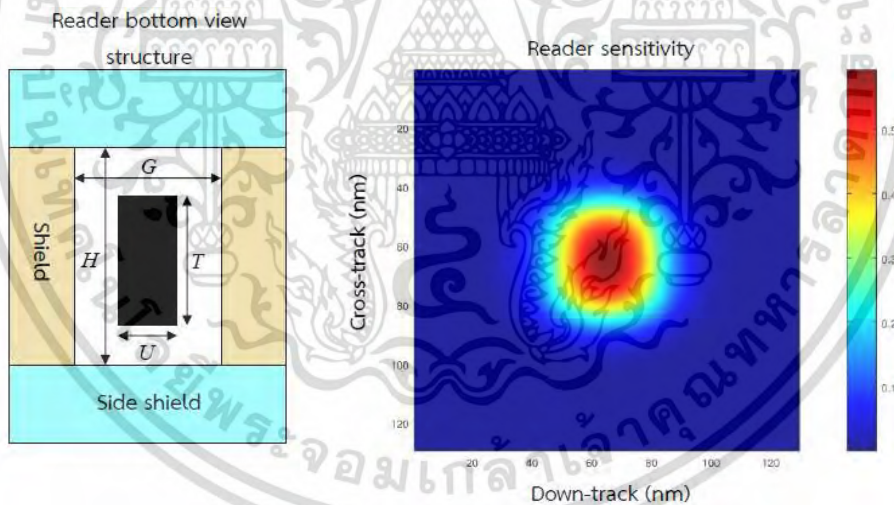
รูปแบบของการทดลองนั้น จะทำการออกแบบสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลและแบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้เทคนิคการซีกตัวอย่างเกินจริง (Oversampling) กับเทคนิคควรจะเป็นสูงสุดของผลตอบสนองบางส่วน (PRML) ร่วมกัน โดยเทคนิคการอ่านหลายแทร็ก (multi-track reading technique: MRT) คือรูปแบบการอ่านหลายแทร็กด้วยหัวอ่านเดียว ดังที่แสดงในรูปที่ 3.1 และได้ออกแบบรูปแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันที่มีอัตรารหัส $5/6$ สำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลโดยเฉพาะอีกด้วย เพื่อต่อสู้กับความรุนแรงของการแทรกสอดแบบ 2 มิติ ในที่นี้เทคนิคการอ่านหลายแทร็ก (MRT) จะใช้แค่หนึ่งหัวอ่านเพื่ออ่านข้อมูลสองแทร็กพร้อมกัน รูปแบบของการเข้ารหัสของการทดลองนี้จะทำการจัดเรียงลำดับบิตข้อมูลอย่างเหมาะสม เข้าไปยัง 2 แทร็กลำดับข้อมูลที่บันทึกซึ่งเป็นพื้นฐานของรูปแบบข้อมูลที่ใช้เป็นคำรหัสในตารางสำหรับการเข้ารหัสหลังจากบิตที่จะถูกบันทึกบนการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กบิตโอแลนด์แบบเยื้อง

โดยการจำลองหัวอ่านสามารถทำได้ด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ดังสมการที่ 3.1 และ 3.2 ซึ่งได้จากการจำลองไฟไนต์อีลิเมนต์สองมิติ (2D finite elements method) [32]

$$\psi(x, y) = \alpha_0 \{ \tanh(\alpha_1 x + \alpha_2) - \tanh(\alpha_1 x - \alpha_2) \} \{ \tanh(\alpha_3 y + \alpha_4) - \tanh(\alpha_3 y - \alpha_4) \} \quad (3.1)$$

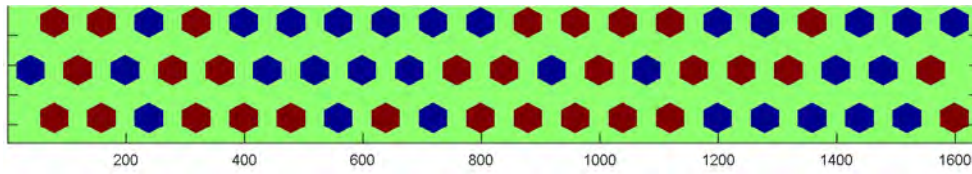
$$\alpha_k = \langle (H, G, T, U, h_m, t_m, t_s)', w_k \rangle \quad (3.2)$$

เมื่อ $\psi(x, y)$ คือฟังก์ชันความอ่อนไหวของหัวอ่าน α_k เป็นฟังก์ชันรูปร่างของหัวอ่านเกิดจากผลรวมเชิงเส้นของ H คือระยะห่างระหว่างซิลด์ด้านข้าง G คือช่องว่างของซิลด์ T คือความกว้างของหัวอ่าน U คือความหนาของหัวอ่าน h_m คือระยะห่างทางแม่เหล็ก t_m คือความหนาของชั้นบันทึกข้อมูลของแผ่นบันทึกข้อมูล t_s คือความหนาของชั้นชั้นกลางของแผ่นบันทึกข้อมูลและ w_k คือฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แสดงถึงฟังก์ชันความอ่อนไหวของหัวอ่านที่ถูกจำลองจากสมการที่ 3.1 และ 3.2 โดยใช้ตัวแปรต่างๆ

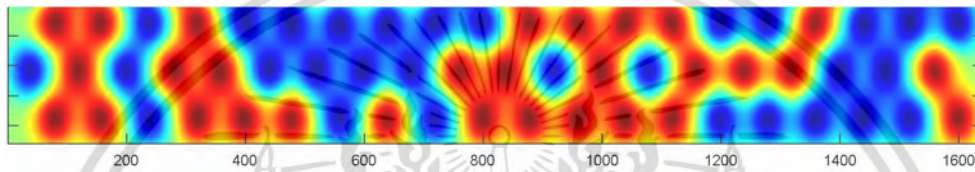


รูปที่ 3.2 การจำลองฟังก์ชันความอ่อนไหวของหัวอ่าน (Reader sensitivity)

จากฟังก์ชันความอ่อนไหวของหัวอ่านนั้น เมื่อนำเอาหัวอ่านดังกล่าวไปอ่านแผ่นบันทึกข้อมูลที่ได้แสดงในรูปที่ 3.3 จะได้สัญญาณอ่านกลับดังรูปที่ 3.4 ซึ่งแสดงในรูปแบบสัญญาณอ่านกลับแบบสองมิติ ทำได้โดยการอ่านในตำแหน่งต่างๆ ในแนวขวางแทรกแล้วนำมาพล็อตรวมกันเป็นแผนภาพ หากต้องการสัญญาณอ่านกลับหนึ่งมิติจะสามารถทำได้โดยการเลือกสัญญาณในตำแหน่งขวางแทรกที่ต้องการเพียงเท่านั้นก็ได้

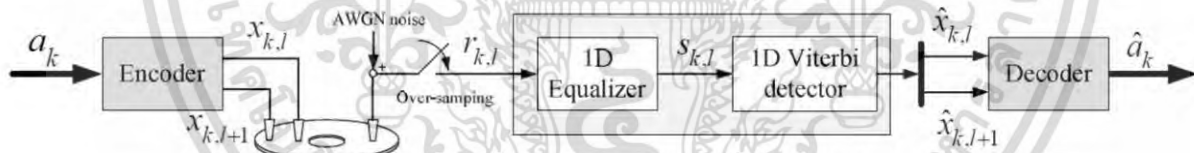


รูปที่ 3.3 รูปการจำลองแผ่นบันทึกข้อมูลทางแม่เหล็ก



รูปที่ 3.4 สัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านในรูปที่ 3.2 อ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูลในรูปที่ 3.3

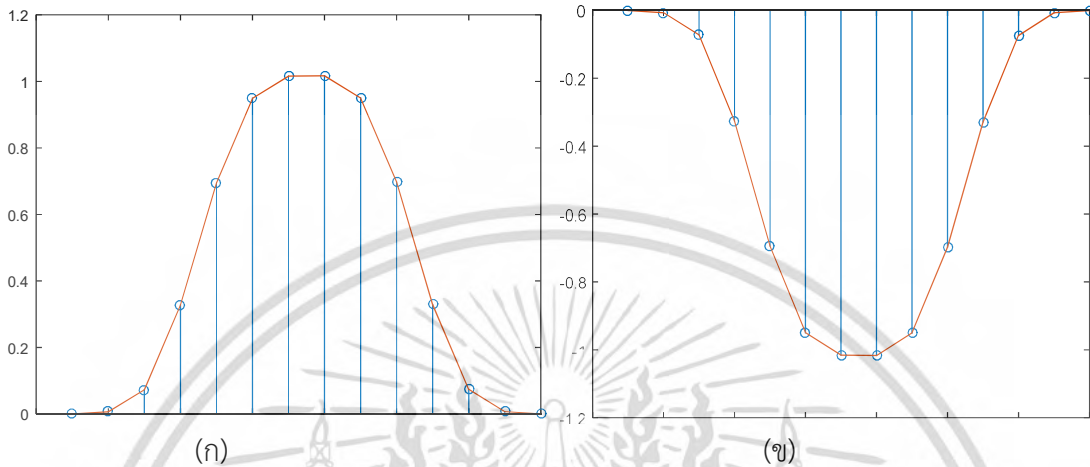
3.2 การออกแบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอล



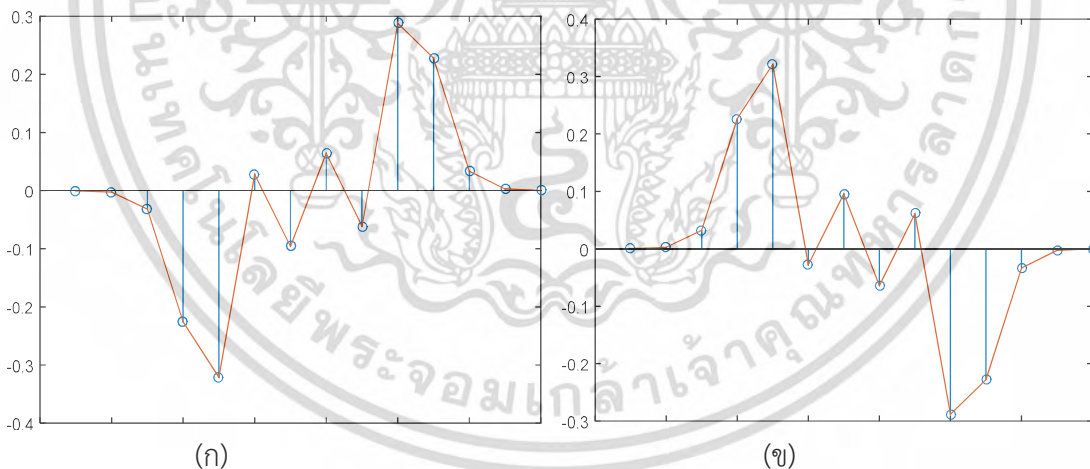
รูปที่ 3.5 แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลที่ใช้เทคนิค MRT

แบบจำลองช่องสัญญาณของสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลแบบเอียงโดยรูปแบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่พิจารณาในการทดลองนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ในการทดลองนี้ได้พิจารณาการวางบิตไอนแลนด์แบบเอียงที่เป็นรูปหกเหลี่ยมซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 12 nm และคาบของบิต (bit period) T_x 16.0 nm และ 14.5 nm ซึ่งสอดคล้องกับความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของ 2.5 และ 3.0 Tb/in² โดยทำการส่งข้อมูลอินพุตแบบไบนารี $a_k \in \{\pm 1\}$ เป็นการเข้ารหัสโดยวิธีการเข้ารหัสที่ได้นำเสนอเพื่อให้ได้ข้อมูล 2 แทร็ก $\{x_{k,l}, x_{k,l+1}\}$ ก่อนที่จะบันทึกข้อมูลลงบนสื่อบันทึก ส่วนที่ภาครับ สัญญาณอ่านกลับมาจากตัวดำเนินการคอนโวลูชันสองมิติ (2D

รูปที่ 3.6 รูปแบบของการเกิดข้อผิดพลาดที่ทำให้เกิดค่าแอมพลิจูดที่ผิดพลาด (ก) ค่าแอมพลิจูดก่อนได้รับสัญญาณรบกวน (ข) ค่าแอมพลิจูดที่ถูกลดทอนจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 3.7 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตที่มีสถานะเดียวกันอยู่เกาะกลุ่มกัน (ก) บิตที่มีสถานะเป็น 1 ทั้งหมด (ข) บิตที่มีสถานะเป็น -1 ทั้งหมด

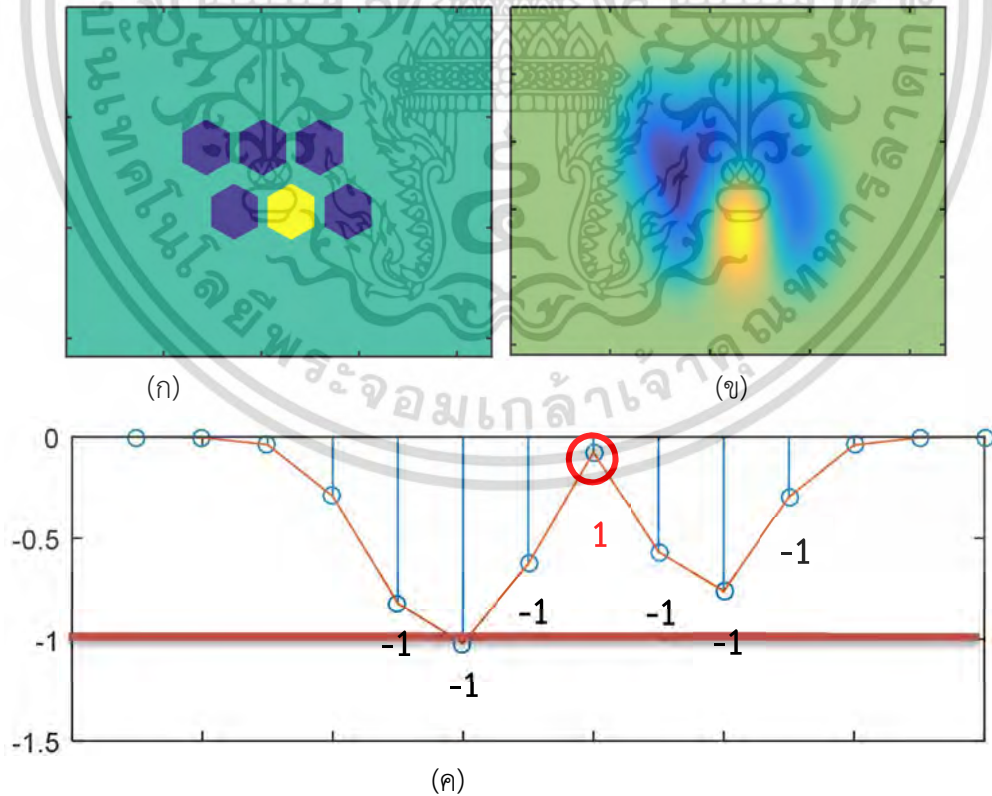


รูปที่ 3.8 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตที่มีสถานะตรงข้ามกันอยู่ (ก) บิตที่มีสถานะเป็น 1 กับ -1 สลับกัน (ข) บิตที่มีสถานะเป็น -1 กับ 1 สลับกัน

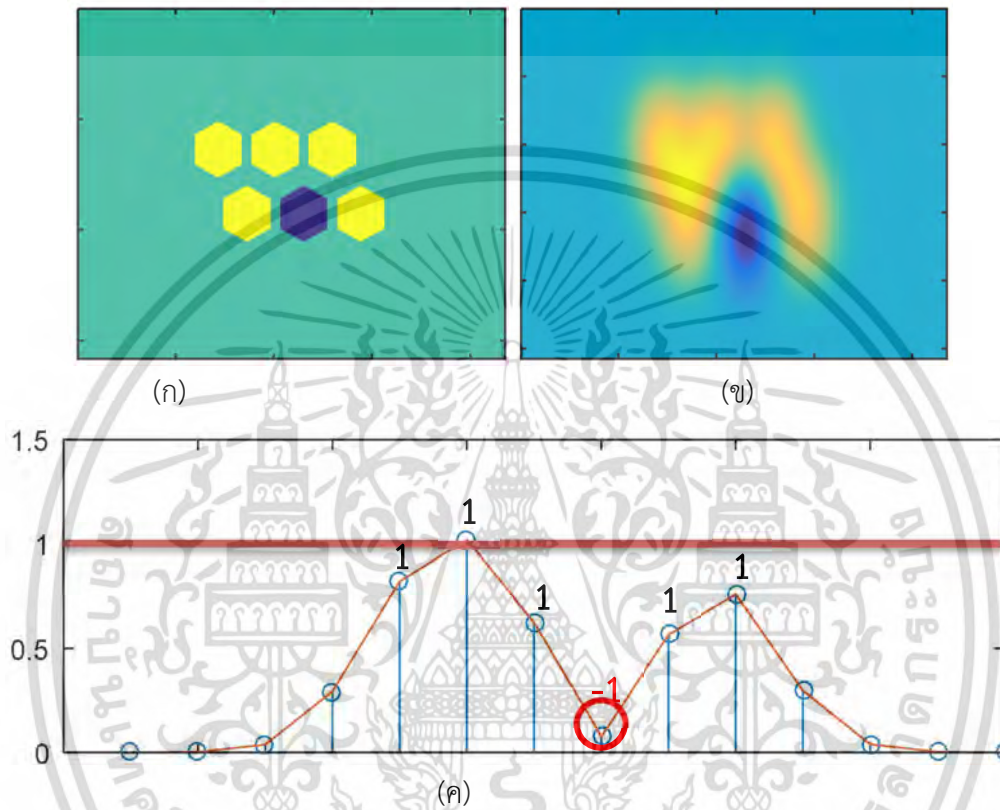
การเลือกรูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด 32 รูปแบบ จากรูปแบบข้อมูลทั้งหมด 64 รูปแบบที่จะได้เป็นคำรหัส (codewords) นั้นจะมีหลักการเลือก คือให้บิตที่มีสถานะเดียวกันอยู่เกาะกลุ่มกันให้มากที่สุดเท่าที่ทำได้ เนื่องจาก

บิตที่มีสถานะเดียวกันจะทำให้เกิดการส่งเสริมของค่าแอมพลิจูด (amplitude) ของสัญญาณอ่านกลับจะมีค่าแอมพลิจูดที่สูงมากดังรูปที่ 3.7 และจะทำการหักล้างบิตที่มีสถานะตรงข้ามกันเกาะกลุ่มกัน เช่น $[1 -1 1]$ และ $[-1 1 -1]$ เนื่องจากบิตที่มีสถานะตรงข้ามกันจะทำให้เกิดการลดทอนของค่าแอมพลิจูด (amplitude) ของสัญญาณอ่านกลับจะมีค่าแอมพลิจูดที่ถูกลดทอนจนไปถึงได้ค่าแอมพลิจูดที่ไม่ตรงกับบิตข้อมูลที่ส่งไปดังรูปที่ 3.8

ในที่นี้จะทำการยกตัวอย่างคำรหัส (codewords) ที่อยู่ในรูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด 32 รูปแบบ จากรูปแบบข้อมูลทั้งหมด 64 รูปแบบที่ได้นำเสนอไปนั้น คือรูปที่มีบิตข้อมูลคือ $[1 1 1 -1 1 1]$ และ $[-1 -1 -1 1 -1 -1]$ โดยจะทำการแสดงตัวอย่างตั้งแต่ขั้นตอนการจำลองสี่บันทึกที่บันทึกบิตข้อมูลที่กล่าวข้างต้น ขั้นต่อมาคือสัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านในรูปที่ 3.2 อ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูลที่บันทึกบิตข้อมูลที่กล่าวข้างต้น และขั้นตอนสุดท้ายคือสัญญาณอ่านกลับจะมีค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลที่กล่าวข้างต้น ซึ่งพบว่าบิตในตำแหน่งที่ 4 จะถูกลดทอนจากบิตข้างๆ ที่มีสถานะตรงข้ามกันทำให้เกิดการให้ค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลนั้นผิดพลาด หากต้องการอ่านบิตข้อมูลในตำแหน่งนั้นเพียงตำแหน่งเดียว แต่ในทางกลับกันการออกแบบคำรหัส (codewords) ที่นำเสนอ นั้นจะทำการดูจากสัญญาณอ่านกลับของค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลเป็นภาพรวมทั้งหมดจึงทำให้เป็นคำรหัสที่อยู่ในรูปแบบข้อมูลที่ดี ดังแสดงในรูปที่ 3.9 และ รูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 การจำลองสี่บันทึกที่บันทึกบิตข้อมูล [-1 -1 -1 1 -1 -1] (ก) สัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านอ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูล (ข) สัญญาณอ่านกลับของค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลนั้นๆ (ค)

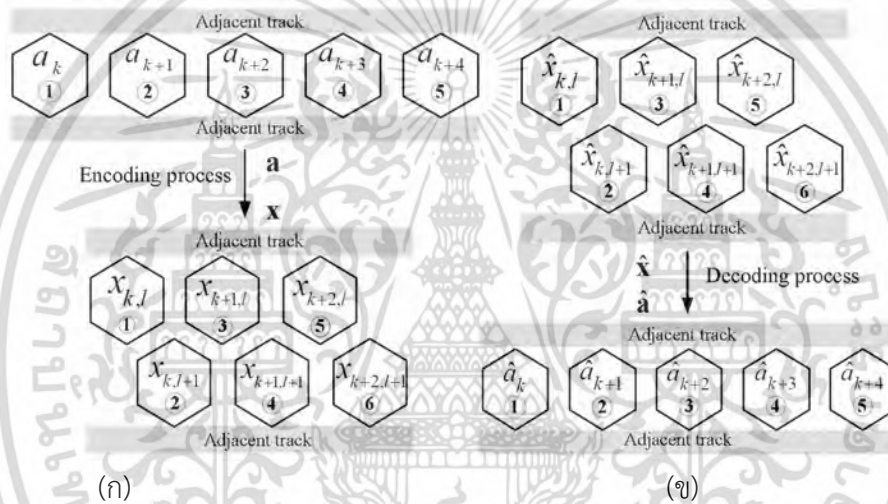


รูปที่ 3.10 การจำลองสี่บันทึกที่บันทึกบิตข้อมูล [1 1 1 -1 1 1] (ก) สัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านอ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูล (ข) สัญญาณอ่านกลับของค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลนั้นๆ (ค)

วิธีการเข้ารหัสมอดูเลชันอัตรารหัส 5/6 แบบใหม่นั้น บิตข้อมูล 5 บิต ในเมทริกซ์ที่มีขนาด 1×5 บิต เช่น $[a_{k,l}, a_{k+1}, a_{k+2}, a_{k+3}, a_{k+4}]$ จะถูกเปลี่ยนเป็นคำรหัส 6 บิต ในเมทริกซ์ \mathbf{x} ที่มีขนาด 2×3 บิต (หรือคือคำรหัส) ซึ่งประกอบข้อมูลจำนวน 2 บิตแรกของข้อมูลอินพุตจะถูกเก็บไว้ในคอลัมน์แรก $[x_{k,l}, x_{k,l+1}]$ ส่วนคอลัมน์ที่สอง $[x_{k+1,l}, x_{k+1,l+1}]$ จะถูกใช้เก็บบิตอินพุต 2 บิตไว้ตรงกลาง และคอลัมน์สุดท้าย $[x_{k+2,l}, x_{k+2,l+1}]$ จะถูกใช้เก็บบิตอินพุตลำดับสุดท้ายและบิตส่วนเกิน (redundant bit) ซึ่งจะแสดงในรูปที่ 3.11 (ก) ซึ่งวิธีนี้เป็นแนวทางพื้นฐานของรูปแบบการเข้ารหัส

ส่วนการถอดรหัสบิตที่ถูกบันทึกตามรูปแบบของคำรหัส 6 บิต \hat{x} จะถูกจัดรูปแบบใหม่ได้เป็นบิตข้อมูลโดยประมาณ 5 บิต \hat{a} ซึ่งจะแสดงในรูปที่ 3.11 (ข) โดยใช้หลักการหาระยะทางยูคลิด (Euclidean distance) ในการถอดรหัสด้วย

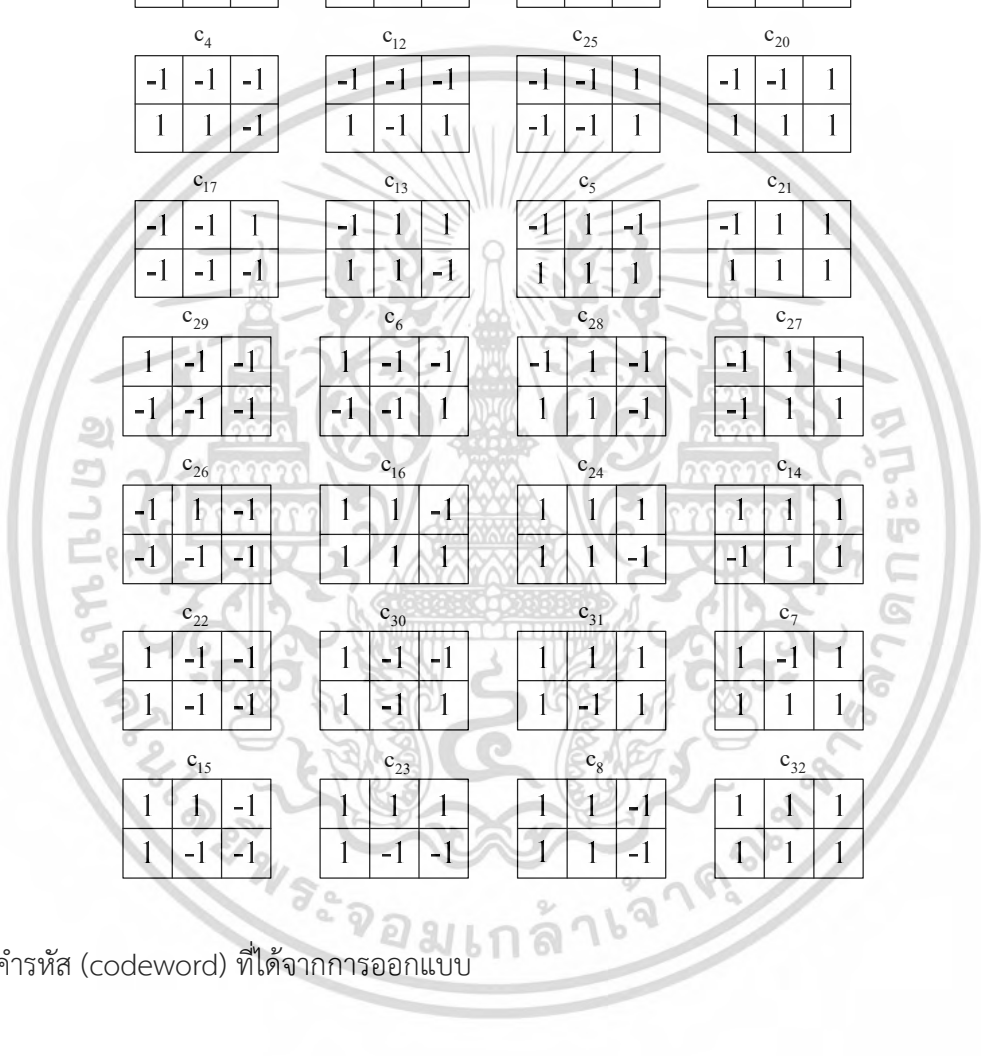
$$d(\hat{x}_k, \tilde{x}_k) = \sqrt{\sum_{m=0}^1 \sum_{n=0}^2 (\hat{x}_{k+m,l+n} - \tilde{x}_{k+m,l+n})^2} \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.11 รูปแบบการเข้ารหัส (ก) และการถอดรหัส (ข) ซึ่งเข้ารหัสบิตอินพุต 1x5 เป็น 6 บิตคำรหัสในเมทริกซ์ที่มีขนาด 2x3 บิต และถอดรหัสบิตที่ถูกบันทึก 6 บิต เป็น 1x5 บิตอินพุต ตามลำดับ

ตารางที่ 3.1 ตารางค้นหาสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซ์โกนอล (look-up table)

5-bit input data, a_k^5					\tilde{x}_k	5-bit input data, a_k^5					\tilde{x}_k
a_k	a_{k+1}	a_{k+2}	a_{k+3}	a_{k+4}	codeword	a_k	a_{k+1}	a_{k+2}	a_{k+3}	a_{k+4}	codeword
-1	-1	-1	-1	-1	C_1	1	-1	-1	-1	-1	C_{29}
-1	-1	-1	-1	1	C_9	1	-1	-1	-1	1	C_6
-1	-1	-1	1	-1	C_{10}	1	-1	-1	1	-1	C_{28}
-1	-1	-1	1	1	C_{18}	1	-1	-1	1	1	C_{27}
-1	-1	1	-1	-1	C_2	1	-1	1	-1	-1	C_{26}
-1	-1	1	-1	1	C_3	1	-1	1	-1	1	C_{16}
-1	-1	1	1	-1	C_{11}	1	-1	1	1	-1	C_{24}
-1	-1	1	1	1	C_{19}	1	-1	1	1	1	C_{14}
-1	1	-1	-1	-1	C_4	1	1	-1	-1	-1	C_{22}
-1	1	-1	-1	1	C_{12}	1	1	-1	-1	1	C_{30}
-1	1	-1	1	-1	C_{25}	1	1	-1	1	-1	C_{31}
-1	1	-1	1	1	C_{20}	1	1	-1	1	1	C_7
-1	1	1	-1	-1	C_{17}	1	1	1	-1	-1	C_{15}
-1	1	1	-1	1	C_{13}	1	1	1	-1	1	C_{23}
-1	1	1	1	-1	C_5	1	1	1	1	-1	C_8
-1	1	1	1	1	C_{21}	1	1	1	1	1	C_{32}



c_1 -1 -1 -1 -1 -1 -1	c_9 -1 -1 -1 -1 -1 1	c_{10} -1 -1 -1 -1 1 1	c_{18} -1 -1 1 -1 1 1
c_2 -1 -1 -1 -1 1 -1	c_3 -1 1 1 -1 -1 1	c_{11} -1 1 -1 -1 1 -1	c_{19} -1 1 1 -1 1 -1
c_4 -1 -1 -1 1 1 -1	c_{12} -1 -1 -1 1 -1 1	c_{25} -1 -1 1 -1 -1 1	c_{20} -1 -1 1 1 1 1
c_{17} -1 -1 1 -1 -1 -1	c_{13} -1 1 1 1 -1 -1	c_5 -1 1 -1 1 1 1	c_{21} -1 1 1 1 1 1
c_{29} 1 -1 -1 -1 -1 -1	c_6 1 -1 -1 -1 -1 1	c_{28} -1 1 -1 1 1 -1	c_{27} -1 1 1 -1 1 1
c_{26} -1 1 -1 -1 -1 -1	c_{16} 1 1 -1 1 1 1	c_{24} 1 1 1 1 1 -1	c_{14} 1 1 1 -1 1 1
c_{22} 1 -1 -1 1 -1 -1	c_{30} 1 -1 -1 1 -1 1	c_{31} 1 1 1 1 -1 1	c_7 1 -1 1 1 1 1
c_{15} 1 1 -1 1 -1 -1	c_{23} 1 1 1 1 -1 -1	c_8 1 1 -1 1 1 -1	c_{32} 1 1 1 1 1 1

รูปที่ 3.12 คำรหัส (codeword) ที่ได้จากการออกแบบ

References

- [1] M. Yamashita et al., “Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording,” IEEE Trans. Magn., vol. 47, no. 10, pp. 3558–3561, Oct. 2011.



ภาคผนวก -ก-

2 ISI Journals:

[1] K. Pituso, **C. Warisarn**, and D. Tongsomporn, “An Effective Track Width with a 2D Modulation Code in Two-Dimensional Magnetic Recording (TDMR) Systems,” IEICE Trans. Electron., Impact 0.5, Accepted.

[2] **C. Warisarn**, “Mitigating the Effects of Track Mis-registration in Single Reader/Two-track Reading (SRTR) BPMR Systems,” IEEE Trans. Magn., Impact 1.5, Accepted.

2 Scopus Papers:

[1] K. Buahing, W. Busyatras and **C. Warisarn**, “A Rate-5/6 2D Modulation Code for Single-Reader/Two-Track Reading in BPMR Systems,” 2018 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG).

[2] W. Busyatras, N. Jongsawat, L. M. Myint and C. Warisarn, “A Bit-Flipping Technique Based on 2D Modulation Constraint in BPMR Systems,” 2018 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG)

PAPER

An Effective Track Width with a 2D Modulation Code in Two-Dimensional Magnetic Recording (TDMR) Systems

Kotchakorn PITUSO[†], Nonmember, Chanon WARISARN^{†a)}, Member, and Damrongsak TONGSOMPORN^{††}, Nonmember

SUMMARY When the track density of two-dimensional magnetic recording (TDMR) systems is increased, intertrack interference (ITI) inevitably grows, resulting in the extreme degradation of overall system performance. In this work, we present coding, writing, and reading techniques which allow TDMR systems with multi-readers to overcome severe ITI. A 5/6 2D modulation code was adopted to protect middle track data from ITI based on cross-track data dependence. Since a 5/6 2D modulation code greatly improves the reliability of the middle track, there is a bit error rate gap between middle track and side tracks. Therefore, we propose the different track width writing technique to optimize the reliability of all three data tracks. In addition, we also evaluate the TDMR system performance using the areal density capability (ADC) as a main key parameter. Here, the ADC can be measured by finding the bit error rate of the system with sweeping track and linear densities. Simulation results show that a system with our proposed techniques gains 4.44% user density capability (UDC) over conventional TDMR systems.

key words: Two-dimensional magnetic recording (TDMR), 2D modulation code, intertrack interference (ITI).

1. Introduction

Two dimensional magnetic recording (TDMR) [1], [2] is a promising high-density storage technology, which is expected to increase areal density (AD) by up to 10 terabits per square inch (Tb/in²) [3]. This technology uses a write-narrow, read-wide technique as opposed to the write-wide, read-narrow method on a one-dimensional (1D) read channel used in perpendicular magnetic recording (PMR). Narrow track writing operated by shingled writing can greatly improve track per inch (TPI) gains. However, the side-reading effect of the reader is an unwanted consequence as it creates intertrack interference (ITI) from side-tracks which degrades overall system bit-error rate (BER) performance. Track width reduction, implemented in order to increase AD, results in a serious increase in ITI. Consequently, this paper focuses on the main problem of TDMMR - the severe ITI effect. Previously, we proposed using a rate-5/6 modulation code (where every 5 bits are encoded to 6 bits [4]) to overcome the severe ITI

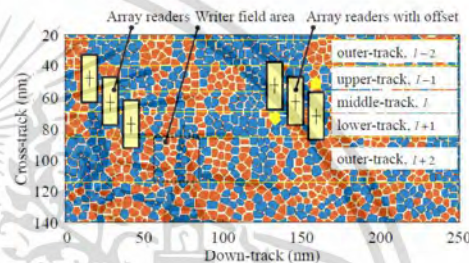


Fig. 1 Discrete Voronoi media used in the simulation, track layout, and readers' positions before and after the offset is added. Bit length is 7 nm (3628 kBPI), side-track widths are 16 nm, and the middle-track width is 13 nm, resulting in a 45 nm total width (1693 kTPI). Red grains represent upward magnetization while blue grains show the opposite.

effect. This 2D modulation code was designed based on cross-track data dependent readback. Data patterns such as $[1 -1 1]^T$ and $[-1 1 -1]^T$ are poor patterns, which lead to severe ITI effect, where $[\bullet]^T$ is transpose operator. Therefore, they were not allowed for recording onto a medium. However, after the encoding process, these three data tracks can be written, which this coherent writing process can be performed effectively using an advanced Guzik spin-stand feature as presented in previous research work [5]. The data bit is protected by a modulation code especially on the middle-track; thus, the middle-track can provide very reliable estimated data bits. Unfortunately, the data of both side-tracks still encounters interference from the outer-tracks as shown in Fig. 1.

Therefore, we proposed using an ITI subtraction scheme [4] in order to increase upper and lower side-track performance by utilizing the highly-reliable feedback data from the middle-track. The optimal array reader position also is detailed in this paper. The position of upper and lower readers is moved closer to the center reader to avoid any ITI effect coming from the outer-tracks as illustrated in Fig. 1. In order to benefit from the proposed 2D modulation code which provides a highly-reliable middle-track data sequence, we propose using an unbalanced track width technique (where the three data tracks have unequal widths). Using this technique, the middle track is narrower while

[†]The authors are with College of Advanced Manufacturing Innovation (AMI), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

^{††}The author is with Seagate Technology (Thailand), Samutprakarn 10270, Thailand.

a) E-mail: chanon.wa@kmitl.ac.th (corresponding author)

DOI: 10.1587/trans.E0.??.1

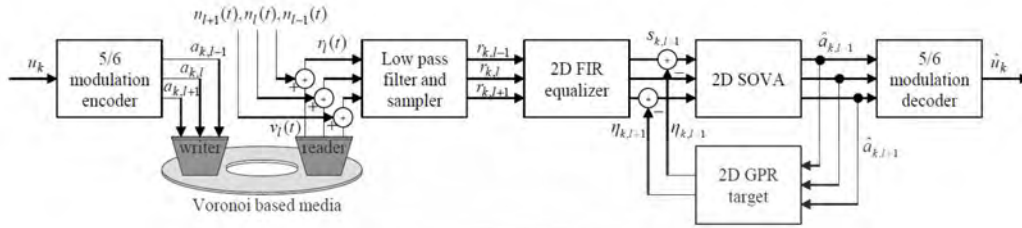


Fig. 2 Block diagram of the TDMR system with the rate-5/6 2D modulation code, and the ITI subtraction scheme.

the side-tracks i.e., upper and lower tracks, are wider as depicted in Fig. 1. Simulation results show that a proposed system can provide 4.44% gain user density capability (UDC) over conventional TDMR systems.

The main body of this paper is organized as follows: Section 2 briefly describes the areal density metric; Section 3 explains the TDMR channel model; the proposed methods are described in Section 4, and our simulation results are given in Section 5. Section 6 then concludes this paper.

2. Areal Density Metric

Areal density capability (ADC) is one of the main parameters that is used to evaluate the performance of magnetic recording systems [6]. An ADC test is a simple test performed that measures variable bit aspect ratio (VBAR) [7].

During this test, the bit length and track width were swept across the upper, center and lower tracks. With each sweeping test, the multiple data tracks are written on media with a certain linear density and squeezing-track width. The readers then read the media before sending readback signals to the read channel for data detection. Usually, there are many detection targets. Bit length and track width are swept until there is no erroneous bit in many sectors after a low-density parity-check (LDPC) is performed using an iterative decoder [6]. To reduce simulation time, many research works have assumed that a BER of around -1.5 to -2 decades at the soft output Viterbi algorithm (SOVA) output is adequate for LDPC. It can correct the codewords perfectly, eliminating errors within full iterations [8], [9].

Therefore, for this paper, we used a BER target of -2 decades as well as the target proposed by Seagate [9]. Thus, a BER = -2 decades contour can be obtained during the sweeping of a bit length and track width. The bits per inch (BPI) and TPI are picked up from the contour line so that its bit length and track width provide the maximum production of BPI and TPI. Eventually, the total of these BPIs and TPIs is defined as an ADC and bit aspect ratio (BAR) which can also be calculated from $BAR = \text{track width/bit length}$.

3. TDMR Channel Model

We model the granular media using a Voronoi diagram, perfect writing, and reader sensitivity based on Yamashita's work [10]. The parameters of granular media are defined as follows: average grain size = 4.6 nm, average grain boundary = 0.9 nm, and grain size standard deviation = 9%. For perfect writing, we assume that the write field from the writer only affects the write field cell area where the write field area is $30 \times 30 \text{ nm}^2$. Media grain will be magnetized if its centroid is within the writing area. The writing track layout consists of 3 data tracks i.e., upper, middle, and lower tracks $[l-1, l, l+1]$ and 2 outer-tracks $[l-2, l+2]$ that are written by using the random bits as shown in Fig. 1. The discrete Voronoi media is magnetized by the perfect writing method with a random magnetized background. The reader sensitivity is generated from the fitting form of a 2D finite element method output [10]. It results in a reader sensitivity down-track pulse width at half-maximum (PW_{50}) that is 11.28 nm, and a cross-track magnetic read width at 10%-maximum (MRW) that is 30 nm. Three readers are used to read simultaneously with perfect timing compensation. Generally, readers are positioned at the center of each data track. However, we propose to move the upper and lower readers closer to the middle track to avoid the ITI effect from the outer-tracks as depicted in Fig. 1.

The readback signals obtained from the upper, middle and lower readers are given as $v_{l-1}(t)$, $v_l(t)$, and $v_{l+1}(t)$, respectively. These signals are produced by convolving the magnetization of discrete Voronoi grains with each reader sensitivity function. Since spatial noise exists due to a zigzag grain boundary, the noise-free signal is extracted using an ensemble of a waveform signal to noise ratio method and the signal power is then calculated [11]. An additive white Gaussian noise (AWGN), $n_l(t)$ is generated for electronic and time random noises. Here the signal to time random noise ratio is in the range of 20-25 dB. The readback waveform can be obtained by combining readback signals with AWGN noises, i.e., $r_l(t) = v_l(t) + n_l(t)$ as shown in Fig. 2. The system diagram of the proposed techniques includes rate-5/6 modulation coding, and an

ITI subtraction scheme. On the write channel, a message sequence $u_k \in \{0, 1\}$ of length 3400 bits is encoded by a rate 5/6 modulation code [4] that results in a sequence $a_k \in \{\pm 1\}$ with a length of 4080 bits. Then, the sequence a_k is split into three data tracks $\{a_{k,l}\}$ before being perfectly written onto a granular medium as described above. On the read channel, the readback waveforms, $r_{l-1}(t)$, $r_l(t)$, and $r_{l+1}(t)$ are filtered using a low pass filter and sampled into discrete time sequences. The readback samples $\{r_{k,l}\}$ are then equalized by 2D finite impulse response (FIR) equalizers, which are designed based on a minimum mean-squared error approach with a fixed 3×3 2D generalized partial response (GPR) target [12], [13]. The 2D GPR target can be obtained from the reader sensitivity by sampling the reader sensitivity at the center of the bit cell area at center bit and its 8 neighboring bits. Then, the equalized samples $\{s_{k,l}\}$ are sent to a modified 2D SOVA [14], which exchanges the soft information among each track with $N_{\text{SOVA}} = 3$ iterations.

4. Unbalanced Track Width

A rate-5/6 modulation coding scheme, designed based on cross-track ITI avoidance, requires the immediate recording of three data tracks. Under this scheme, the middle-track encounters a lower ITI effect because destructive ITI patterns such as $[1 \ -1 \ 1]^T$ and $[-1 \ 1 \ -1]^T$ are never recorded onto the media [4]. As shown in Fig. 3, the middle-track BER of the coded systems can provide a significant improvement. At a linear density of 3386 kBPI, considering that $\text{BER} = -2$ decades, track density of the coded system can be increased by about 180 kTPI over a conventional TDMR. However, the coded system cannot improve side-track performance as shown in Fig. 4. This is due to the fact that the coded system is only designed to protect the ITI effect on the middle-track while the side-tracks still encounter interference from the outer-tracks. Consequently, an ITI subtraction scheme was presented to improve side-track performance.

The idea of ITI subtraction is to utilize the middle-track data sequence to produce the remaining side track ITI sequences before subtracting both upper and lower tracks as described in [4]. To achieve this, we first assume the ITI subtraction of the lower-track given that the l -th = 0. The estimated coded sequences of the middle and upper-tracks, i.e., $\hat{a}_{k,0}$ and $\hat{a}_{k,-1}$, are fed-back and convoluted with the 2D target to generate the remaining ITI sequence of the lower-track, $\eta_{k,1}$. The remaining ITI sequence is then subtracted from the noiseless data sequence of the lower-track that comes out of a recording 2D channel, $s_{k,1}$. Note that the zeroes sequence will also be used to generate the remaining ITI sequence. For this paper, a 2D target matrix, \mathbf{H} as a symmetric matrix with the size 3×3 was considered and can be defined as follows;

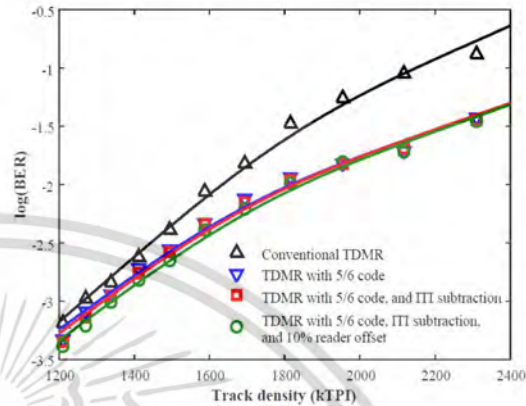


Fig. 3 Middle-track BER performance versus the kTPI of various systems. Bit length is 7.5 nm (3386 kBPI).

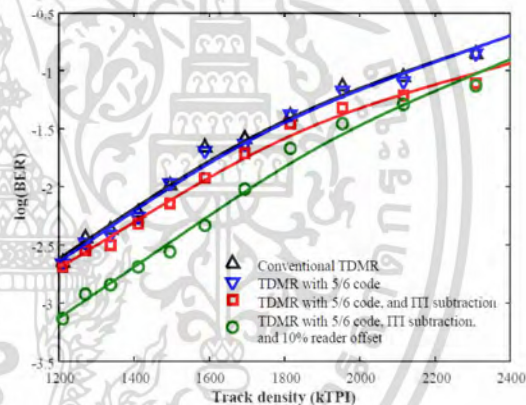


Fig. 4 Average side-track (upper and lower tracks) BER performance versus the kTPI of various systems. Bit length is 7.5 nm (3386 kBPI).

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{-1,-1} & h_{-1,0} & h_{-1,1} \\ h_{0,-1} & h_{0,0} & h_{0,1} \\ h_{1,-1} & h_{1,0} & h_{1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \alpha \\ \delta & 1 & \delta \\ \alpha & \beta & \alpha \end{bmatrix}, \quad (1)$$

where, α represents the ITI and ISI coefficients and δ and β are the ISI and ITI coefficients, respectively. The noiseless data sequence of the lower-track, $s_{k,1}$ can then be defined as follows;

$$\begin{aligned} s_{k,1} &= \sum_{n=-1}^1 \sum_{m=-1}^1 h_{n,m} a_{k-n,1-m} \\ &= \alpha a_{k+1,2} + \beta a_{k,2} + \alpha a_{k-1,2} + \\ &\quad \delta a_{k+1,1} + a_{k,1} + \delta a_{k-1,1} + \\ &\quad \alpha a_{k+1,0} + \beta a_{k,0} + \alpha a_{k-1,0}, \end{aligned} \quad (2)$$

where, $a_{k,2}$ is the data of the outer-track. The estimated remaining ITI sequence of the lower-track can then be produced using the following equation:

ผศ. ดร. ชานนท์ วรวิสาร | รหัสทูล KREF 046007

4

$$\begin{aligned} \eta_{k,1} &= \sum_{n=-1}^1 \sum_{m=-1}^1 h_{n,m} \hat{a}_{k-n,1-m} \\ &= \delta \hat{a}_{k+1,-1} + \hat{a}_{k,-1} + \delta \hat{a}_{k-1,-1} + \\ &\quad \alpha \hat{a}_{k+1,0} + \beta \hat{a}_{k,0} + \alpha \hat{a}_{k-1,0}. \end{aligned} \quad (3)$$

As mentioned above, the estimated recorded sequence of the middle-track can provide highly reliable data. Therefore, we can assume that the last line of equation (2) is equal to the final three terms of equation (3). Consequently, we can use this data to produce the new equalized sequence of the lower track with its ITI effect already subtracted using $s_{k,1} - \eta_{k,1}$. It is important to note that this subtraction process is operated just one time iteration and the symmetry 2D targets are employed for all three tracks. Then, this new equalized sequence is re-sent to 2D SOVA. This ITI subtraction process used for the upper-track can be repeated on the lower-track.

As shown in Fig. 4, ITI subtraction can improve average side-track BER performance. At BER = -2 decades, track density can be increased by about 80 kTPI over a traditional coded system. Moreover, we also propose to move upper and lower readers to avoid outer-track reading. Using an optimal offset value of 10% of track width [4], the BER of side-tracks is dramatically improved with track density gains of more than 130 and 200 kTPI over the previous and conventional TDMR systems, respectively. However, there is a slight difference between the middle-track and average side-track performances for the coded, ITI subtraction scheme, and moving reader system. Therefore, in order to improve on this drawback the use of an unbalanced track width technique is proposed.

In addition to the rate-5/6 2D modulation code, which greatly improves middle-track reading and detection, we propose using an unbalanced track width to improve the performance of all 3 data tracks immediately. As shown in Fig. 3 and Fig. 4, a TDMR system with the modulation code, ITI subtraction, and reader offset yields a gap between middle-track and side-track BER performance. The BER gap is about 0.2-0.3 decades at track densities of 1600 - 1800 kTPI. Therefore, if we reduce the middle-track width and then increase the side-track widths instead to maintain total width, we should get an optimal BER for both side-tracks and the middle-track.

Fig. 5 shows the overall BER as a function of side-track widths for 3 total widths. The green up-pointing triangles represent the BER bathtub of an unbalanced track width system where the total width of three tracks is 45 nm. The green, vertical line located at 15 nm indicates that the upper-, middle-, and lower-track widths are equal to 15 nm. It is clear that the peak of the bathtub is located on the right of the balanced track lines. We need to set the track width to 16 nm for both side-tracks, and 13 nm for the middle-track to get the best performance for a total width of 45 nm (1693 kTPI). Similarly, the other total widths also have their

IEICE TRANS. ??, VOL.Exx-??, NO.xx XXXX 200x

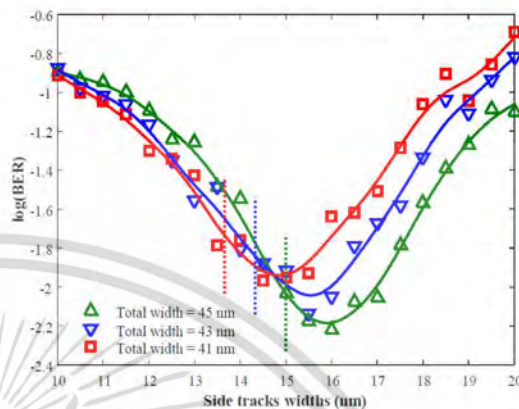


Fig. 5 BER bathtub as a function of side-track width with various total widths. Vertical dash lines indicate the location where three data track widths are equal. Note that the bit length is 7 nm (3628 kTPI).

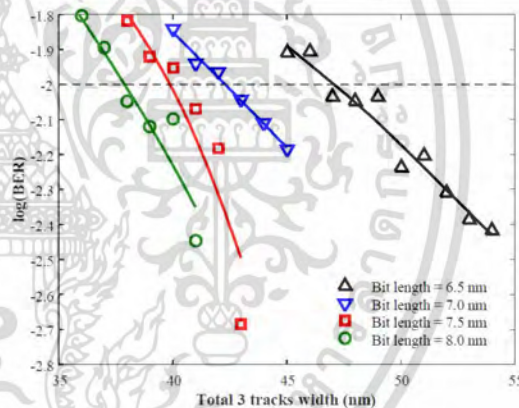


Fig. 6 Minimum BER from the bathtub of the different total track widths of various bit length values.

bathtub peak on the right side of their balanced points. We can also increase track density by reducing the total width and writing the unbalanced tracks.

Moreover, Fig. 5 demonstrates that a BER peak with a 43 nm total width (1772 kTPI) is likely better than balanced tracks where track density = 1693 kTPI. Hence, the track density of an unbalanced, recorded track width system can be improved by about 80 kTPI over a balanced track system without losing detection performance. Since the track sizes are different, the ADC evaluation of unbalanced track recording is not the same as balanced track recording. Here, each total width needs to be verified in terms of its performance for various middle and side-track widths. To do so, the peak of each bathtub needs to be plotted for various

linear densities as shown in Fig. 6. The average track density can be picked up at BER = -2 decades and analyzed using a BER contour plot on a BPI-TPI plane. This then allows us to get an ADC evaluation.

5. Results and Discussion

As mentioned in the previous section, ADC can be defined by a contour line of BER = -2 on a BPI-TPI plane. To do so, in a balanced TDMR system, the linear and track densities are varied in ranges of 2400 - 4400 kBPI and 1200 - 2200 kTPI, respectively. Each BPI and TPI value was set for the writing process. The data bits were then generated randomly and fed to the read/write channel with the rate-5/6 2D modulation code and the ITI subtraction scheme as seen in Fig. 2.

Finally, the read channel outputs the estimated bits, and BER can be calculated. For an unbalanced track system, a BER = -2 contour line can be specified from bathtub peak at various average track and linear densities. Fig. 7 shows BER = -2 contour lines for various TDMR systems. The results show that a conventional TDMR provides ADC = 5.18 Tb/in² at BAR = 2.24 while the TDMR combined with a modulation code can improve ADC = 5.65 Tb/in² at BAR = 2.24. However, since the coded systems have to add a redundant bit every 5 bits, UDC is then 4.71 Tb/in², which is lower than the conventional TDMR.

For the TDMR with a modulation code and ITI subtraction, the system gains TPI but loses BPI, and yields an ADC = 5.76 Tb/in² (UDC = 4.8 Tb/in²) at BAR = 1.85. The TDMR with a rate-5/6 code, ITI subtraction, and 10% offset reader provides an ADC of 6.16 Tb/in² (UDC = 5.13 Tb/in²), which still does not go beyond a conventional TDMR. Finally, with unbalanced track writing, ADC is improved to 6.49 Tb/in² (UDC = 5.41 Tb/in²) at BAR = 1.92, a gain of 4.44% over a conventional TDMR system (UDC = 5.18 Tb/in²). The BPI gain is small while the TPI gain increases dramatically because all of the proposed techniques are designed to cope with severe ITI effects. For unbalanced TDMR, average track width is 13.81 nm (1839 kTPI); therefore, the MRW/track width is about 217%, which indicates that the reader reads 2.17 tracks at a time. For a bit length of 7.19 nm (3529 kBPI), the channel bit density (CBD) can be defined as PW₅₀/bit in length which equals 1.57. Therefore, the unbalanced track and proposed TDMR system can reliably operate although it has high MRW/track width.

6. Conclusion

We considered the areal density capability (ADC) and user density capability (UDC) metrics of various two-dimensional magnetic recording (TDMR) systems using a variable bit aspect ratio (VBAR) technique. The TDMR system with a 5/6 2D modulation code, inter-

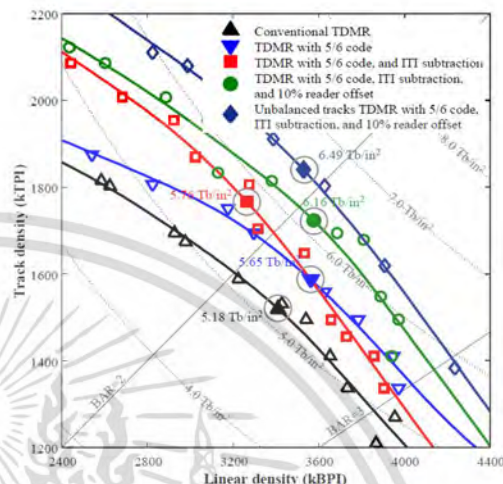


Fig. 7 BER = -2 decade contour lines for various systems. The solid large marks show the ADC from the fitted lines.

track interference (ITI) subtraction scheme, and off-track reading yields the best bit-error rate (BER) performance using the proposed effective track width with the middle track narrower than upper and lower side-tracks. The proposed technique improves UDC by 4.44% over a conventional TDMR, which mostly gains in track density. Consequently, the unbalanced track TDMR requires a high magnetic read width at 10%-maximum (MRW)/track width ratio and low channel bit density (CBD).

Acknowledgment

This work was partially supported by Thailand Research Fund under the grant number BSA6080051 and Research and Researcher for Industry (RRi) under the grant number PHD-58I0048.

References

- [1] Y. Shiroishi et al., "Future options for HDD storage," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3816-3822, Oct. 2009.
- [2] A. R. Krishnan, R. Radhakrishnan, B. Vasic, A. Kavcic, W. Ryan, and F. Erden, "2-D magnetic recording: read channel modeling and detection," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 3830-3836, Oct. 2009.
- [3] R. Wood, M. Williams, A. Kavcic, and J. Miles, "The feasibility of magnetic recording at 10 terabits per square inch on conventional media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 2, pp. 917-923, Feb. 2009.
- [4] K. Pituso, C. Warisarn, and D. Tongsojorn, "A soft-5/6 modulation code with iterative ITI subtraction scheme in multireader TDMR systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, art ID. 3000904, Nov. 2017.
- [5] A. M. Taratorin, M. Nikiforov, A. Shteyn, R. Shi, and M. Alex, "2-D visualization in magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 2, art ID. 3000408, Feb. 2018.

[6] S. D. Granz, T. Ngo, T. Rausch, R. Brockie, R. Wood, G. Bertero, and E. C. Gage, "Definition of an areal density metric for magnetic recording systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 2, art ID. 3100104, Feb. 2017.

[7] S. Granz, W. Zhu, E. C. S. Seng, U. H. Kan, C. Rea, G. Ju, J. Thiele, T. Rausch, and E. C. Gage, "Heat-assisted interlaced magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 2, art ID. 3100504, Feb. 2018.

[8] E. Hwang, J. Park, R. Rauschmayer, and B. Wilson, "Interlaced magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 4, art ID. 3101407, Apr. 2017.

[9] S. Hernandez, S. Granz, P. Krivosik, P. Huang, W. Eppler, T. Rausch, and E. Gage, "Data rate effects on transition and remanence noise in a modeled heat-assisted magnetic recording system," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, art ID. 8205104, Nov. 2017.

[10] M. Yamashita *et al.*, "Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3558-3561, Oct. 2011.

[11] S. Hernandez, P. Lu, S. Granz, P. Krivosik, P. Huang, W. Eppler, T. Rausch, and E. Gage, "Using ensemble waveform analysis to compare heat assisted magnetic recording characteristics of modeled and measured signals," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 2, art ID. 3000406, Feb. 2017.

[12] P. Kovintawatt, A. Arrayangkool, and C. Warisarn, "A rate-8/9 2-D modulation code for bit-patterned media recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, art ID. 3101204, Nov. 2014.

[13] S. Nabavi and B. V. K. V. Kumar, "Two-dimensional generalized partial response equalizer for bit-patterned media," in *Proc. of ICC*, pp. 6249-6254, Jun. 2007.

[14] C. Warisarn, T. Losuwan, P. Supnithi, and P. Kovintawatt, "An iterative inter-track interference mitigation method for two-dimensional magnetic recording systems," *J. Appl. Phys.*, vol. 115, pp. 17B732, 2014.



Chanon Warisarn received the B. Eng. (1st 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 Advanced Manufacturing Innovation (AMI), KMITL. His current research interests are in the areas of communications and signal processing for data storage systems.



Damrongsak Tongsoomporn was born in Nakhon Si Thammarat province, Thailand. He received the B. Eng. (honor) in Electronics Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang in 2000, M. Eng./D. Eng. in Microelectronics from Asian Institute of Technology in 2002 and 2008, respectively. He joined Seagate Technology (Thailand) in 2007 and he is currently a senior R&D manager at Magnetic Recording Subsystem Lab. Before Seagate, he served the Royal Thai Army as a missile technician during 1994-1999. In year 2000 he joined ReadRite (Thailand) as a test engineer working for dynamic electrical test of magnetic recording head. During 2003 to 2005, he worked for Western Digital (Bang Pa-In) as a senior engineer in the area of quasi-static test.



Kotchakorn Pituso received the B. Eng. in Electrical Engineering from Khon Kaen University (KKU), Khon Kaen, Thailand in 2011, and M. Eng. in Electrical Engineering from KKU, Khon Kaen, Thailand in 2014. Currently, he is a Ph.D. candidate in Information and Systems Engineering at the College of Advanced Manufacturing Innovation (AMI), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand.

His researches are in the areas of communications and signal processing for magnetic recording systems.

Mitigating the Effects of Track Mis-registration in Single Reader/Two-track Reading (SRTR) BPMR Systems

Chanon Warisarn, *Member, IEEE*

College of Advanced Manufacturing Innovation (AMI),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok-10520, Thailand

Bit-patterned magnetic recording (BPMR) is expected to be one of the new magnetic recording technologies that can provide areal densities (ADs) of 1 Tera-bit per square inch (Tbpsi) or higher. To achieve these areal densities, the space between tracks must be reduced, bringing them closer and closer together, leading to significant inter-track interference (ITI). Track mis-registration (TMR) or head offset can further degrade overall system performance. To mitigate the effects of ITI and TMR, we propose using a single reader/two-track reading (SRTR) scheme together with an over-sampling technique on a staggered BPMR system. We also propose a TMR estimation technique based on a readback signal. Here, the readback signal is separated into two sequences, one odd and one even. Then, the energy ratio is calculated using these data sequences. The obtained relationship between the energy ratio and head offset can be utilized to predict the actual head offset occurrence in the reading process. Finally, a pairing of a monic constraint target and an equalizer that accordingly matches each estimated head offset level is adopted to deal with the TMR effect. The SRTR system can provide better BER performance. Moreover, when TMR effects appear in the reading process, our proposed SRTR system with a TMR mitigation technique can yield better BER performance, especially at high head offset levels.

Index Terms— Track Mis-registration, Bit-Patterned Magnetic Recording, Single Reader/Two-Track Reading

I. INTRODUCTION

BIT-patterned magnetic recording (BPMR) [1] is one of several new magnetic recording technologies being investigated to achieve magnetic recording areal densities (ADs) of 1 Tera-bit per square inch (Tbpsi) or higher. Because the use of each individual grain or island represents a bit of data, BPMR can offer advantages over other alternative technologies such as transition and track edge noise reduction, packing more data into the same space, non-linear bit shift reduction and simplified tracking [2-3].

To obtain higher AD in BPMR, the spacing between bit-islands must be reduced bringing them closer and closer together. Unfortunately, two dimensional (2D) interference, which consists of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI), will unavoidably increase. Also, a track mis-registration (TMR) effect or head offset is inevitable, and the ITI effect may become more critical because the reader easily senses the magnetic islands of the wrong tracks. These effects can easily further degrade the performance of the recording system [4-5].

Normally, 2D interference can be mitigated using 2D modulation encoding techniques [6-8], adopted to avoid forbidden data patterns that lead to severe ITI situations. This shows that 2D modulation encoding can significantly improve bit-error rate (BER) performance, especially when 2D modulation encoding is performed together with an ITI subtraction technique [8]. Moreover, the ITI effect can be suppressed with two-track reading/wide-track reader techniques [9-10] where the single reader reads two tracks immediately, and the data bits or bit-islands are arranged in a staggered pattern. In [9-10], they indicate that a substantial

performance gain can be achieved when compared with a conventional reading scheme. In practice, the TMR effect was dealt with a servo mechanism [5] by processing the overhead servo information sequences and recording them on media ahead of the data sequences. However, the system can easily experience TMR, not only at the beginning of the reading process but also at any time during the reading of data sequences on the track. Therefore, a modified Viterbi algorithm (MVA) was proposed to mitigate the effect of ITI in the presence of TMR, which was processed without a servo mechanism [4,11]. In MVA, the trellis branches of the conventional Viterbi algorithm (VA) were modified, which can lead to improved BER performance. Moreover, in our previous works [12-13], TMR mitigation methods were also introduced based on readback signals by utilizing a multiple reader on a multi-track multi-head BPMR system. The energy ratio between the readback signals of the upper and lower readers was used to estimate the TMR level [13]. Then, the TMR effect was fixed using a 2D target and its corresponding 2D equalizer. This showed that a very high percentage accuracy of TMR estimation could be achieved, leading to better BER performance over a conventional system.

For practical reasons, therefore, we assume a single reader system. In this paper, we propose to use a single reader/two-track reading (SRTR) scheme used together with an over-sampling technique on a staggered BPMR system as shown in Fig. 1. The BER performances of the SRTR and conventional reading systems were first evaluated to confirm that the SRTR system could provide a better BER performance. This implied that the use of an SRTR technique could mitigate the effect of ITI. We then investigated the effects of TMR on the performance of SRTR systems in the absence and presence of media noise e.g., position and size fluctuations. After that, we utilized the readback data sequences of the odd and even tracks obtained from using only a single reader to produce the relationship between the energy ratio and head offset level.

Manuscript received November 1, 2018; revised January --, 2019; accepted January --, 2019. Date of publication January --, 2019; date of current version January --, 2019.

Corresponding author: C. Warisarn (e-mail: chanon.wa@kmitl.ac.th).
Digital Object Identifier (inserted by IEEE).

0018-9464 © 2015 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission.
See http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html for more information. (Inserted by IEEE.)

ผศ. ดร. ชานนท์ วรวัสร์ | รหัสทูลน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CQ-02

2

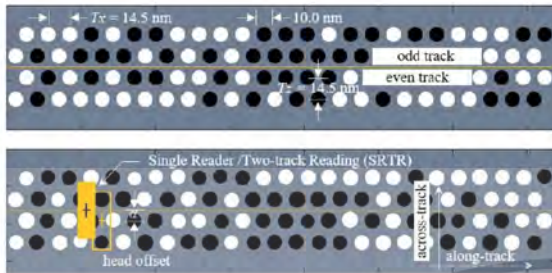


Fig. 1. The staggered bit-patterned media with an SRTR technique under an AD of 3.0 Tbps. The reader is moved to simulate the TMR situation. Here, the bit-islands were constructed without (top) and with 5% position and size fluctuations (bottom). Black islands represent upward magnetization while white islands show the opposite.

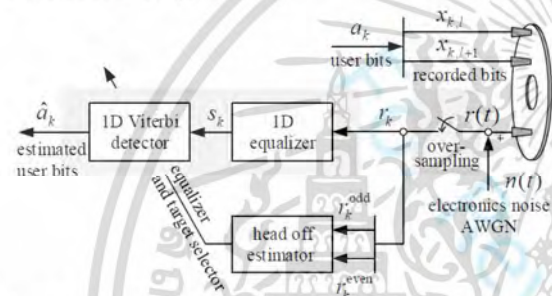


Fig. 2. Block diagram of the SRTR BPMR system which consists of the proposed head offset estimator, equalizer and target selector.

The obtained relationship can be derived from the relationship equation of the energy ratio, and the head offset occurrence. Therefore, we can easily estimate head offset occurrence in the SRTR system by using that relationship equation. Finally, we propose using a pairing of a monic constrained generalized partial response (GPR) target [14] and a one dimensional (1D) equalizer that matches with each estimated head offset level accordingly to deal with the effects of TMR. Simulation results demonstrate that performance gains can be achieved using the proposed methods.

The rest of this paper is organized as follows. Section II briefly describes the SRTR channel model, and Section III explains the proposed methods. Performance evaluation is given in Section IV. Finally, Section V concludes this paper.

II. SRTR CHANNEL MODEL

In this work, we consider an SRTR BPMR channel model as illustrated in Fig. 2. Before writing the user bit sequence, $a_k \in \{\pm 1\}$, onto the bit-islands of the medium, it is separated into two recorded bit sequences, $x_{k,l}$ and $x_{k,l+1}$ for odd and even tracks, respectively. The writing process is assumed to be perfect. Therefore, the data bit-islands are always magnetized according to the recorded bits.

To obtain the bit-patterned medium model, we first create circular bit-islands with a diameter of 10 nm. The bit period, T_x and track pitch, T_y are defined to be 14.5 nm, which corresponds to an AD of 3.0 Tbps. Each high-resolution bit-island is constructed from many small pixels until they reach their size limit, where the pixel size is given to be 0.01×0.01

nm² [10]. Moreover, to obtain a more realistic SRTR channel model, we have also considered its size and position fluctuations and given them as media noise.

Here, the size fluctuation percentage can be defined as

$$\text{Size Fluctuation} = \frac{\sigma_D}{D} \times 100, \quad (1)$$

where σ_D is a variance of the bit-island diameter defined as a Gaussian distribution and D is the diameter of the ideal bit-islands that is given to be 10 nm. While the percentage of position fluctuation can also be defined as

$$\text{Position Fluctuation} = \frac{\sigma_P}{L} \times 100, \quad (2)$$

where σ_P is a variance of the distance that is compared between the center of the bit-island and the center of the ideal bit-island according to Gaussian distribution and L is the length of the bit period. Note that the size and position fluctuations that investigated in this study are independent and identically distributed (i.i.d.) random variables.

In reading process, the readback signal, as a function of x (in nm) and y (in nm) coordinates, can be obtained by 2D convolution between the magnetization of each small pixel point $m(x,y) \in \{\pm 1\}$ and the reader sensitivity function $h(x,y)$ [15,16]. Here, the reader will be positioned between two desire tracks as shown in Fig. 1. Therefore, we can express the readback signal, $r(x,y)$ as follows,

$$r(x,y) = \iint m(\xi,\eta)h(x-\xi,y-\eta)d\xi d\eta. \quad (3)$$

When the reading process is considered in time domain, the continuous readback signal, $r(t)$ can be constructed from the readback signal of x and y coordinates, $r(x,y)$ as $r(t) = r(x,y)$, where l is the center of reader sensitivity function in across-track direction. Then, it is disturbed by electronic noise, $n(t)$ which is given as an additive white Gaussian noise (AWGN). The over-sampled sequence, r_k can then be generated from the continuous readback signal as $r_k = r(k \times 0.5T_x)$ which is assumed to be perfect synchronization. This over-sampled sequence is then sent along two paths. The first path leads to both the 1D equalizer and Viterbi detector to produce the equalized data sequence, s_k and to output the estimated user bits, \hat{a}_k , respectively. The second path passes to the head offset estimator to estimate the head offset level. The estimated head offset is then sent to the equalizer and target selector to select a pair of proper 1D equalizer and 1D GPR targets for dealing with the effects of TMR as depicted in Fig. 2. It is very important to note that the head offset, α is easily defined by moving the position of the reader sensitivity function to other positions in an across-track direction to sense the magnetization of the media plane and one data sector is affected with the same head offset level as shown in Fig. 1

III. PROPOSED METHODS

A. Head Offset Estimator

To estimate the head offset levels, we propose utilizing the energy ratio of the readback signal which is normally obtained from a reading process. Here, the energy ratio, ν , can be easily calculated from the below equation,

CQ-02

3

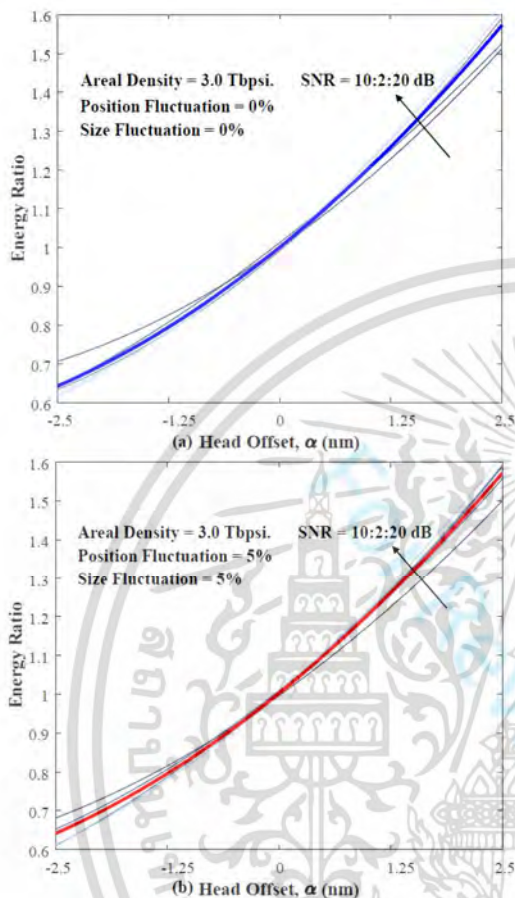


Fig. 3. The head offset, α , versus the energy ratio in several SNRs under the AD of 3.0 Tbps without (a) and with 5% position and size fluctuations (b). Here, the blue and red curves are obtained from averaging all of SNR curves.

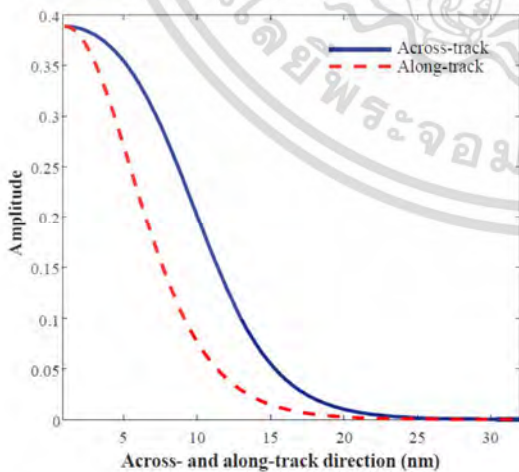


Fig. 4. Reader sensitivity function [15,16].

$$v = \frac{\sum_{k=1}^{N/2} (r_k^{\text{odd}})^2}{\sum_{k=1}^{N/2} (r_k^{\text{even}})^2}, \quad (4)$$

where r_k^{odd} and r_k^{even} are the readback data sequences which are obtained from the odd and even tracks, respectively, and N is the length of the readback sequence i.e., $N = 4,096$ bits for a data sector.

To consider the relationship between the energy ratio versus head offset occurrence, we collected energy ratios by varying the head offset level of several signal-to-noise ratios (SNRs), i.e., 10 to 20 dB as shown in Fig. 3. Here, the head offset is varied from -2.5 to 2.5 nm in both upward and downward directions. In this work, we study the relationship between two alternatives: the system without and the system with a 5% position and size fluctuations, as shown in Fig. 3(a) and (b), respectively. It is apparent that position and size fluctuations slightly affect the relationship between the energy ratio and head offset occurrence. Meanwhile, we also found that SNR levels have a small effect on their relationship as shown by the thin lines, especially at low to moderate head offset levels, e.g., -1 to 1 nm. However, we used an averaging technique to average the relationship curves of all SNR levels as shown by the thick line.

As a result, we can easily create a relationship equation for the energy ratio and head offset occurrence from these curves named the "TMR estimation equation". In this study, however, we selected a relationship curve that creates a system without media noise, where position and size fluctuations are defined as 0%, as depicted in Fig. 3(a), to be the representative curve. It is important to note that, due to the magnetic reader width (MRW) and across- and along-track reader sensitivity function have effect to the relationship between the energy ratio and head offset, the across- and along-track reader sensitivity function are fixed to be 64 nm as similarly used in [15,16], and can be illustrated in Fig. 4.

In this paper, a quadratic function was adopted for approximating their relationship, which can be shown as follows.

$$\hat{\alpha} = av^2 + bv + c, \quad (5)$$

where $\hat{\alpha}$ is the estimated head offset level. a , b and $c \in \mathbb{R}$ are the constant coefficients, and v is the energy ratio which can be obtained from (4).

To evaluate the performance of the proposed head offset estimation method, we investigated the percentage accuracy of the proposed method as shown in Fig. 5. We can see that, at low SNR, e.g., 10 to 12 dB, the proposed estimation method yields a low percentage accuracy. However, it can provide a higher percentage accuracy of around 85% at low to moderate head offset occurrence, e.g., -0.75 to 0.75 nm. Moreover, our proposed method provides more than 95% for all head offset levels when the SNR is higher than 14 dB as illustrated in Fig. 5. This result implies that we can utilize a readback signal to estimate its head offset occurrence.

However, this study has never considered a skew angle of reader which is one of major challenges in both writing and reading processes of the ultra-high density magnetic recording system [17-19]. In this study, the degree skew angle is fixed to

CQ-02

4

be 0° for all head offset levels. Therefore, it should be remarked that this proposed head offset estimation method may improperly operate when it performs at different skew angles.

B. Monic Constraint Target

After obtaining the estimated head offset level from the first step as described above. We then propose to mitigate the TMR effect by using a pairing of a GPR target and a 1D equalizer that matches with each estimated head offset level accordingly. In this paper, we focus on a monic constraint based on a minimum mean-squared error (MMSE) approach [20] because it provides the best performance when compared with other constraints. The design of a monic constraint GPR target can be described as follow: Given that $\mathbf{G} = [g_0 \ g_1 \ g_2]^T$ denotes the GPR target and $\mathbf{F} = [f_{-3} \ \dots \ f_0 \ \dots \ f_3]^T$ denotes the 1D equalizer, g_k and f_k are the target and equalizer coefficients, respectively, and $[\cdot]^T$ is the transpose operation. In this work, the number of GPR target and equalizer coefficients are fixed to 3 and 11 taps, respectively.

Given that the noise sequence, e_k is the difference between the desired channel output without the noise sequence, b_k , and the real output sequence, s_k , of the equalizer, we can design the 1D GPR target, g_k and 1D equalizer, f_k by minimizing the noise sequence such that $E\{e_k^2\}$ will be minimized in the minimum mean squared sense using the following equation.

$$E\{e_k^2\} = E\left\{\left[(r_k * f_k) - (a_k * g_k)\right]^2\right\}, \quad (6)$$

where $E\{\cdot\}$ is the expectation operator, and $*$ is the convolution operator. For the monic constraint, g_0 will be given a value of 1 to avoid reaching the trivial solutions of $\mathbf{G} = \mathbf{F} = 0$. Therefore, if we minimize (6) according to the monic constraint, we will obtain [14]

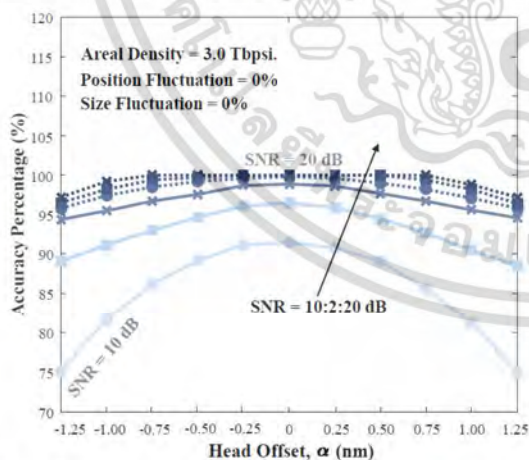


Fig. 5. The accuracy percentages of the head offset estimation which are obtained from the energy ratio in several SNRs under the AD of 3.0 Tbps without position and size fluctuations. Here, the head offset varies from -1.25 to 1.25 nm.

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

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

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

where λ is the Lagrange multiplier, $\mathbf{I} = [1 \ 0 \ 0]^T$, \mathbf{A} is the 3-by-3 autocorrelation matrix of the user data sequence a_k , \mathbf{R} is the 11-by-11 autocorrelation matrix of the readback data sequence r_k , and \mathbf{P} is the 11-by-3 cross-correlation matrix of the sequences r_k and a_k . Then, we design all 11 pairings of GPR target and 1D equalizer for all of considered head offset levels, e.g., 0:0.25:2.5 nm. These pairings of GPR target and 1D equalizer will be kept in a look-up table as shown in TABLE I and the proper pairing will then be selected by the equalizer and target selector to deal with the effect of TMR.

It is important to note that each pairing is designed by using the readback signal in presence of each head offset levels. That means the over-sampled sequences, r_k that were used for designing all pairings of GPR target and 1D equalizer are different. They depend on the head offset of the reader that were used for generating each continuous readback signal, $r(t)$. For example, when we need to design a pairing of GPR target and 1D equalizer that accordingly matches to 1.0 nm head offset level, the position of the reader sensitivity function will then be moved from its original position to upward direction in 1.0 nm for generating the continuous readback signal. At this time, we assume that the single reader only moves in an upward direction.

TABLE I ALL 11 PAIRINGS OF GPR TARGET AND 1D EQUALIZER WHICH ARE DEPENDED ON THE HEAD OFFSET LEVELS.

Offset, α (in nm)	1D GPR target coefficients	1D equalizer coefficients
0.00	[1 0.80 0.28]	[0.014 -0.050 0.069 0.028 -0.526 1.525 0.906 0.114 -0.089 0.019 0.006]
0.25	[1 0.75 0.25]	[-0.010 -0.009 0.027 0.029 -0.4911.543 0.804 0.093 -0.073 0.001 0.021]
0.50	[1 0.75 0.23]	[0.011 -0.039 0.037 0.0197 -0.481 1.519 0.840 0.049 -0.066 0.010 0.005]
0.75	[1 0.70 0.21]	[0.005 -0.018 0.054 0.009 -0.523 1.544 0.777 0.006 -0.045 0.014 -0.012]
1.00	[1 0.70 0.17]	[0.031 -0.029 0.026 0.006 -0.487 1.545 0.776 -0.038 -0.066 0.040 -0.025]
1.25	[1 0.68 0.18]	[-0.005 -0.023 0.053 -0.003 -0.475 1.547 0.707 -0.020 -0.018 -0.002 0.011]
1.50	[1 0.60 0.15]	[0.017 -0.025 0.062 0.000 -0.482 1.568 0.603 -0.042 -0.037 0.023 -0.016]
1.75	[1 0.60 0.10]	[0.003 -0.025 0.044 0.026 -0.491 1.558 0.594 -0.134 0.019 -0.004 -0.004]
2.00	[1 0.56 0.09]	[-0.029 0.011 0.020 -0.009 -0.482 1.582 0.528 -0.138 0.000 -0.021 0.011]
2.25	[1 0.52 0.07]	[-0.017 0.001 0.032 0.016 -0.469 1.575 0.477 -0.129 -0.014 0.043 -0.031]
2.50	[1 0.49 0.06]	[-0.006 -0.037 0.053 0.026 -0.500 1.594 0.390 -0.173 0.064 -0.019 0.000]

CQ-02

5

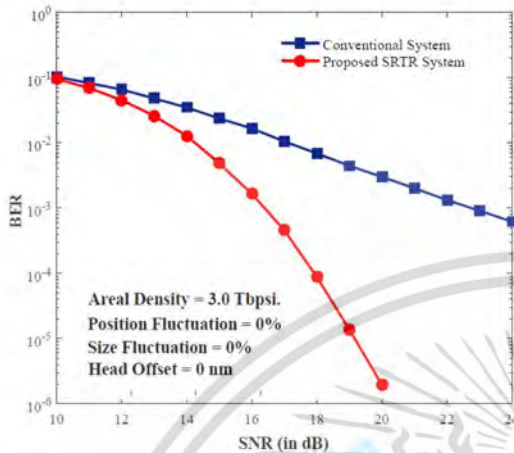


Fig. 6. : BER performances of the conventional and SRTR systems. Here, the single reader is positioned at the center of desired track for the conventional system at the AD of 3.0 Tbps. The position and size fluctuations are set to be 0% and head offset is also set to be 0 nm.

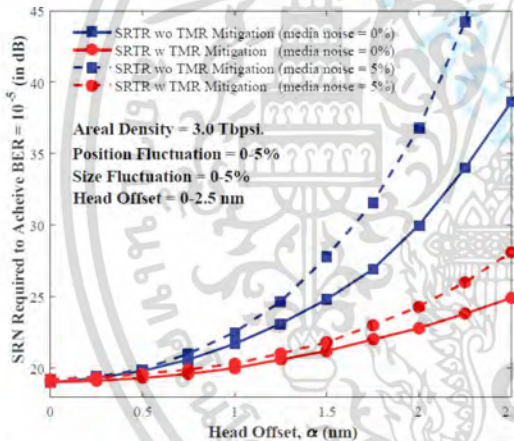


Fig. 7. The performance comparison of the proposed SRTR system with and without TMR mitigation technique in the presence and absence of media noises at the AD of 3.0 Tbps.

IV. PERFORMANCE EVALUATION

We evaluated the BER performances of the conventional and proposed SRTR systems in a staggered BPMPR channel model as illustrated in Fig. 2. In this work, we considered the AD of 3.0 Tbps i.e., T_1 and T_2 to be 14.5 nm. The SNR was defined as $10\log_{10}(A/\sigma^2)$ in decibels (dB), where A was the saturated level of the isolated waveform which was calculated by using an ideal bit-islands medium with a circular shape, σ is a standard deviation of electronic noise. Each BER point was computed using as many 4,096-bit data sectors as needed to collect 500 error bits. In Fig. 6, the “conventional system” denotes the recording system that reads the recorded bits at the center of the desired track and the two sidetracks are recorded with random data, while the “proposed SRTR system” means

the reader that is positioned between both desired tracks to read the recorded bits. Both systems are operated using a 1D GPR target and a 1D equalizer. To compare the BER performances of both, therefore, the TMR effect, size and position fluctuations will not be considered at this time. It is clear that the proposed SRTR system can provide superior BER performance especially at high SNR as shown in Fig. 6. This is because the SRTR system with an over-sampling technique can efficiently deal with the severity of the ITI effect over a conventional system. For instance, at a target BER = 10^{-3} , the SRTR system outperforms the conventional system by about 7.5 dB. Therefore, we will consider only the SRTR system when we have to investigate the TMR effect.

We then compared the performance of our proposed SRTR system when it is corrupted with the TMR effect by plotting the SNR required to achieve BER = 10^{-5} as a function of head offset levels as shown in Fig. 7. Here, we separated the consideration into two systems. The SRTR system performed with and without our proposed TMR mitigation technique, which are denoted as “SRTR w TMR Mitigation” and “SRTR wo TMR Mitigation,” respectively. The 1D GPR target and 1D equalizer that were designed in absence of head offset will be used for the second system. The size and position fluctuations are set to be 0% and 5%, which are represented with “media noise = 0%” and “media noise = 5%,” respectively. The AD is also set to be 3.0 Tbps. The head offset vary from 0 to 2.5 nm as mentioned in previous section.

From Fig. 7, we see that the SRTR system, performing together with our proposed TMR mitigation technique can yield better performance for all head offset levels, especially at high head offset levels. Moreover, it seems that the proposed TMR mitigation technique provides significantly higher performance gains in the presence of media noise. For instance, at head offset = 1.5 nm, the use of the TMR mitigation technique can improve SNR by about 4 and 7 dB over the SRTR system without our proposed TMR mitigation technique, in the absence or presence of media noise, respectively.

V. CONCLUSION

In this paper, we studied the relationship between the head offset and energy ratio of a single reader/two-track reading (SRTR) bit-patterned magnetic recording (BPMPR) system. Since the track mis-registration (TMR) severely affects overall system performance, two techniques were proposed to deal with this situation. We first presented the head offset estimation method through the TMR estimation equation that was obtained from the relationship between the head offset and energy ratio. Here, we utilized the readback data sequences of the odd and even tracks to produce the energy ratios. We then proposed to use a pairing of a monic constraint generalized partial response (GPR) target and a one dimensional (1D) equalizer that matches each estimated head offset level accordingly to deal with the effects of TMR. Simulation results demonstrate that performance gains can be achieved using the proposed methods, especially when the recording system experiences severe size and position fluctuations.

CQ-02

6

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by Thailand Research Fund (TRF) under the grant number RSA6080051 and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

REFERENCES

- [1] G. F. Hughes, "Patterned media recording systems - the potential and the problems," *Intermag 2002*, Digest of Technical Papers, no. GA6, 2002.
- [2] R. L. White, R. M. H. New, and R. F. W. Pease, "Patterned media: a viable route to 50 Gbit/in² and up for magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 1, pp. 990-995, 1997.
- [3] J. Zhu, X. Lin, L. Guan, and W. Messner, "Recording, noise, and servo characteristics of patterned thin film media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 1, pp. 23-29, 2000.
- [4] S. Nabavi, B. V. K. V. Kumar, and J. Zhu, "Modifying Viterbi algorithm to mitigate inter-track interference in bit-patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2274-2276, 2007.
- [5] Y. B. Chang, D. K. Park, N. C. Park, and Y. P. Park, "Prediction of track misregistration due to disk flutter in hard disk drive," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 1441-1446, Mar. 2002.
- [6] C. D. Nguyen and J. Lee, "9/12 2-d modulation code for bit-patterned media recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 3, pp. 1-7, March 2017.
- [7] P. Kovintavevat, A. Arrayangkool, and C. Warisam, "A rate-8/9 2-d modulation code for bit-patterned media recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, pp. 3101204, Nov. 2014.
- [8] K. Pituso, C. Warisam, and D. Tongsoptom, "A soft-5/6 modulation code with iterative ITI subtraction scheme in multitrack TDMR systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, pp. 3000904, Nov. 2017.
- [9] H. Muraoka and S. J. Greaves, "Two-track reading with a wide-track reader for shingled track recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 11, pp. 3002404, Nov. 2015.
- [10] C. Buajong and C. Warisam, "Multitrack reading scheme with single reader in BPMP systems," in *Proc. of IEEE iEECON 2017*, pp. 457-460, Pattaya, Thailand, 8-10 Mar. 2017.
- [11] S. Nabavi, B. V. K. V. Kumar, and J. A. Bain, "Mitigating the effects of track mis-registration in bit-patterned media," 2008 IEEE International Conference on Communications, Beijing, China, 19-23 May 2008.
- [12] C. Warisam et al., "Mitigation of TMR using energy ratio and bit-flipping techniques in multitrack multitrack BPMP systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, pp. 2600104, Nov. 2017.
- [13] W. Busyatrak et al., "Utilization of multiple read heads for TMR prediction and correction in bit-patterned media recording," *AIP Advances*, vol. 7, pp. 056501-1 - 056501-5, Dec 2016.
- [14] P. Kovintavevat, I. Ozgunes, E. Kurias, J. R. Barry, and S. W. McLaughlin, "Generalized partial-response targets for perpendicular recording with jitter noise," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 2340-2342, Sept. 2002.
- [15] M. Yamashita et al., "Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3558-3561, Oct. 2011.
- [16] Y. Okamoto et al., "Performance evaluation of ITI canceller using granular medium model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3570-3573, Oct. 2011.
- [17] K. Miura, E. Yamamoto, H. Aoi, and H. Muraoka, "Skew angle effect in shingled writing magnetic recording," *Phys. Procedia* 16, 2-7 (2011).
- [18] F. Liu et al., "Effect of track asymmetry and curvature on shingle writing scheme," *J. Appl. Phys.* 109, 07B740 (2011).
- [19] M. R. Elidrissi, et al., "Skew angle effects in shingled magnetic recording system with double/triple reader head array," *J. Appl. Phys.* 115, 17B753 (2014).
- [20] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum likelihood detector," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, pp. 1083-1088, Mar. 1995.

A Rate-5/6 2D Modulation Code for Single-Reader/Two-Track Reading in BPMR Systems.

K. Buahing¹, W. Busyatras² and C. Warisarn¹

¹. College of Advanced Manufacturing Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand; ². Faculty of Science and Technology, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Pathumthani, Thailand

I. Introduction A reduction in the track width of magnetic recording systems results in a welcome increase in areal density (AD), but also in the unfortunate appearance of extreme inter-track interference (ITI) that can severely deteriorate system performance. The effect of severe ITI may be mitigated through the use of coding schemes [1]. In this paper, therefore, we present a rate-5/6 two-dimensional (2D) modulation code that is designed based on a proposed single-reader/two-track reading (SRTR) technique to cope with this serious problem in staggered bit-patterned media recording (BPMR) systems. We then evaluate the bit-error rate (BER) performance of the proposed system in the presence of media noise, e.g., position and size fluctuation. Our simulation results indicate that, at the same user density (UD), the proposed system is better than an uncoded system by about 1.0 dB at the BER of 10^{-5} and is also superior to a conventional recording system. II. BPMR Channel Model We consider a hexagonal island with a diameter of 12 nm and a bit period of 16.0 and 14.5 nm, which correspond to the ADs of 2.5 and 3.0 Tb/in², respectively. The bit islands were arranged as a staggered array and covered with a readhead sensitivity response [2] as shown in Fig. 1. The readback signal is simply obtained from the 2D convolution between the magnetization and the readhead sensitivity response of the reader whose track width covers more than two whole neighboring tracks. The center of the readhead sensitivity function is positioned at the intermediate point between the parallel tracks. Then, the readback signal is further corrupted by electronic noise. To obtain the sample amplitudes, the readback signal is perfectly over-sampled at the sampling period, 0.5T, that is located at the centers of the recorded magnetization. Next, the readback data sequence, r_k is equalized by a 1D equalizer to obtain the data sequence, s_k , and is fed to the 1D Viterbi detector to produce estimated data sequences. Finally, this sequence will be rearranged to become two data sequences, i.e., $s'_{k,1}$ and $s'_{k,2}$, before being passed on to the proposed decoder to produce the estimated user bits. III. 2D Modulation Code We first analyzed the peak amplitude of all possible $2^6 = 64$ data patterns in a matrix form of 2x3-bits that were arranged as a staggered array BPMR, where the peak amplitudes of each data pattern were obtained from 2D convolution between their magnetizations without sidetrack data and readhead sensitivity response, as shown in Fig. 1. Since we found that the desired bit peak amplitude will always reverse in the opposite direction when the data bits of each pattern contain many 1's and -1's which easily causes an error during the data recovery process. To avoid this unwanted situation, therefore, this condition will be defined as a criterion for designing a codeword, which can efficiently avoid such destructive data patterns. Since we consider 6 data bits, there will be $2^6 = 64$ possible data patterns composed of: 2 bits in the first column $[x_{k,1}, x_{k,2}]$, 2 bits in the second column $[x_{k+1,1}, x_{k+1,2}]$, and lastly, 2 bits in the third column $[x_{k+2,1}, x_{k+2,2}]$. We have selected the best 32 data patterns that provide the biggest group from the same data bit. These patterns will then be assigned to become the proposed codewords. Then, we match the 5 input bits, $a = [a_1, a_2, a_3, a_4, a_5]$ with a 6-bit codeword, $x = [x_{k,1}, x_{k,2}, x_{k+1,1}, x_{k+1,2}, x_{k+2,1}, x_{k+2,2}]$. Moreover, to create more accuracy in the decoding process, we have partially defined a mapping condition to create a codeword so that the first two input bits match the first column of the codeword, the second two input bits match the second column of the codeword, while the remaining one input bit corresponds with the upper track in the third column of the codeword. Unfortunately, 14 patterns that cannot match still remain after using the above conditions; however, these patterns are still among the 32 good patterns. Thus, they can output the appropriate readback signal. IV. Results and Discussion We compare the BER performance between 1) the proposed SRTR system performs together with the proposed 5/6 2D modulation code, 2) the proposed SRTR system [3], and 3) a conventional reading system which uses one reader, reads the data from one track i.e., an input sequence a_k is written onto a single track with random data on sidetracks. For a fair comparison, the staggered BPMR system performance

should be compared using the UD. In this paper, the UD is defined as $UD = AD \times R$, where R is a code rate. The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as $10 \log_{10}(1/\sigma^2)$ in dB, where σ is a standard deviation of AWGN. As shown in Fig. 2, it is clear that the proposed SRTR system that performs together with the proposed 5/6 2D modulation code at the UD of 2.5 Tb/in² is better than the uncoded SRTR system by about 1.0 dB at the BER = 10^{-5} and is superior to a conventional reading system. Acknowledgement This work was partially supported by the Thailand Research Fund under the grant number RSA6080051, College of Advanced Manufacturing Innovation (AMI), and King Mongkut's Institute of Technology (KMUTT), Thailand.

- [1] K. Piatso, C. Warisarn, D. Tongsoomporn, and P. Kovintawewat, "An intertrack interference subtraction scheme for a rate-4/5 modulation code for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Magn. Lett.*, vol. 7, article: 4504705, 2016
- [2] M. Yamashita et al., "Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3558-3561, Oct. 2011.
- [3] C. Buahong and C. Warisarn, "Multitrack reading scheme with single reader in BPMR systems," in *Proc. of IECON 2017*, pp. 457-460, Pattaya, Thailand, 8-10 Mar. 2017.

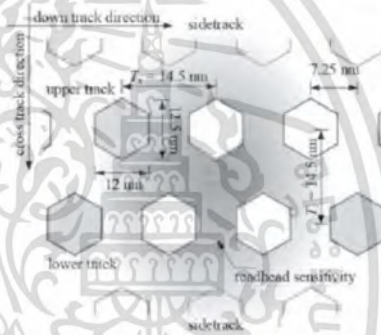


Fig. 1. Configuration of the proposed SRTR technique at the AD of 3.0 Tb/in² under the read-head sensitivity response that was positioned between the desired upper and lower tracks.

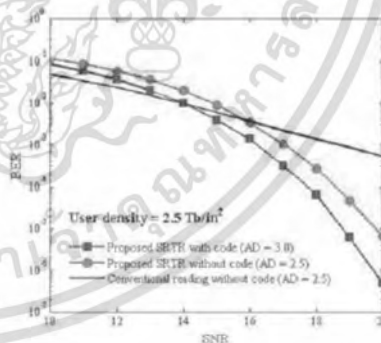


Fig. 2. The comparison of BER performance in different systems at the UD of 2.5 Tb/in².

A Bit-Flipping Technique Based on 2D Modulation Constraint in BPMR Systems.

W. Busyatras¹, N. Jongsawat¹, L.M. Myint³ and C. Warisarn²

1. Faculty of Science and Technology, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand, Thanyaburi, Thailand; 2. King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand; 3. Shinawatra University, Pathumthani, Thailand

I. Introduction Inter-track interference (ITI) cancellation is one of the considerable challenges for high areal density (AD) magnetic recording such as in bit-patterned media recording (BPMR) systems. In literature, the two-dimensional (2D) modulation codes have been proposed to cancel the ITI effect [1,2] which can efficiently improve the overall system performance, e.g., a rate-5/6 2D modulation code [2]. Although the rate-5/6 modulation code ensures that the readback signal of the center track will not be corrupted by severe ITI; however, both the upper and lower tracks can still be interfered by their sidetracks. To improve this shortcoming, therefore, we propose the bit-flipping technique that performs together with the rate-5/6 2D modulation code. Here, the relationship between the data encoding condition and soft-information obtained from the soft output Viterbi algorithm (SOVA) detector is utilized to be a criterion for flipping the ambiguous data bits. Simulation results indicate that the proposed system is better than the conventional coded system under with/without media noise and track mis-registration. II. BPMR Channel Model We focus on a discrete BPMR channel model [2,3] as depicted in Fig.1. The user bit, a_i , is encoded by 2D modulation code to obtain the recorded bit sequences. The readback signal of the k^{th} data bit of the m^{th} track can be expressed as $r_{i,k} = \sum_{n \in \{m, m+1, m+2\}} h_{m,n} x_{i,k} + n_{i,k}$, where $x_{i,k}$'s are the recorded bits, $\{0, \pm 1\}$ represent the center, upper, and lower track, respectively, $h_{m,n}$'s are the 2D channel coefficients, $\{m, n\} \in (0, \pm 1)$, m and n represent the time indices of bit island in the across- and the along-track directions, and $n_{i,k}$ is an additive white Gaussian noise (AWGN). The readback signals are generated by three readers and are equalized by a 2D equalizers, followed by the 2D SOVA detectors to produce the soft-information, i.e., $[\lambda_{i,k}^u \lambda_{i,k}^c \lambda_{i,k}^l]^T$. Then, these soft-information will be sent to the proposed bit-flipping and hard decision processes to generate the improved soft-information, i.e., $[\lambda'_{i,k} \lambda'_{i,k} \lambda'_{i,k}]^T$ and estimate recorded bit, $[x'_{i,k} x'_{i,k} x'_{i,k}]^T$, respectively. Finally, they will be sent to the decoder to decode the estimated user bits, a'_i . III. Bit-Flipping Technique A. 5/6 Modulation Code The rate-5/6 2D modulation code was designed to avoid the destructive ITI (DITI) data patterns i.e., $\{[1 -1 -1]^T, [1 -1 -1]^T, [1 -1 -1]^T, [1 -1 -1]^T\}$, respectively. We observe that the upper or lower tracks of these DITI data patterns can be easily flipped to the opposite direction due to the ITI effect when their sidetrack bit has opposite direction with the data bit of upper or lower track. For example, $[1 -1 -1 -1 -1]^T$ or $[-1 -1 -1 -1 -1]^T$ will be easily changed to $[1 -1 -1 -1 -1]^T$ or $[-1 -1 -1 -1 -1]^T$, respectively. Therefore, we propose bit-flipping technique to improve BER performance for all three data tracks by considering the soft-information obtained from 2D SOVAs. B. Bit-Flipping Technique In the data bit-flipping process, we start with considering the soft-information values of the upper, center, and lower data sequences in the column vector form of 3×1 as shown in Fig.1. Firstly, the signs of all soft-information values will be checked, if their sign is according to $[1 -1 -1]^T$ or $[-1 -1 -1]^T$, these three soft-information values will be normalized with their absolute maximum value. Then, if we found that one of the normalized soft-information values among three of them is less than 0.1, the lowest one will be flipped into another direction. Note that in our consistent study, the

0.1 value can provide the accuracy percentage of changing bit estimation more than 80%. IV. Results and Discussions We evaluate the BER performance between the conventional system (without coding), conventional coded system [2], and the proposed system (the rate-5/6 2D modulation code performs together with bit-flipping technique) at AD of 2.5 and 3.0 Tb/in². Here, the 2D Gaussian pulse response with the along-track PW_{50} of 19.4 nm and the across-track PW_{50} of 24.8 nm is considered. In simulation, a signal-to-noise ratio (SNR) is defined as $10 \log_{10}(1/\sigma^2)$, where σ is a standard deviation of AWGN. As shown in Fig.2, it is clear that the proposed system provides the better performance for about 1.8 and 5.5 dB at the BER=10⁻⁴ over the conventional system at ADs of 2.5 and 3.0 Tb/in², respectively. Moreover, the proposed system is also superior to the conventional coded system at 3.0 Tb/in². Acknowledgement This work was partially supported by Faculty of Science and Technology, RMUTT, and College of Advanced Manufacturing Innovation, KMUTL, Thailand.

[1] C. D. Nguyen and J. Lee, "9/12-2-D modulation code for bit-patterned media recording," in IEEE Trans. Magn., vol. 53, no 3, 3101207, Mar. 2017. [2] C. Warisarn, A. Arrayangkool, and P. Koyintayewat, "An ITI mitigating 5/6 modulation code for bit-patterned media recording," in IEICE Trans. Electron., vol. E98-C, no. 6, pp. 528-533, Jun. 2015. [3] S. Nabavi, Signal processing for bit-patterned media channels with inter-track interference. Ph.D thesis, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, Dec. 2008.

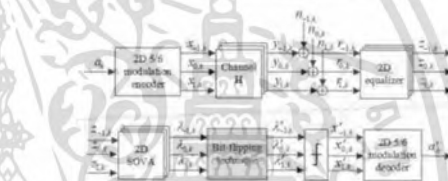


Fig. 1. A multi-track multi-head BPMR channel model with the proposed bit-flipping technique.

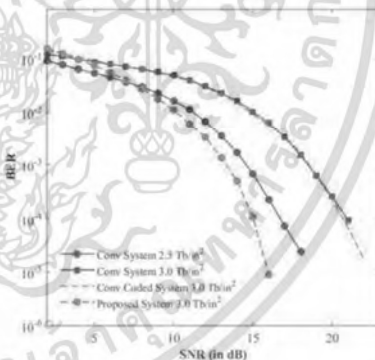


Fig. 2. BER performance of several systems at ADs of 2.5 and 3.0 Tb/in².



รศ. ดร. ชานนท์ วริสาร | รหัสทูน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติส่วนตัว

ชื่อ-สกุล: รศ. ดร. ชานนท์ วริสาร

ตำแหน่งปัจจุบัน : อาจารย์ประจำวิทยาลัยนวัตกรรมการผลิตขั้นสูง

ประวัติการศึกษา

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

ประสบการณ์งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

International Journal Publications

1. W. Tipcharoen, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "Effects of Island Shape and Hotspot Position Fluctuation for Heated-Dot Magnetic Recording," IEEE Magn. Letter, ISI-Impact 1.692 Submitted.
2. P. Nhunork, C. Warisarn, and D. Tongsoomporn, "A Spin Stand Study of Head-to-Media Spacing Sensitivity for Shingled Magnetic Recording," IEEE Magn. Letter, ISI-Impact 1.692 Submitted.
3. K. Pituso, C. Warisarn, D. Tongsoomporn, and P. Kovintavewat, "An ITI Subtraction Scheme of a Rate-4/5 Modulation Code for Two Dimensional Magnetic Recording," IEEE Magn. Letter, ISI-Impact 1.692 Submitted.
4. P. Nhunork, C. Warisarn, and D. Tongsoomporn, "An experiment study of head-to-media spacing sensitivity in ultra-high density magnetic recording systems," Elsevier Procedia Computer Science, Scopus, Accepted.

รศ. ดร. ชานนท์ วริสาร | รหัสทูล KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. V. Pomsanam, C. Warisarn, A. Siritaratiwat, C. Surawanitkun, "Structural size effect with altered temperature on MgO-based magnetic tunnel junction device during current flow," Elsevier Procedia Computer Science, Scopus, Accepted.
6. W. Tipcharoen, C. Warisarn¹, A. Kaewrawang, and P. Kovintavewat, "Effect of hotspot position fluctuation to writing capability in heated-dot magnetic recording," JJAP ISI-Impact 1.27, accepted.
7. C. Warisarn and P. Kovintavewat, "Soft-Output Decoding Approach of 2D Modulation Codes in Bit-Patterned Media Recording Systems," in Electronic Trans. IEICE 2015, Published, ISI-Impact 0.34.
8. W. Busyatras, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, P. Supnithi, and P. Kovintavewat, "An Iterative TMR Mitigation Method Based on Readback Signal for Bit-Patterned Media Recording," IEEE Trans. Magn., Published, ISI-Impact 1.83.
9. Lin M. M. Myint, and C. Warisarn, "Equalizer Design for Bit-Patterned Media Recording System Based on ISI and ITI Estimations by Cross Correlation Functions" in AMM Journal, Published. Q3 SJR.
10. W. Busyatras, C. Warisarn, Lin M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A TMR Mitigation Method Based on Readback Signal in Bit-Patterned Media Recording", in Electronic Trans. IEICE 2013, Published, ISI-Impact 0.34.
11. C. Warisarn, A. Arrayangkool, and P. Kovintavewat, "An ITI-Mitigating 5/6 Modulation Code for Bit-Patterned Media Recording" in Electronic Trans. IEICE 2013, Published, ISI-Impact 0.34.
12. A. Arrayangkool and C. Warisarn, "A Two-Dimensional Coding Design for Staggered Islands Bit-Patterned Media Recording," in Journal of Applied Physics, ISI-Impact 2.30.
13. P. Kovintavewat, A. Arrayangkool, and C. Warisarn, "A Rate-8/9 2D Modulation Code for Bit-Patterned Media Recording" IEEE Trans. Magn., ISI-Impact 1.83.
14. A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A Constructive Inter-Track Interference Coding Scheme for Bit-Patterned Media Recording System" in Journal of Applied Physics, ISI-Impact 2.30.

15. C. Warisarn, T. Losuwan, P. Supnithi, and P. Kovintavewat, "An Iterative Inter-Track Interference Mitigation Technique for Two-Dimensional Magnetic Recording Systems" in Journal of Applied Physics, ISI-Impact 2.30.
16. S. Chandrasekaran, P. Supnithi, C. Warisarn, and D. Bai, "Spinning Disk Test Study on Erase Band and Write Width for Shingled Magnetic Recording" in Journal of Applied Physics, ISI-Impact 2.30.
17. 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, Published, ISI-Impact 0.34.
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, Impact 0.53.

International conference publications

1. K. Buehing, V. Brusyatras, C. Warisarn, S. Koonkarnkhai, and P. Kovintavewat, "A Performance Improvement of a Rate-5/6 2D Modulation Code in Bit-Patterned Media Recording Systems," in Proceeding of ITC-CSCC 2016, Okinawa Japan, Accepted.
2. W. Teeraruangchaisri, C. Kanjanakunchorn, C. Warisarn, and C. Jettanasen, "Soft Information Adjustment Scheme of a Rate-4/5 2D Modulation Code in Bit-Patterned Media Recording Systems," in Proceeding of ITC-CSCC 2016, Okinawa Japan, Accepted.
3. W. Ruksavong, W. Busyatras, C. Warisarn, L. Myint, and P. Kovintavewat, "Estimate Track Mis-registration Levels using an Energy Ratio Finding Technique in Bit-Patterned Media Recording Systems," in Proceeding of ITC-CSCC 2016, Okinawa Japan, Accepted.
4. W. Tipcharoen, C. Warisarn¹, A. Kaewrawang, and P. Kovintavewat, "Effect of hotspot position fluctuation to writing capability in heated-dot magnetic recording," in Proceeding MORIS 2015 Penang Malaysia.
5. C. Warisarn and P. Kovintavewat, "Soft-Output Decoding of 2D Modulation Codes for Bit-Patterned Media Recording," in Proceeding Intermag-CON 2015, Beijing, China.

6. S. Chandrasekaran, P. Supnithi, and C. Warisarn, "Spinning Disk Test Study in Determining the Optimum Writers and Shingled Track Pitch for Shingled Magnetic Recording," in Proceeding InterMag-CON 2015, Beijing, China.
7. C. Kanjanakunchorn and C. Warisarn, "Soft-Output Decoding Approach of a Rate-4/5 CITI Code in Magnetic Recording Systems," in Proceeding ITC-CSCC 2015, Korea.
8. W. Busyatras, C. Warisarn, L. M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple TMR Mitigation Approach for Bit Patterned Media Recording Based on Readback Signals," in Proceeding ITC-CSCC 2015, Korea.
9. C. Boonlom, A. Arrayangkool, C. Warisarn, "A Study of Island Size and Bit Aspect Ratio Factors in Staggered BPMP Channel with SRBP Method," in Proceeding ITC-CSCC 2015, Korea.
10. Lin Min Min Myint, Chanon Warisarn, Wiparat Busyatras, and Piya Kovintavewat, "Single-Track Equalization Method with TMR Correction System based on Cross Correlation Functions for Patterned Media Recording System" in Proceeding ICAPMA 2015, Pattaya, Thailand.
11. P. Ketwong, A. Arrayangkool, C. Warisarn, L. M. M. Myint, and P. Kovintavewat, "A Simple Crossover-based Coding Technique for ITI Mitigation in Bit-Patterned Media Recording," in Proc. ITC-CSCC 2014, Siem Reap, Cambodia, Dec. 9-12, 2014
12. 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
13. N. Bumrungrat, 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
14. 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
15. 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.

16. 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.
17. 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.
18. 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
19. Losuwan T., Warisarn C., and Kovintavewat P. "A Study of 2D detection for Two-Dimensional Magnetic Recording" in Proc. of ITC-CSCC 2012, Sapporo, Japan, Jul. 15-18 2012.
20. Warisarn C., Kovintavewat P., and Supnithi P. "Complexity Reduction of Modified Per-Survivor Iterative Timing Recovery" ECTI-CIT Trans., Nov. 2012.
21. 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.
22. 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.
23. 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.
24. 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.
25. 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.

26. 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.
27. 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.





รศ. ดร. ชานนท์ วริสาร | รหัสทูน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

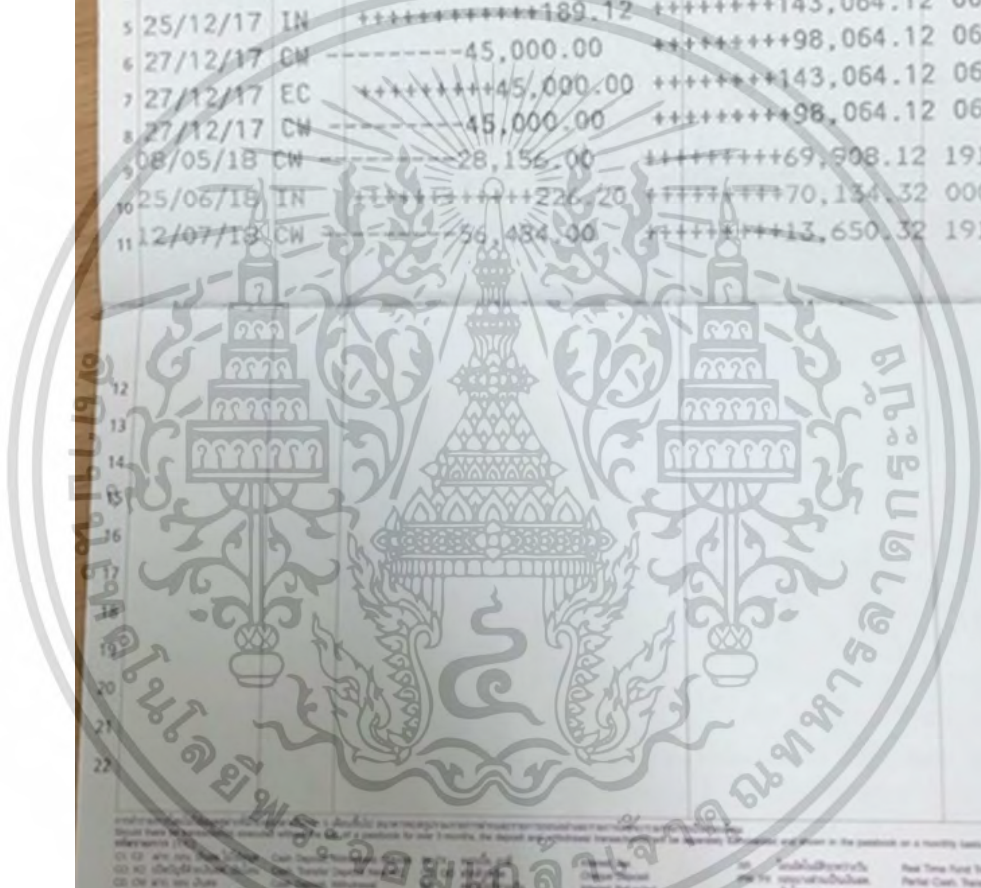


รศ. ดร. ชานนท์ วรिसาร | รหัสทุน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1

วันที่ DATE	ประเภท TIC	ถอน WITHDRAWAL	ฝาก DEPOSIT	ยอด BALANCE	ยอด M.T. ID
12/09/17	CO	+++++++1,000.00	+++++++1,000.00	+++++++1,000.00	1671C
12/10/17	X1	+++++++231,875.00	+++++++232,875.00	+++++++232,875.00	50010
15/11/17	CW	-----39,900.00	+++++++192,975.00	+++++++192,975.00	0666C
15/11/17	CW	-----50,100.00	+++++++142,875.00	+++++++142,875.00	0666C
25/12/17	IN	+++++++189.12	+++++++143,064.12	+++++++143,064.12	0000A
27/12/17	CW	-----45,000.00	+++++++98,064.12	+++++++98,064.12	0666C
27/12/17	EC	+++++++45,000.00	+++++++143,064.12	+++++++143,064.12	0666C
27/12/17	CW	-----45,000.00	+++++++98,064.12	+++++++98,064.12	0666C
08/05/18	CW	-----28,156.00	+++++++69,908.12	+++++++69,908.12	1912D
25/06/18	IN	+++++++226.20	+++++++70,134.32	+++++++70,134.32	0000A
12/07/18	CW	-----56,484.00	+++++++13,650.32	+++++++13,650.32	1912C
12					
13					
14					
15					
16					
17					
18					
19					
20					
21					
22					



ธนาคารกรุงไทย สาขา...
 01 CO ฝากเงิน Cash Deposit
 02 X1 ฝากเงิน Transfer Deposit
 03 CW ถอนเงิน Cash Withdrawal
 04 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 05 IN ฝากเงิน Cash Deposit
 06 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 07 CW ถอนเงิน Cash Withdrawal
 08 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 09 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 10 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 11 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 12 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 13 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 14 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 15 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 16 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 17 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 18 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 19 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 20 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 21 EC ฝากเงิน Transfer Deposit
 22 EC ฝากเงิน Transfer Deposit

รศ. ดร. ชานนท์ วรสาร | รหัสทุน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาเลขที่ KREF 046007

โครงการ การพัฒนาการประมวลผลสัญญาณเพื่อระบบการบันทึกข้อมูลแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงยิ่ง

รายงานสรุปการเงินปิดโครงการ

ชื่อหัวหน้าโครงการวิจัย ผู้รับทุน รศ.ดร.ชานนท์ วริสาร

รายงานในช่วงตั้งแต่วันที่ 1 กันยายน 2560 ถึงวันที่ 31 สิงหาคม 2561

หมวด	งบประมาณ รวม ทั้งโครงการ (1)	ค่าใช้จ่าย จากรายงาน ครั้งก่อน (2)	ค่าใช้จ่าย งวดปัจจุบัน (3)	รวมค่าใช้จ่าย สะสมถึง ปัจจุบัน (4) = (2) + (3)	งบประมาณ คงเหลือ (5) = (1) - (4)
1. งบบุคลากร : ค่าจ้างชั่วคราว					
ค่าตอบแทนคณะนักวิจัย	120,000.00	0.00	0.00	0.00	120,000.00
ค่าจ้างผู้ช่วยนักวิจัย	60,000.00	0.00	30,000.00	30,000.00	30,000.00
2. งบดำเนินงาน					
ค่าตอบแทน					
ค่าใช้สอย	240,000.00	0.00	108,000.00	108,000.00	132,000.00
ค่าวัสดุ	180,000.00	0.00	80,926.00	80,926.00	99,074.00
ค่าสาธารณูปโภค	5,000.00	0.00	716.00	716.00	4,284.00
3. งบลงทุน: ค่าครุภัณฑ์					
รวม	605,000.00	0.00	219,642.00	219,642.00	385,358.00

จำนวนเงินที่ได้รับและจำนวนเงินคงเหลือ

จำนวนเงินที่ได้รับจาก

งวดที่ 1	จำนวน	231,875.00	บาท	เมื่อวันที่ 12/10/17
งวดที่ 2	จำนวน	0.00	บาท	
ดอกเบียธนาคาร	จำนวน	189.12	บาท	เมื่อวันที่ 25/12/17
ดอกเบียธนาคาร	จำนวน	226.20	บาท	เมื่อวันที่ 25/06/18
รวมรับทั้งสิ้น	จำนวน	232,290.32	บาท	(1)

ค่าใช้จ่ายรายงวด

งวดที่ 1	จำนวน	219,642.00	บาท	
งวดที่ 2	จำนวน	0.00	บาท	
รวมจ่ายทั้งสิ้น	จำนวน	219,642.00	บาท	(2)

จำนวนเงินคงเหลือ (1) - (2) =

12,648.32 บาท

หมายเหตุ: เงินเบิก บข 1,000 บาท

.....
ลงนามหัวหน้าโครงการวิจัยผู้รับทุน

รศ. ดร. ชานนท์ วริสาร | รหัสทุน KREF 046007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้