



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ

กลยุทธ์การประมวลผลสัญญาณขั้นสูง
สำหรับการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กความหนาแน่นสูงยิ่ง

Advanced Signal Processing Schemes
for Ultra-high Density Magnetic Recording

โดย

รองศาสตราจารย์ ดร. ชานนท์ วริสาร

พฤษภาคม 2563

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ

กลยุทธ์การประมวลผลสัญญาณขั้นสูง
สำหรับการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กความหนาแน่นสูงยิ่ง
Advanced Signal Processing Schemes
for Ultra-high Density Magnetic Recording

รองศาสตราจารย์ ดร. ชานนท์ วริสาร

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย
และสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว. และ ส. เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบังไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ภายใต้รหัสโครงการ **RSA6080051**

(รองศาสตราจารย์ ดร.ชานนท์ วรรณวร)

พฤษภาคม 2563

บทคัดย่อ

รหัสโครงการ: RSA6080051
ชื่อโครงการ: กลยุทธ์การประมวลผลสัญญาณขั้นสูงสำหรับการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก
ความหนาแน่นสูงยิ่ง
ชื่อนักวิจัย: รองศาสตราจารย์ ดร. ชานนท์ วริสาร
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
E-mail Address: chanon.wa@kmitl.ac.th
ระยะเวลาโครงการ: พฤษภาคม 2560 – พฤษภาคม 2563

เราคาดหมายกันว่าเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กประเภทบิตแพตเทิร์นมีเดียซึ่งเป็นหนึ่งในเทคโนโลยีทางเลือกจะสามารถรองรับความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของข้อมูลได้มากกว่า 1 เทราบิตต่อตารางนิ้ว เพื่อให้ได้มาซึ่งความหนาแน่นเชิงพื้นที่ขนาดดังกล่าวนั้น ช่องว่างระหว่างแทร็กข้อมูลต้องถูกลดขนาดลงอย่างมากส่งผลให้เกิดผลกระทบอันเนื่องมาจากการแทรกสอดระหว่างแทร็กรุนแรงมากยิ่งขึ้น นอกจากนั้นแล้วผลกระทบอันเนื่องมาจากการอ่านนอกแทร็กยังส่งผลกระทบอย่างรุนแรงต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบด้วย ดังนั้นเพื่อบรรเทาผลกระทบทั้งสองประการดังกล่าว ในงานวิจัยนี้เราจะได้นำเสนอเทคนิคการใช้หัวอ่านหนึ่งหัวอ่านข้อมูลสองแทร็กข้อมูลในเวลาเดียวกันพร้อมกับเทคนิคการชักตัวอย่างข้อมูลเกินจริงบนระบบการบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดียที่มีการวางตัวแบบเยื้อง นอกจากนั้นแล้วเรายังจะได้นำเสนอเทคนิคการประมาณค่าการอ่านนอกแทร็กข้อมูลโดยอาศัยเพียงแค่สัญญาณอ่านกลับเท่านั้น โดยในที่นี้สัญญาณอ่านกลับจะถูกแยกออกเป็นสองส่วนนั่นคือ สัญญาณแทร็กคู่และสัญญาณแทร็กเดี่ยว จากนั้นทำการคำนวณค่าอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณทั้งสองสัญญาณ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณจะสามารถนำมาทำนายค่าความคาดเคลื่อนการอ่านนอกแทร็กของหัวอ่านได้ ในขั้นตอนสุดท้ายเราจะเลือกใช้ทาร์เกตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับแต่ละสถานการณ์ของความรุนแรงของการอ่านนอกแทร็กเพื่อจัดการกับปัญหาดังกล่าว ระบบที่เราได้นำเสนอสามารถทำงานอย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบทั่วไปเป็นอย่างมาก

คำสำคัญ : การแทรกสอดระหว่างแทร็ก, การบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดีย, การอ่านแบบหลายแทร็กด้วยหัวอ่านเดี่ยว

Abstract

Project Code: RSA6080051
Project Title: Advanced Signal Processing Schemes
for Ultra-high Density Magnetic Recording
Investigator: Assoc. Prof. Dr. Chanon Warisarn
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, KMITL
E-mail Address: chanon.wa@kmitl.ac.th
Project Period: May 2017 – May 2020

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

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ.....	I
บทคัดย่อภาษาไทย.....	II
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
สารบัญ.....	IV
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก.....	4
บทที่ 3 การออกแบบรูปแบบการเข้ารหัสมอดูเลชัน.....	15
บทที่ 4 ผลการทดลองและการวิเคราะห์.....	23
บทที่ 5 บทสรุป.....	31
ภาคผนวก-ก- (output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.).....	32
ภาคผนวก-ข- (ประวัตินักวิจัย).....	71

บทที่ 1

บทนำ

ประเทศไทยถือได้ว่าเป็นประเทศที่ส่งออกอุปกรณ์ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์อันดับหนึ่งของโลกในปัจจุบัน ดังนั้นงานวิจัยต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะช่วยให้บริษัทผู้ผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ได้เห็นว่าการประเทศไทยมีบุคลากรที่มีความสามารถทางด้านเทคโนโลยีฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และรัฐบาลสนับสนุนอุตสาหกรรมทางด้านนี้เพื่อเป็นแรงจูงใจให้บริษัทเหล่านี้ย้ายฐานการผลิตและศูนย์การออกแบบผลิตภัณฑ์เข้ามาในประเทศไทย (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 ดังนั้นจึงจำเป็นต้องพัฒนาให้อุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลให้มีความจุสูงขึ้น เพื่อรองรับการจัดเก็บข้อมูลในอนาคต ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ถือว่าเป็นตัวเลือกหนึ่งในการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล เพราะเป็นอุปกรณ์ที่มีความจุข้อมูลสูงมาก และเมื่อเทียบราคาต่อหน่วยกิกะไบต์ (Giga byte) ถือว่ามีราคาถูกมากเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์การจัดเก็บข้อมูลประเภทอื่นๆ นอกจากนี้ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ยังเป็นอุปกรณ์การบันทึกแบบถาวร (permanent recording) ซึ่งทำให้ง่ายต่อการกู้ข้อมูล เมื่ออุปกรณ์ส่วนใดส่วนหนึ่งเกิดชำรุด ดังนั้นในปัจจุบันนี้ ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ไม่ได้มีไว้ใช้งานกับคอมพิวเตอร์เท่านั้น แต่ยังมีการนำมาประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ต่างๆ 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 แต่เนื่องจากการลดขนาดของเกรนแม่เหล็กจะทำให้เกิดความไม่เสถียรของความเป็นแม่เหล็ก 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] และเทคโนโลยีการบันทึกแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (bit-patterned media recording, BPMP) [1-2] อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่เทคโนโลยี BPMP ซึ่งสามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้

สูงถึง 4 Tb/in² [1] และเมื่อนำเทคโนโลยี BPMP มาใช้ร่วมกับการใช้พลังงานเข้าช่วย (energy assisted) ก็สามารถทำให้เพิ่มความจุได้สูงถึง 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 ในงานวิจัยนี้เราจะได้นำเสนอเทคนิคการใช้หัวอ่านหนึ่งหัวอ่านข้อมูลสองแทร็กข้อมูลในเวลาเดียวกันพร้อมกับเทคนิคการชักตัวอย่างข้อมูลเกินจริงบนระบบการบันทึกข้อมูลบิตแพตเทิร์นมีเดียที่มีการวางตัวแบบเยื้อง นอกจากนั้นแล้วเรายังจะได้นำเสนอเทคนิคการประมาณค่าการอ่านนอกแทร็กข้อมูลโดยอาศัยเพียงแค่สัญญาณอ่านกลับเท่านั้น โดยในที่นี้สัญญาณอ่านกลับจะถูกแยกออกเป็นสองส่วนนั่นคือ สัญญาณแทร็กคู่และสัญญาณแทร็กคี่ จากนั้นทำการคำนวณค่าอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณทั้งสองสัญญาณ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณจะสามารถนำมาทำนายค่าความคาดเคลื่อนการอ่านนอกแทร็กของหัวอ่านได้ ในขั้นตอนสุดท้ายเราจะเลือกใช้ทาร์เกตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับแต่ละสถานการณ์ของความรุนแรงของการอ่านนอกแทร็กเพื่อจัดการกับปัญหาดังกล่าว ระบบที่เราเสนอสามารถทำงานอย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบทั่วไปเป็นอย่างมาก

1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

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

1.2 ขอบเขตของโครงการวิจัย

1. ศึกษาและสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดีย (BPMR) ให้มีความเสมือนจริงมากยิ่งขึ้น รวมถึงศึกษาวิธีการเขียน/อ่านข้อมูลของระบบการบันทึกข้อมูลด้วย
2. ศึกษาและออกแบบการสร้างทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่ใช้สำหรับการลดผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างแทร็กที่ได้มีการนำเสนอแล้ว ทั้งที่ใช้ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดียแบบธรรมดาและแบบเยื้องเพื่อนำมาศึกษาและเปรียบเทียบสมรรถนะกับเทคนิคใหม่ที่จะได้นำเสนอ
3. ออกแบบและพัฒนาอัลกอริทึมการทำนายการอ่านนอกแทร็กข้อมูลเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพนเทิร์นมีเดียที่ให้สมรรถนะเหนือกว่าวงจรภาครับแบบทั่วไปที่ได้มีการนำเสนอในปัจจุบัน
4. สร้างผลงานวิจัยที่มีคุณภาพเพื่อถ่ายทอดองค์ความรู้และเทคโนโลยีที่ได้พัฒนาให้กับทางภาคอุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ภาคการศึกษา และผู้สนใจทั่วไป พร้อมทั้งสร้างบุคลากรที่มีความรู้ความสามารถทางด้านการประมวลผลสัญญาณต่อภาคอุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และภาคอุตสาหกรรมอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องต่อไป

References

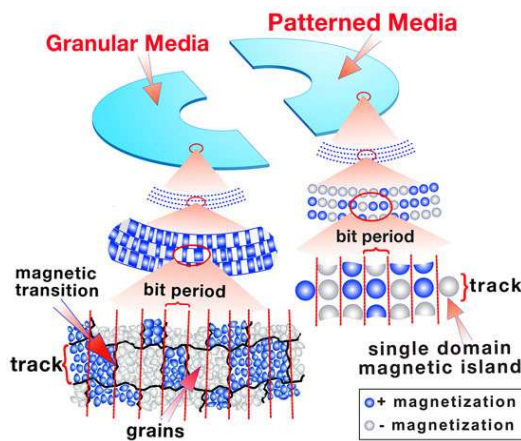
- [1] Y. Shiroishi, K. Fukuda, et al., "Future options for HDD storage," IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 10, pp. 3816–3822, Oct 2009.
- [2] S. Nabavi, Signal processing for bit-patterned media channel with inter-track interference, Ph.D thesis, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, USA, 2008.
- [3] 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

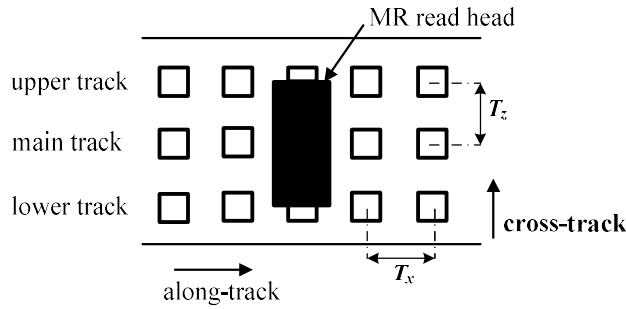
แบบจำลองช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก

2.1 การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย (BPMR Channel Model)

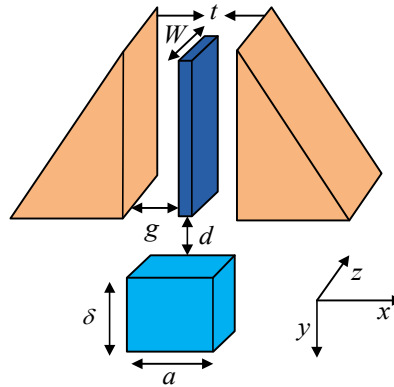
เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบ BPMR เป็นเทคโนโลยีใหม่ที่กำลังจะเข้ามาแทนที่เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (PMR) ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน เพราะระบบ PMR ไม่สามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้เนื่องจากปรากฏการณ์ซูเปอร์พาราแมกเนติก โดยระบบ BPMR สามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้ถึง 4 Tb/in² หรือมากกว่า 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 ยังมีปัญหาที่เกี่ยวข้องกับระบบการประมวลผลสัญญาณ 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: เสาคณิตของหัวอ่านแบบ MR และไอแลนด์

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

โดยทั่วไปแบบจำลองของผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติที่ได้จากหัวอ่านมีความละเอียดค่อนข้างสูงและสร้างได้ยาก ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการทำแบบจำลองสำหรับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ Nabavi [4] จึงได้ทำการประมาณค่าสัญญาณพัลส์สองมิติแบบเกาส์เซียน โดยพิจารณาจากเสาคณิตของหัวอ่านแบบ 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 δ คือ ความสูงของ

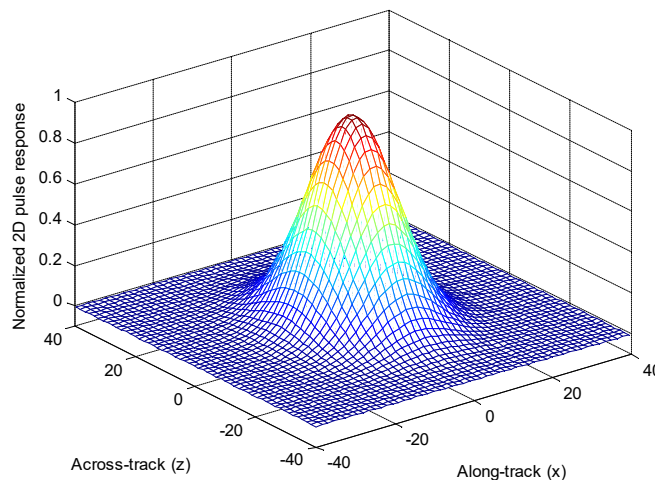
ไอแลนด์ โดยที่สมการที่ได้จากการประมาณค่าผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติแบบเกาส์เซียนที่ได้จากพารามิเตอร์ตามตารางที่ 2.1 สามารถเขียนสมการได้เป็น

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

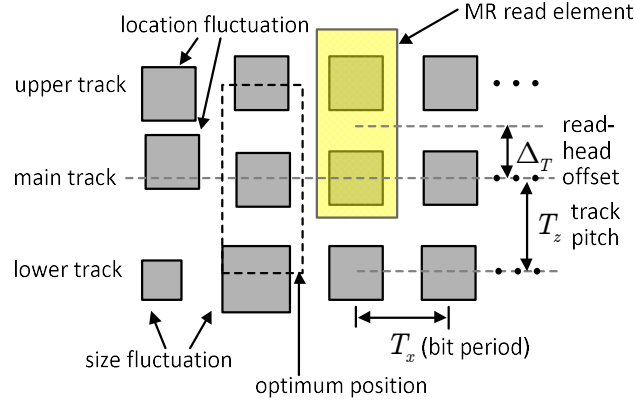
ตารางที่ 2.1: พารามิเตอร์ของหัวอ่าน MR และสื่อบันทึกของระบบการบันทึก BPMR

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



รูปที่ 2.4: ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์สองมิติที่ประมาณค่าแบบเกาส์เซียน



รูปที่ 2.5: รูปแบบการบันทึกข้อมูลแบบบิตแพทเทิร์นมีเดีย

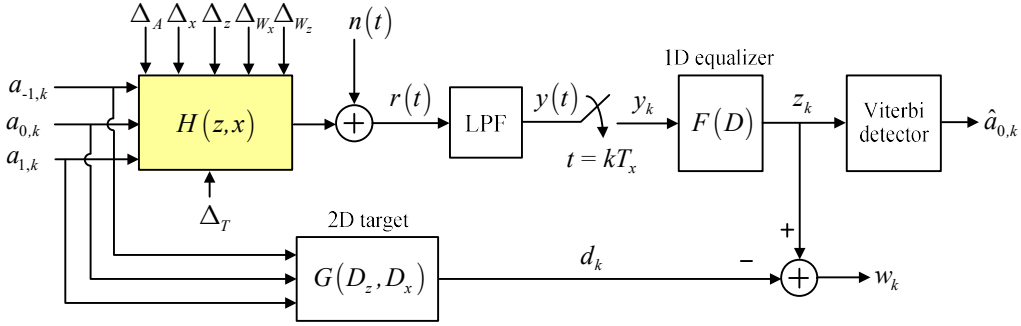
รูปที่ 2.5 แสดงปัญหาจากสัญญาณรบกวนจากสื่อบันทึกของระบบ BPMR โดยแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ ความผันผวนของแอมพลิจูด (amplitude fluctuation) ซึ่งเกิดขึ้นจากขนาดของแต่ละไอแลนด์ที่ไม่เป็นเอก रूप (non-uniform) และความผันผวนของตำแหน่ง (location fluctuation) ซึ่งเกิดจากไอแลนด์ที่วางอยู่บนวัสดุที่ไม่มีความเป็นแม่เหล็กมีการวางตัวที่ไม่เป็นระเบียบ 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 BPMPR กับผลกระทบจากสื่อบันทึกและ TMR

รูปที่ 2.6 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณ BPMPR ที่มีผลกระทบจากสื่อบันทึกและ TMR เมื่อกำหนดให้ $a_{m,k} \in \{-1, 1\}$ คือ ลำดับข้อมูลอินพุต และกำหนดให้ $m = 0$ คือ ลำดับข้อมูลอินพุตของแทร็กกลาง และ $m = -1$ และ 1 คือลำดับข้อมูลอินพุตของแทร็กบนและแทร็กล่างตามลำดับ ถูกส่งเข้าไปยังช่องสัญญาณ BPMPR 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 ผลตอบสนองสัญญาณพัลส์แบบสองมิติ, 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 BPMPR ที่ต่อเนื่องทางเวลา

ณ วงจรภาครับ สัญญาณอ่านกลับที่ด้านขาออกของหัวอ่าน $r(t)$ จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรกรองผ่านต่ำ (low-pass filter, LFP) แบบบัตเตอร์เวิร์ธอันดับที่ 7 (7th order Butterworth) ทำให้ได้สัญญาณ $y(t)$ และถูกทำการซัตัวอย่าง (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 BPMPR ที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา ซึ่งสร้างได้จากการซัตัวอย่าง 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 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวกและ $H(m, n)$ คือ สัญญาณพัลส์แบบสองมิติที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาที่ได้จากการซัตัวอย่างสัญญาณพัลส์ $H(z, x)$ 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 $2M+1$

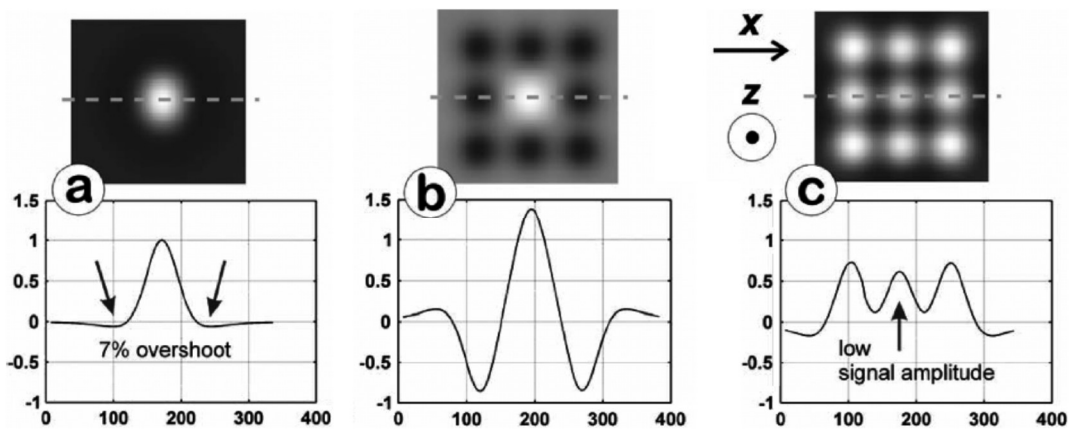
คือจำนวนแตร็กและ $2N+1$ คือความยาวของช่องสัญญาณในทิศทางตามแตร็ก โดยทั่วไปช่องสัญญาณ BPMP แบบไม่ต่อเนื่องจะแทนด้วยเมทริกซ์ H ที่มีค่าเท่ากับ

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

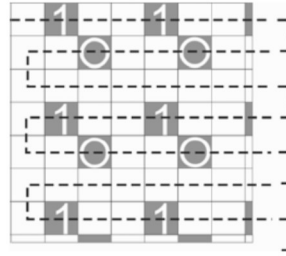
เมื่อ $h_{m,n}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ BPMP สองมิติแบบไม่ต่อเนื่อง

2.2 การออกแบบการเข้ารหัสแบบสองมิติ (2D-Coding)

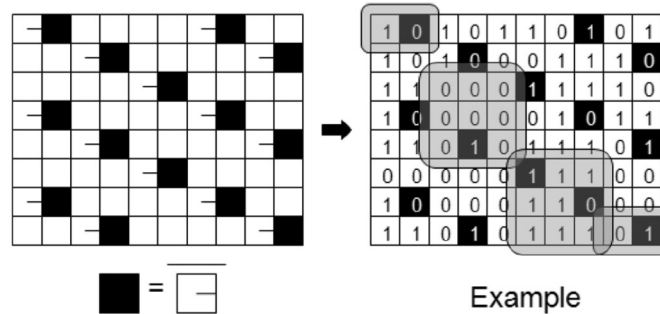
การเข้ารหัสแบบสองมิติที่มีการนำเสนอในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมีเดีย มีหลักการดังนี้ [10-11] เริ่มจากการศึกษารูปแบบของสัญญาณอ่านกลับ (readback) พบว่าเมื่อเราบันทึกข้อมูลแบบเกาะเดี่ยว (single dot) เราจะได้สัญญาณอ่านกลับดังรูปที่ 2.7 (ก) แต่ในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแล้ว ต้องมีการบันทึกข้อมูลแบบต่อเนื่อง ดังนั้นจึงไม่สามารถที่จะหลีกเลี่ยงผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ (ISI) ของบิตข้างเคียงหรือแม้แต่มผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างแตร็ก (ITI) ที่เกิดจากแตร็กรอบข้างได้ ดังนั้น เราจึงพยายามหลีกเลี่ยงรูปแบบการบันทึกข้อมูลที่เกิดเหตุการณ์ดังกล่าวขึ้น ซึ่งสามารถแบ่งออกได้สองกรณี คือ กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบน้อยสุด นั่นคือ การบันทึกข้อมูลบิต “1” ล้อมรอบด้วยบิต “0” ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) และ กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบมากที่สุด ซึ่งเป็นกรณีที่เรากำลังต้องการหลีกเลี่ยง นั่นคือ การบันทึกบิต “1” ล้อมรอบด้วยบิต “1” ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ค)



รูปที่ 2.7: รูปแบบของสัญญาณอ่านกลับกรณีที่เป็นเกาะเดี่ยว (ก) กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบน้อยสุด (ข) และ กรณีที่ก่อให้เกิดผลกระทบมากที่สุด (ค)



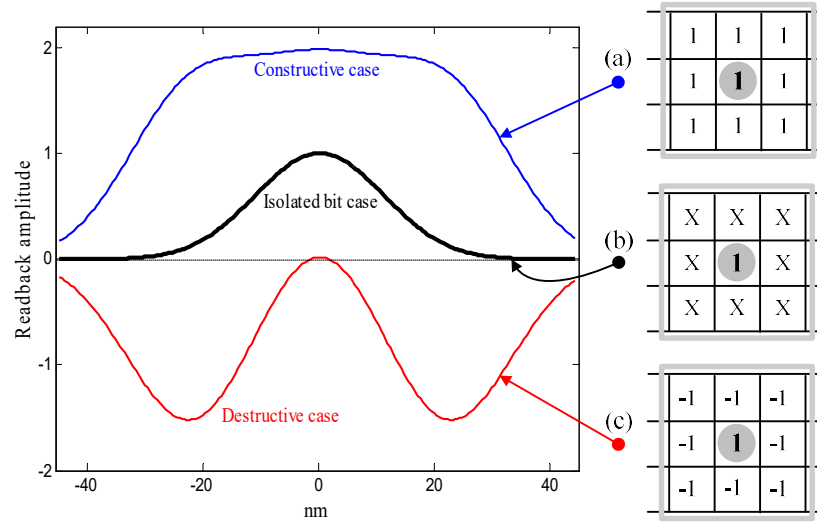
รูปที่ 2.8: การเข้ารหัสแบบสองมิติที่อัตรารหัสเท่ากับ 5/6 [10]



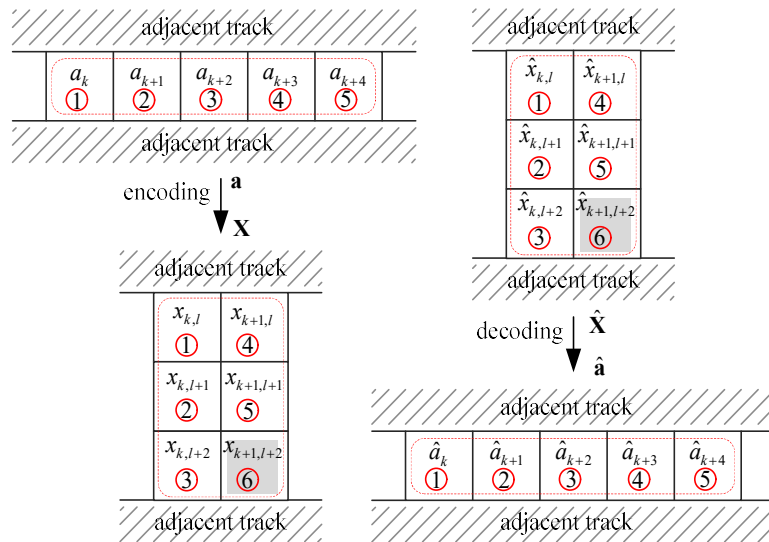
รูปที่ 2.9: การเข้ารหัสแบบสองมิติที่อัตรารหัสเท่ากับ 7/9 [11]

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

แต่เนื่องจากการออกแบบรหัสทั้ง 2 แบบที่กล่าวก่อนหน้านี้ ถูกออกแบบเพื่อช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบ without overshoot ซึ่งเทคโนโลยีนี้ปัจจุบันไม่มีใช้แล้ว จึงได้เปลี่ยนเป็นช่องสัญญาณการบันทึกข้อมูลแบบ with overshoot [12] การรบกวนซึ่งกันและกันของข้อมูลในบิตข้างเคียงก็จะแตกต่างกันออกไป ทำให้สัญญาณอ่านกลับมีรูปแบบที่แตกต่างดังแสดงในรูปที่ 2.10 ดังนั้นคณะผู้วิจัยจึงได้ทำการออกแบบการเข้ารหัสข้อมูลด้วยรหัสมอดดูเลชันแบบสองมิติที่มีความซับซ้อนต่ำ อัตรารหัสข้อมูลสูง และมีประสิทธิภาพในการจัดการ/หลีกเลี่ยง/ลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างแทร็กสำหรับระบบการบันทึกเชิงแม่เหล็ก BPMR ซึ่งแนวคิดการเข้ารหัสแสดงในรูปที่ 2.11 โดยมีหลักการดังนี้ ลำดับข้อมูล a_k ที่ต้องการบันทึกจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแบบสองมิติ คือเปลี่ยนจากข้อมูล 1 แทร็ก เป็นข้อมูล 3 แทร็ก เพื่อเลี่ยงรูปแบบข้อมูลต้องห้าม (forbidden pattern) เช่น $[+1 \ -1 \ +1]^T$ หรือ $[-1 \ +1 \ -1]^T$ ซึ่งรูปแบบของข้อมูลในแนวแทร็กสามารถรับประกันได้ว่าผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดระหว่างแทร็กจะไม่เกิดขึ้น จากการศึกษาในเบื้องต้นพบว่ารูปแบบที่เป็นไปในที่จะนำมาสร้างเป็นรหัสข้อมูลมีทั้งหมด 32 รูปแบบ (patterns) ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ซึ่งรูปแบบเหล่านี้จะถูกนำมาสร้างเป็นตารางเพื่อการเข้ารหัสข้อมูลต่อไป



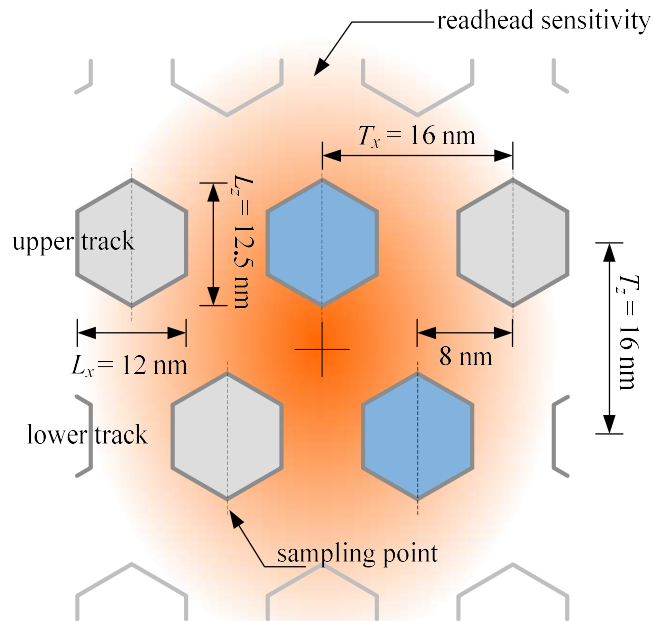
รูปที่ 2.10: สัญญาณอ่านกลับของ (a) บิตข้อมูลเดี่ยว (b) กรณีที่ดีที่สุด เมื่อบิตข้อมูล '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิตข้อมูล '1' และ (c) กรณีที่ด้อยที่สุด เมื่อบิตข้อมูล '1' ถูกล้อมรอบด้วยบิตข้อมูล '-1'



รูปที่ 2.11: วิธีการเข้ารหัสข้อมูลด้วยรหัสมอดดูเลขฐานแบบสองมิติด้วยอัตรารหัส 5/6

C_1 <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	-1	-1	-1	-1	-1	-1	C_2 <table><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	-1	1	-1	-1	-1	-1	C_7 <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	-1	-1	-1	-1	1	-1	C_3 <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	-1	-1	-1	-1	-1	1	C_6 <table><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	-1	1	-1	1	1	-1	C_{13} <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	-1	-1	1	-1	1	1	C_{14} <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	-1	-1	-1	1	1	1	C_{21} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	-1	1	-1	-1
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	1																																																						
-1	-1																																																						
-1	1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
-1	1																																																						
-1	-1																																																						
C_4 <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	-1	-1	-1	-1	-1	C_8 <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	-1	-1	-1	-1	C_9 <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	-1	-1	-1	-1	1	1	C_{17} <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	-1	1	-1	-1	-1	C_{12} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	1	-1	-1	-1	C_{22} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	1	1	-1	-1	C_{23} <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	-1	-1	1	1	1	1	C_{28} <table><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	-1	1	-1	1	1	1
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	1																																																						
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
1	1																																																						
C_5 <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	-1	1	-1	-1	C_{10} <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	-1	-1	1	-1	1	-1	C_{11} <table><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	-1	-1	-1	1	-1	1	C_{18} <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	1	-1	-1	-1	-1	1	C_{16} <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	1	-1	1	-1	1	1	C_{24} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	1	1	-1	1	-1	1	C_{25} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	1	-1	1	-1	C_{29} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	1	1	1	1	1	-1
1	1																																																						
-1	1																																																						
-1	-1																																																						
-1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
1	-1																																																						
-1	-1																																																						
-1	1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
1	1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
1	-1																																																						
C_{12} <table><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	-1	1	-1	-1	1	-1	C_{19} <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr></table>	1	-1	1	-1	1	-1	C_{20} <table><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	-1	1	-1	1	-1	1	C_{27} <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	1	-1	1	-1	-1	1	C_{26} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>-1</td><td>1</td></tr></table>	1	1	1	1	-1	1	C_{30} <table><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	1	-1	1	1	1	1	C_{31} <table><tr><td>-1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	-1	1	1	1	1	1	C_{32} <table><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	1	1	1	1	1	1
-1	1																																																						
-1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
-1	1																																																						
1	-1																																																						
1	-1																																																						
-1	1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
-1	1																																																						
1	-1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
-1	1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						
1	1																																																						

รูปที่ 2.12: ตัวอย่างคำรหัสที่ได้จากการออกแบบซึ่งเป็นรูปแบบข้อมูลที่ปราศจากรูปแบบต้องห้ามดังนั้นจึงไม่ก่อให้เกิดการแทรกสอดระหว่างแทร็กที่รุนแรง



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างบิตแพทเทิร์นมีเดียกริดแบบเยื้องที่ 2.5 Tb/in^2 ถูกปกคลุมด้วยผลตอบสนองความไวของหัวอ่าน [13]

ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาโอแลนด์รูปทรงหกเหลี่ยมมีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 12 นาโนเมตร ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของแต่ละโอแลนด์เท่ากับ 16 นาโนเมตร จึงได้เป็นความหนาแน่นเชิงพื้นที่เท่ากับ 2.5 เทราบิตต่อตารางนิ้ว ในรูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างบิตแพทเทิร์นมีเดียกริดแบบเยื้องที่ซึ่งถูกปกคลุมด้วยผลตอบสนองความไวของหัวอ่าน (Read-head sensitivity response) [13] โดยในการจำลองกำหนดให้พิกเซลมีขนาด 0.01×0.01 ตารางนาโนเมตร โดยโอแลนด์ทรงหกเหลี่ยมเกิดจากพิกเซลประกอบกันจนได้ตามขนาดที่ต้องการ การจำลองเปอร์เซ็นต์ความผันผวนของตำแหน่งของโอแลนด์กำหนดโดย

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

โดย $T_{\text{fluctuation}}$ คือ ระยะความผันผวนที่มากที่สุดระหว่างจุดศูนย์กลางของโอแลนด์อุดมคติ กับ จุดศูนย์กลางของโอแลนด์จริง โดยระยะดังกล่าวมีการกระจายตัวแบบปกติ และ T_x คือ ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของแต่ละโอแลนด์ ส่วนการจำลองเปอร์เซ็นต์ความผันผวนของขนาดของโอแลนด์กำหนดได้โดย

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

โดย $L_{\text{fluctuation}}$ คือ ความกว้างที่เป็นไปได้ของโอแลนด์จริง เทียบกับ ความกว้างของโอแลนด์อุดมคติ มีการกระจายตัวแบบปกติ L_x คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของโอแลนด์

ในงานวิจัยนี้สัญญาณอ่านกลับได้มาจากการคอนโวลูชันแบบ 2 มิติระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็ก กับ ผลตอบสนองความไวของหัวอ่านที่ครอบคลุมแตรีกข้อมูลที่ต้องการอ่านรวมทั้งแตรีกข้างเคียงด้วย โดยตำแหน่งจุดศูนย์กลางของผลตอบสนองความไวของหัวอ่านจะอยู่ระหว่างกึ่งกลางของแตรีกข้อมูล 2 แตรีกดังรูปที่ 2.13 จากนั้นสัญญาณอ่านกลับที่ได้ยังถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวน ซึ่งจำลองมาจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN: Additive-white Gaussian noise) มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 และความแปรปรวนเท่ากับ σ^2 สุดท้ายสัญญาณอ่านกลับที่ได้นั้นจะถูกชักตัวอย่างข้อมูลแบบเกินจริง โดยตำแหน่งของการชักตัวอย่างข้อมูลนั้นจะเป็นตำแหน่งจุดศูนย์กลางของแต่ละโอแลนด์ของทั้ง 2 แตรีกข้อมูลดังแสดงในรูปที่ 2.13

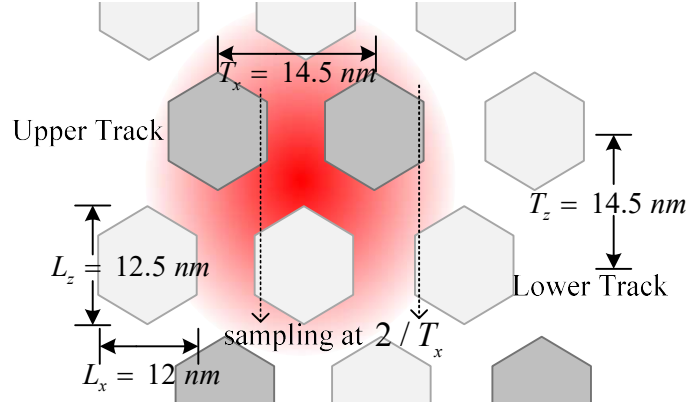
References

- [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. Keskinöz, "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

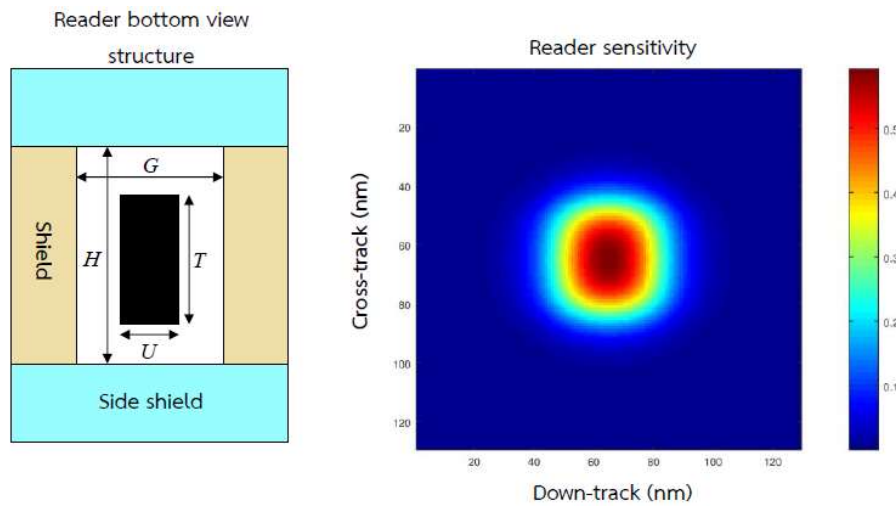
รูปแบบของการทดลองนั้น จะทำการออกแบบสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลและแบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้เทคนิคการซัดตัวอย่างเกินจริง (Oversampling) กับเทคนิคควรจะเป็นสูงสุดของผลตอบสนองบางส่วน (PRML) ร่วมกัน โดยเทคนิคการอ่านหลายแทร็ก (multi-track reading technique: MRT) คือรูปแบบการอ่านหลายแทร็กด้วยหัวอ่านเดียว ดังที่แสดงในรูปที่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

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

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

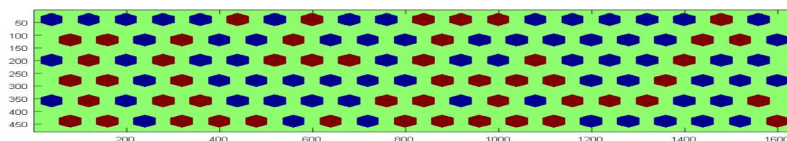
$$\alpha_k = \left\langle (H, G, T, U, h_m, t_m, t_s)', w_k \right\rangle \quad (3.2)$$

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

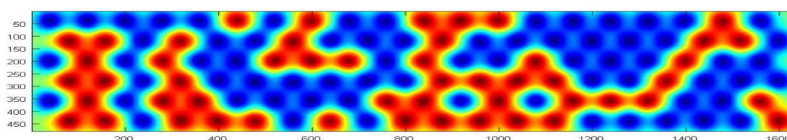


รูปที่ 3.2 การจำลองฟังก์ชันความอ่อนไหวของหัวอ่าน (Reader sensitivity)

จากฟังก์ชันความอ่อนไหวของหัวอ่านนั้น เมื่อนำเอาหัวอ่านดังกล่าวไปอ่านแผ่นบันทึกข้อมูลที่ได้แสดงในรูปที่ 3.3 จะได้สัญญาณอ่านกลับดังรูปที่ 3.4 ซึ่งแสดงในรูปแบบสัญญาณอ่านกลับแบบสองมิติ ทำได้โดยการอ่านในตำแหน่งต่างๆ ในแนวขวางแตร็กแล้วนำมาพล็อตรวมกันเป็นแผนภาพ หากต้องการสัญญาณอ่านกลับหนึ่งมิติจะสามารถทำได้โดยการเลือกสัญญาณในตำแหน่งขวางแตร็กที่ต้องการเพียงเท่านั้นก็ได้

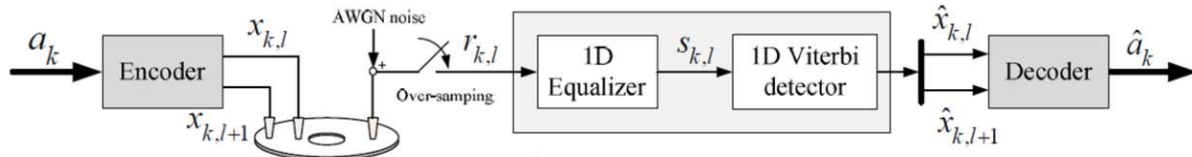


รูปที่ 3.3 รูปการจำลองแผ่นบันทึกข้อมูลทางแม่เหล็ก



รูปที่ 3.4 สัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านในรูปที่ 3.2 อ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูลในรูปที่ 3.3

3.2 การออกแบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซ์โกนอล

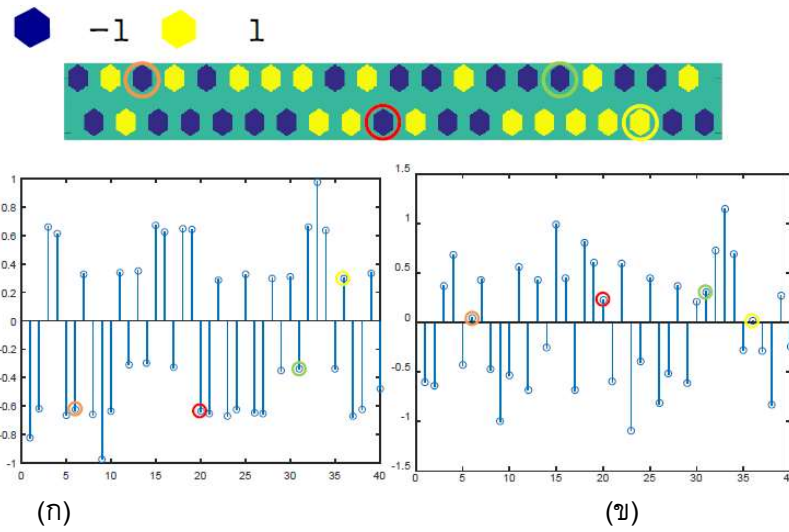


รูปที่ 3.5 แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซ์โกนอลที่ใช้เทคนิค MRT

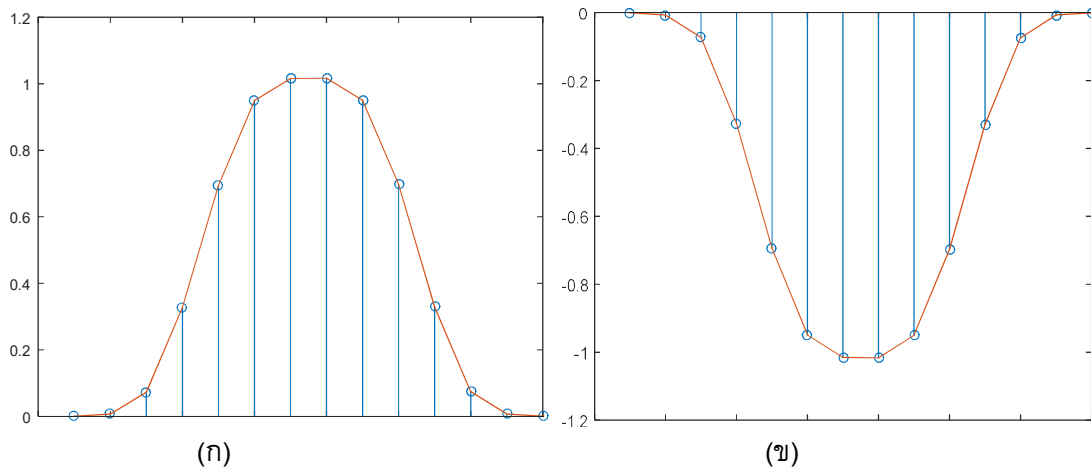
แบบจำลองช่องสัญญาณของสำหรับสื่อบันทึกแบบเฮกซ์โกนอลแบบเยื้องโดยรูปแบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่พิจารณาในการทดลองนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ในการทดลองนี้ได้พิจารณาการวางบิตไอลแลนด์แบบเยื้องที่เป็นรูปหกเหลี่ยมซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 12 nm และคาบของบิต (bit period) T_x 16.0 nm และ 14.5 nm ซึ่งสอดคล้องกับความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของ 2.5 และ 3.0 Tb/in² โดยทำการสุ่มข้อมูลอินพุตแบบไบนารี $a_k \in \{\pm 1\}$ เป็นการเข้ารหัสโดยวิธีการเข้ารหัสที่ได้นำเสนอเพื่อให้ได้ข้อมูล 2 แทร็ก $\{x_{k,l}, x_{k,l+1}\}$ ก่อนที่จะบันทึกลงบนสื่อบันทึก ส่วนที่ภาครับ สัญญาณอ่านกลับมาจากตัวดำเนินการคอนโวลูชันสองมิติ (2D convolution) ระหว่างสภาพความเป็นแม่เหล็กของสื่อบันทึกและฟังก์ชันผลตอบสนองของหัวอ่าน ดังนั้นผู้วิจัยได้ใช้เทคนิคควรจะเป็นสูงสุดของผลตอบสนองบางส่วน (PRML) และเทคนิคการซัดตัวอย่างเกินจริง (Oversampling) ร่วมกัน สำหรับตรวจสอบข้อมูลหลังจากอ่านข้อมูลจากสื่อบันทึก โดยอัตราการซัดตัวอย่างเกินจริงจะอยู่ที่คาบเวลาประมาณสมบูรณ์แบบ (perfect timing) $0.5T_x$ หลังจากนั้น ลำดับข้อมูลของสัญญาณอ่านกลับจะถูกอีควอไลด้วยอีควอไลเซอร์หนึ่งมิติเพื่อให้ได้ลำดับข้อมูลที่ผ่านการอีควอไล $s_{k,l}$ และจะถูกป้อนเข้าสู่วงจรตรวจหาวิเทอร์บีหนึ่งมิติ (VD) ไปยังลำดับข้อมูลที่ถูกรับไว้ $\hat{x}_{k,l}$ โดยลำดับข้อมูลนี้จะถูกแยกออกเป็น 2 แทร็กก่อนที่จะถูกส่งต่อไปยังตัวถอดรหัสมอดูเลชัน เพื่อหาลำดับข้อมูลอินพุต $\hat{a}_k$ ที่ควรจะเป็นมากที่สุด

3.3 การออกแบบการเข้ารหัสและถอดรหัสมอดูเลชันอัตรารหัส 5/6

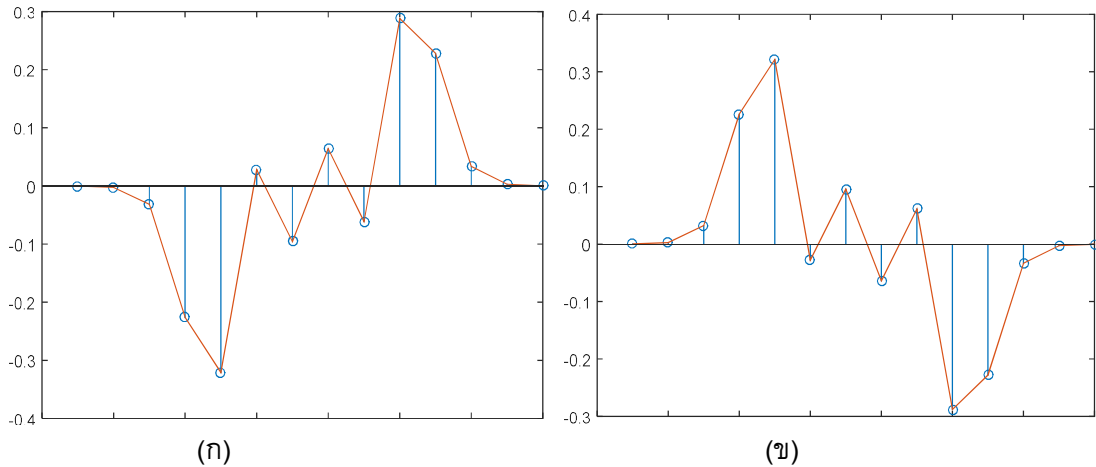
การออกแบบการเข้ารหัสและการถอดรหัสนั้นได้ศึกษาและทำการตรวจสอบรูปแบบของข้อมูลที่จะมีรูปแบบของการเกิดข้อผิดพลาดที่ทำให้เกิดค่าแอมพลิจูดที่ผิดพลาด ซึ่งในการศึกษาพบว่าส่วนใหญ่จะปรากฏเมื่อบิตมีลักษณะตรงข้ามกันกับบิตข้างๆ เช่น $[x_{k,l}, x_{k,l+1}, x_{k+1,l}]$, ซึ่งมันอาจจะเป็นไปได้ ดังนี้ $[1, -1, 1]$ หรือ $[-1, 1, -1]$ ดังนั้นรูปที่ 3.6 รูปแบบเหล่านี้จึงถูกกำหนดให้เป็นรูปแบบที่ต้องห้ามซึ่งจะไม่ได้รับอนุญาตให้บันทึกลงในสื่อบันทึก โดยใช้เงื่อนไขนี้เพื่อกำหนดและค้นหาแบบของข้อมูลที่มีความเป็นไปได้และเหมาะสม ดังนั้นจึงได้ทำการเลือกรูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด 32 รูปแบบ จากรูปแบบข้อมูลทั้งหมด 64 รูปแบบซึ่งจะได้เป็นคำรหัส (codewords)



รูปที่ 3.6 รูปแบบของการเกิดข้อผิดพลาดที่ทำให้เกิดค่าแอมพลิจูดที่ผิดพลาด (ก) ค่าแอมพลิจูดก่อนได้รับสัญญาณรบกวน (ข) ค่าแอมพลิจูดที่ถูกกลบตอนจากสัญญาณรบกวน



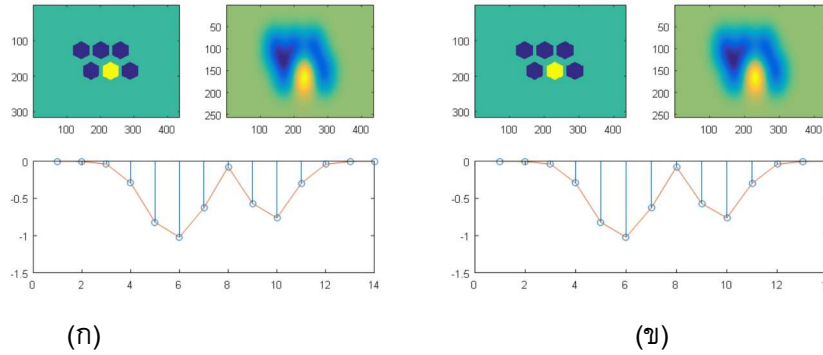
รูปที่ 3.7 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตที่มีสถานะเดียวกันอยู่เกาะกลุ่มกัน (ก) บิตที่มีสถานะเป็น 1 ทั้งหมด (ข) บิตที่มีสถานะเป็น -1 ทั้งหมด



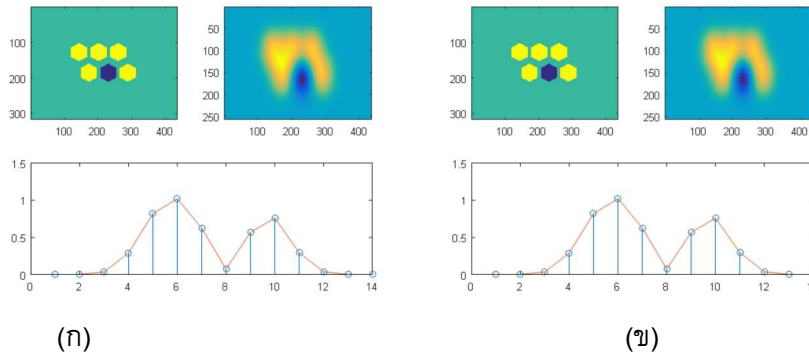
รูปที่ 3.8 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอ่านกลับของบิตที่มีสถานะตรงข้ามกันอยู่ (ก) บิตที่มีสถานะเป็น 1 กับ -1 สลับกัน (ข) บิตที่มีสถานะเป็น -1 กับ 1 สลับกัน

การเลือกรูปแบบข้อมูลที่ดีที่สุด 32 รูปแบบ จากรูปแบบข้อมูลทั้งหมด 64 รูปแบบที่จะได้เป็นคำรหัส (codewords) นั้นจะมีหลักการเลือก คือให้บิตที่มีสถานะเดียวกันอยู่เกาะกลุ่มกันให้มากที่สุดเท่าที่ทำได้ เนื่องจากบิตที่มีสถานะเดียวกันจะทำให้เกิดการส่งเสริมของค่าแอมพลิจูด (amplitude) ของสัญญาณอ่านกลับจะมีค่าแอมพลิจูดที่สูงมากดังรูปที่ 3.7 และจะทำการหลีกเลี่ยงบิตที่มีสถานะตรงข้ามกันเกาะกลุ่มกัน 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 $[-1 -1 -1 1 -1 -1]$ โดยจะทำการแสดงตัวอย่างตั้งแต่ขั้นตอนการจำลองสื่อบันทึกที่บันทึกบิตข้อมูลที่กล่าวข้างต้น ขั้นตอนมาคือสัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านในรูปที่ 3.2 อ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูลที่บันทึกบิตข้อมูลที่กล่าวข้างต้น และขั้นตอนสุดท้ายคือสัญญาณอ่านกลับจะมีค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลที่กล่าวข้างต้น ซึ่งพบว่าบิตในตำแหน่งที่ 4 จะถูกลดทอนจากบิตข้างๆ ที่มีสถานะตรงข้ามกันทำให้เกิดการให้ค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลนั้นผิดพลาด หากต้องการอ่านบิตข้อมูลในตำแหน่งนั้นเพียงตำแหน่งเดียว แต่ในทางกลับกันการออกแบบคำรหัส (codewords) ที่นำเสนอ นั้นจะทำการดูจากสัญญาณอ่านกลับของค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลเป็นภาพรวมทั้งหมดจึงทำให้เป็นคำรหัสที่อยู่ในรูปแบบข้อมูลที่ดีดังแสดงในรูปที่ 3.9 และ รูปที่ 3.10



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

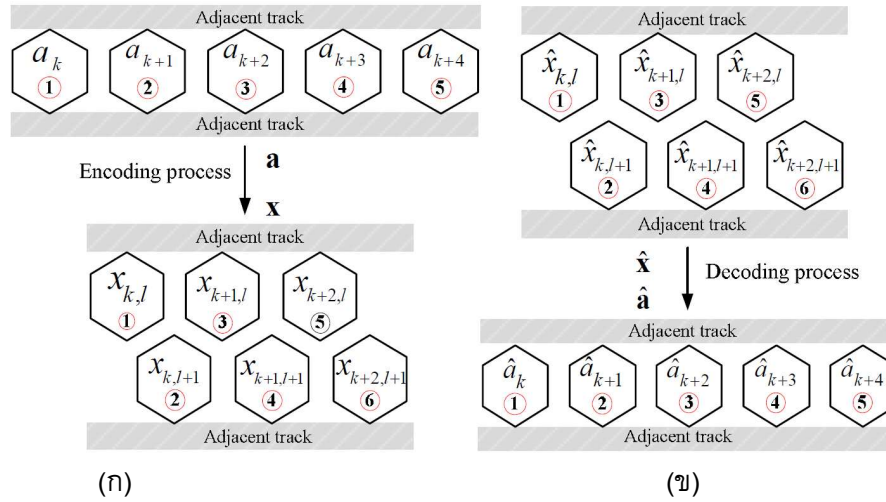


รูปที่ 3.10 การจำลองสื่อบันทึกที่บันทึกบิตข้อมูล [1 1 1 -1 1 1] (ก) สัญญาณอ่านกลับสองมิติเมื่อใช้หัวอ่านอ่านบนแผ่นบันทึกข้อมูล (ข) สัญญาณอ่านกลับของค่าแอมพลิจูดของบิตข้อมูลนั้นๆ

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 3.111 (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 ตารางค้นหาสำหรับสลับบันทึกแบบเฮกซะโกนอล (look-up table)

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
-1	-1	-1	-1	-1	C_1
-1	-1	-1	-1	1	C_9
-1	-1	-1	1	-1	C_{10}
-1	-1	-1	1	1	C_{18}
-1	-1	1	-1	-1	C_2
-1	-1	1	-1	1	C_3
-1	-1	1	1	-1	C_{11}
-1	-1	1	1	1	C_{19}
-1	1	-1	-1	-1	C_4
-1	1	-1	-1	1	C_{12}
-1	1	-1	1	-1	C_{25}
-1	1	-1	1	1	C_{20}
-1	1	1	-1	-1	C_{17}
-1	1	1	-1	1	C_{13}
-1	1	1	1	-1	C_5
-1	1	1	1	1	C_{21}
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
1	-1	-1	-1	-1	C_{29}
1	-1	-1	-1	1	C_6
1	-1	-1	1	-1	C_{28}
1	-1	-1	1	1	C_{27}
1	-1	1	-1	-1	C_{26}
1	-1	1	-1	1	C_{16}
1	-1	1	1	-1	C_{24}
1	-1	1	1	1	C_{14}
1	1	-1	-1	-1	C_{22}
1	1	-1	-1	1	C_{30}
1	1	-1	1	-1	C_{31}
1	1	-1	1	1	C_7
1	1	1	-1	-1	C_{15}
1	1	1	-1	1	C_{23}
1	1	1	1	-1	C_8
1	1	1	1	1	C_{32}

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

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.

บทที่ 4

ผลการทดลองและการวิเคราะห์

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอผลการจำลองที่ได้จากการออกแบบรูปแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันทั้งในสื่อบันทึกแบบกริดมูมจากและสื่อบันทึกแบบเยื้องรวมไปถึงการอธิบายถึงคุณลักษณะของแต่ละพารามิเตอร์ที่นำมาใช้ในการออกแบบทดลองวัดประสิทธิภาพของระบบต่างๆ ซึ่งผลการจำลองของงานวิจัยนี้จะพิจารณาค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2.5 และ 3.0 Tb/in² โดยกำหนดให้ระยะห่างระหว่างบิต T_x และระยะห่างระหว่างแทร็ก T_z เท่ากับ 16 และ 14.5 nm ตามลำดับ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้สมการที่ 2.7 ที่ได้กล่าวในบทก่อนหน้านี้ รวมทั้งในตารางที่ 2.1 ซึ่งจะแสดงถึงค่า T_x และ T_z ในค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (AD) นั้นๆ และเพื่อให้เกิดการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบต่างๆ ที่เท่าเทียมกันนั้น จะใช้ค่าความหนาแน่นใช้งาน (UD: user density) ที่เท่ากันเพื่อวัดประสิทธิภาพของระบบ ในงานวิจัยนี้จะใช้ค่าความหนาแน่นใช้งาน (UD) เท่ากันที่ 2.5 Tb/in² โดยค่า UD สามารถคำนวณได้จาก

$$\text{User density (UD)} = AD \times R \quad (4.1)$$

เมื่อ $R = 5/6$ คืออัตรารหัส (code rate) ของรหัสมอดูเลชันที่นำเสนอในงานวิจัย ซึ่งอัตรารหัสจะมีค่าเท่ากับ 0.833 ทั้งนี้ การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบจะถูกกำหนดให้อยู่ในรูปแบบของค่าอัตราข้อผิดพลาดของบิต (BER: bit-error rate) ต่อค่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (SNR: signal to noise ratio) ซึ่งในทางปฏิบัติ ค่า SNR ในสัญญาณอ่านกลับจะสัมพันธ์กับจำนวนเกรนต่อบิตเซลล์ (bit cell) ซึ่งค่า SNR ที่ได้จะมีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB: deciBel) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

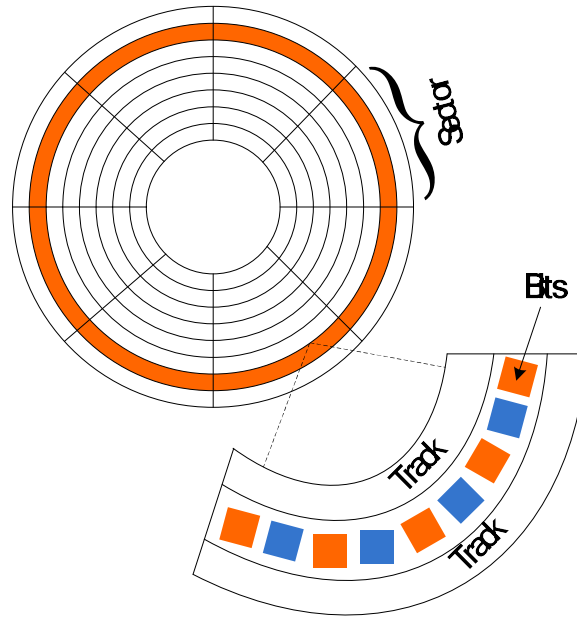
$$\text{SNR} = 10 \log_{10}(1 / R\sigma^2) \quad (4.2)$$

เมื่อค่า σ คือส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณรบกวน R คืออัตรารหัส (code rate) และ 1 คือค่าของแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณอ่านกลับ ในงานวิจัยนี้จะให้มีค่าเป็น 1

4.1 สมรรถนะของการเข้ารหัสมอดูเลชันในสื่อบันทึกแบบกริดมูมจาก

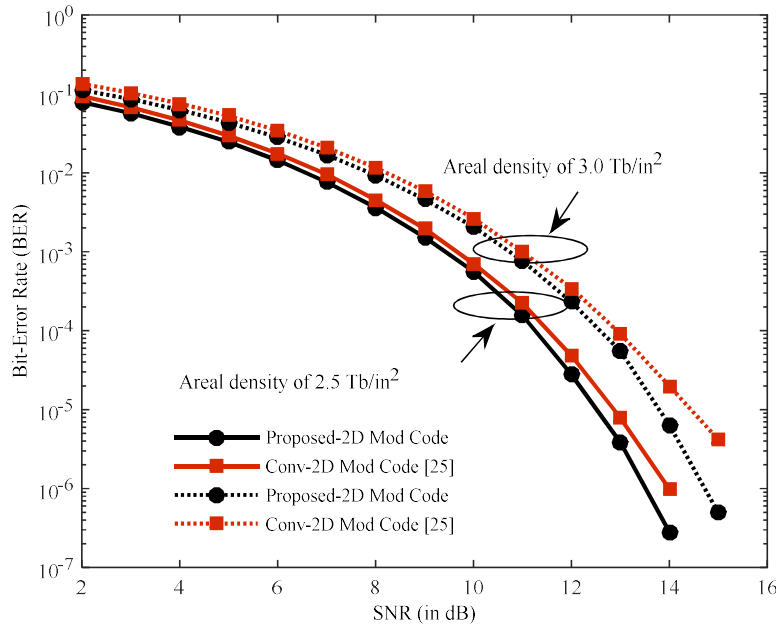
สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปที่ 4.2 จะเป็นการแสดงการเปรียบเทียบของระบบในรูปแบบของค่า BER กับค่า SNR ของการออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันสำหรับหัวอ่านบันทึกแม่เหล็กหลายหัวลงในสื่อบันทึกแบบที่เป็นกริดมูมจาก ซึ่งค่า SNR หาได้จากสมการที่ (4.2) มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) และจะใช้ทาร์เก็ต (Target) แบบสองมิติที่มีขนาดของทาร์เก็ตแบบ 3x3 และอีควอลไลเซอร์แบบสองมิติขนาด 3x7 ซึ่งถูกออกแบบโดยวิธีการหาค่า

ผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (MMSE) ที่ทำให้ระบบเกิดอัตราบิตผิดพลาด (BER) เท่ากับ 10^{-4} และกำหนดให้ 1 เซกเตอร์ (sector) มี 4096 บิต ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ขนาดของเซกเตอร์ในแผ่นมีเดีย

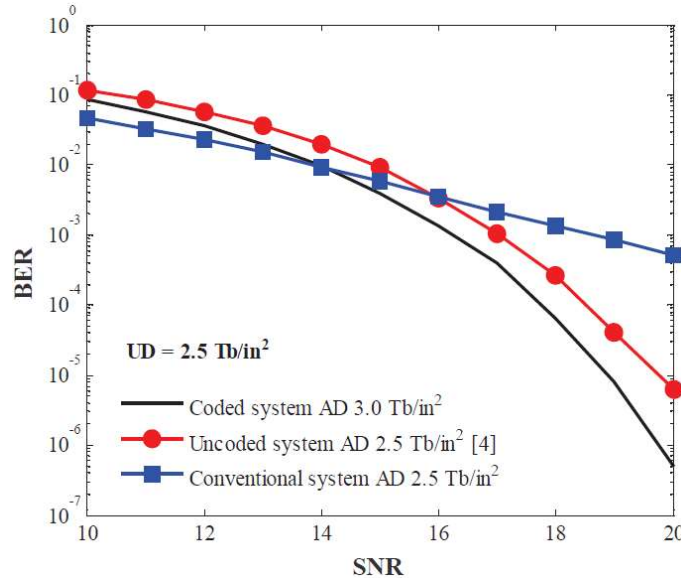
รูปที่ 4.2 แสดงอัตราบิตผิดพลาดของระบบ โดยให้ระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบทั่วไป [1] จะนิยามว่า “Conv-2D Mod Code” กับระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอจะนิยามว่า “Proposed-2D Mod Code” โดยพิจารณา ณ ความหนาแน่นเชิงพื้นที่ที่เท่ากัน (AD) 2.5 และ 3.0 Tb/in² ตามลำดับพบว่าระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอให้สมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบทั่วไป [1] โดยที่ระบบที่นำเสนอมีสมรรถนะดีกว่าระบบที่เข้ารหัสแบบทั่วไปอยู่ที่ประมาณ 0.4 dB ที่ BER= 1×10^{-5} และมีค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 2.5 Tb/in² ($T_x = T_z = 16$ nm) และอยู่ที่ประมาณ 0.8 dB เมื่อมีค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงขึ้น (ที่ค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่ 3.0Tb/in² $T_x = T_z = 14.5$ nm) แสดงว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดได้เป็นอย่างดี ทั้งนี้เนื่องจากรหัสที่ออกแบบมาสามารถลดความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (ITI) ได้มากกว่าและวิธีการระบุตำแหน่งข้อมูลของคำรหัส (codeword) ทั้งในการเข้าและถอดรหัสร่วมกัน จะยิ่งช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของการเข้ารหัสและการถอดรหัสให้มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น จากกระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสจากรูปแบบการเข้ารหัสแบบทั่วไปที่ไม่ได้ระบุตำแหน่งข้อมูลอีกด้วย [1]



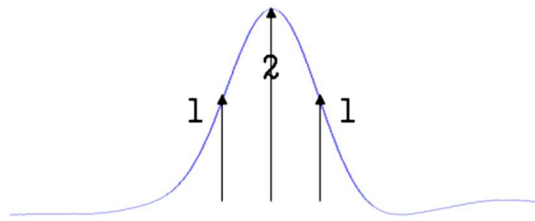
รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การเข้ารหัสมอดูเลชันสำหรับหัวอ่านบันทึกแม่เหล็กหลายหัวลงในสื่อบันทึกแบบกริดมุมฉากในระบบต่างๆ ที่ $UD = 2.5 \text{ Tb/in}^2$

4.2 สมรรถนะการเข้ารหัสมอดูเลชันที่มีสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอล

สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปที่ 4.3 จะเป็นการแสดงการเปรียบเทียบของระบบในรูปแบบของค่า BER กับค่า SNR ของการออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันโดยใช้เทคนิครูปแบบการอ่านหลายแทร็กด้วยหนึ่งหัวอ่านที่มีสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลซึ่งค่า SNR หาได้จากสมการที่ (4.2) มีหน่วยเป็นเดซิเบล (decibel: dB) เมื่อ σ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณเกาเซียนสีขาว และจะใช้ทาร์เก็ต (Target) แบบหนึ่งมิติที่เป็นทาร์เก็ตแบบ [1 2 1] ดังรูปที่ 4.4 และอีควอไลเซอร์แบบหนึ่งมิติขนาด 1×1 ซึ่งถูกออกแบบโดยเทคนิคควรจะเป็นสูงสุดของผลตอบสนองบางส่วน (PRML) และกำหนดขนาดของบิตไอลแลนด์แบบเยื้องที่เป็นรูปหกเหลี่ยมซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 12 nm และคาบของบิต (bit period) $T_x = 16.0 \text{ nm}$ และ 14.5 nm ซึ่งสอดคล้องกับความหนาแน่นเชิงพื้นที่ของ 2.5 และ 3.0 Tb/in^2 ตามลำดับ



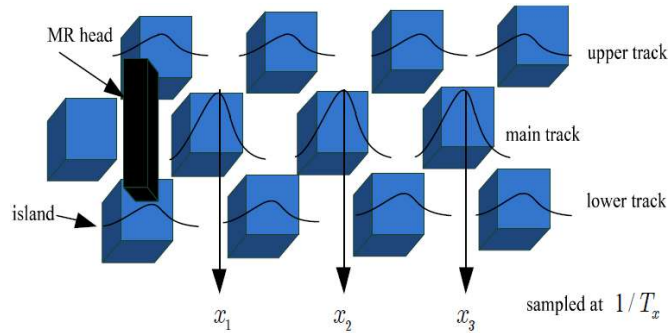
รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้การเข้ารหัสมอดูเลชันโดยใช้เทคนิครูปแบบการอ่านหลายแทร็ก ด้วยหนึ่งหัวอ่านที่มีสปีดบันทึกแบบเฮกซะโกนอลระบบต่างๆ ที่ $UD = 2.5 \text{ Tb/in}^2$



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองบางส่วนและทาร์เก็ตแบบ PR2 [2]

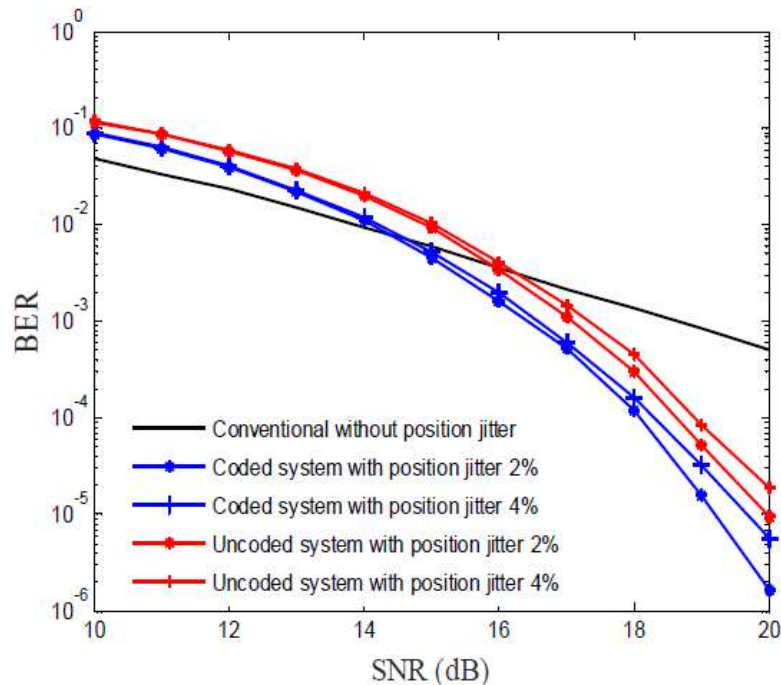
โดยให้ระบบที่ใช้การอ่านแบบทั่วไปจะนิยามว่า “Conventional system” ระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอจะนิยามว่า “Coded system” และระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสมอดูเลชันจะนิยามว่า “Uncoded system” โดยพิจารณา ณ ความหนาแน่นใช้งานที่เท่าๆกัน (UD) 2.5 Tb/in^2 เพื่อให้เกิดการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เท่าเทียมกันพบว่าระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอในอัตรารหัส $5/6$ ให้สมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสมอดูเลชัน [3] เนื่องจากรหัสที่ออกแบบมาสามารถลดความรุนแรงของการแทรกสอดแบบสองมิติได้ดีกว่า และวิธีการระบุตำแหน่งข้อมูลของคำรหัส (codeword) ทั้งในการเข้ารหัสและถอดรหัสร่วมกันนั้นจะยิ่งทำให้ระบบมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสมอดูเลชัน ถึงแม้ว่าระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสมอดูเลชันได้ใช้เทคนิคการจะเป็นสูงสุดของผลตอบสนองบางส่วน (PRML) และเทคนิคการซัดตัวอย่างเกินจริง (Oversampling) ร่วมกันสำหรับตรวจสอบข้อมูลหลังจากอ่านข้อมูลจากสปีดบันทึกแล้วและยังได้ออกแบบสปีดบันทึกแบบเฮกซะโกนอลเพื่อช่วยบรรเทาการแทรกสอดแบบสองมิติแต่ก็ยังให้ประสิทธิภาพไม่มาพอเมื่อเทียบกับระบบที่ได้นำเสนอแต่ก็มีประสิทธิภาพ

มากกว่าระบบที่ใช้การอ่านแบบทั่วไป และหากนำระบบที่นำเสนอมาเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้การอ่านแบบทั่วไปจะยิ่งให้สมรรถนะของระบบที่ดียิ่งขึ้นไปอีก ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ระบบที่ใช้การอ่านแบบทั่วไป [4]

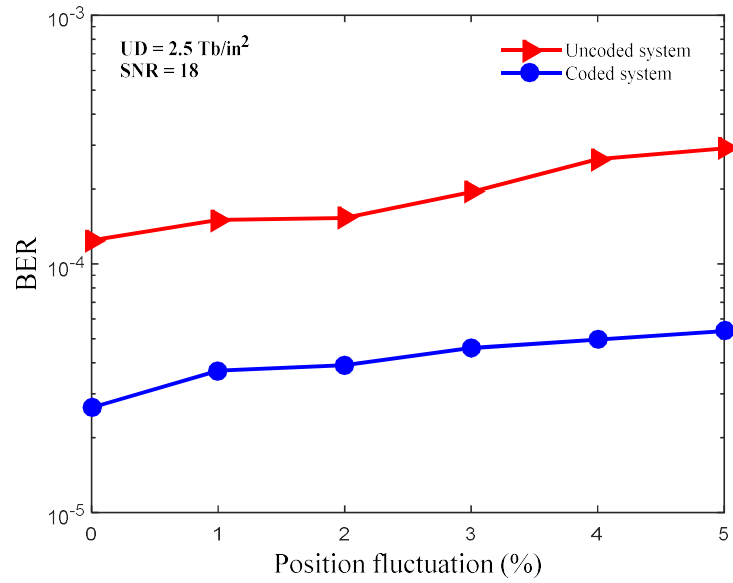
ส่วนการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบรูปที่ 4.6 นั้นจะเป็นการแสดงของระบบในรูปแบบของค่า BER กับค่า SNR เมื่อระบบได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสีบ้นที่กจากความผันผวนของตำแหน่งที่ 2% และ 4% ทั้งในระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีการเข้ารหัสมอดูเลชัน“Uncoded system with position jitter”กับระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอ “Coded system with position jitter” ส่วนระบบที่ใช้การอ่านข้อมูลแบบทั่วไป“Conventional without position jitter” จะไม่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสีบ้นที่ก พบว่าระบบที่ใช้การอ่านข้อมูลแบบที่นำเสนอทั้งแบบที่เข้ารหัสมอดูเลชันและไม่ได้เข้ารหัสมอดูเลชันนั้น ถึงแม้ว่าจะได้รับผลกระทบจาก สัญญาณรบกวนสีบ้นที่กจากความผันผวนของตำแหน่งที่ 2% และ 4% ก็ยังคงให้สมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้การอ่านข้อมูลแบบทั่วไป และจะให้สมรรถนะที่ดียิ่งขึ้นหากระบบที่ใช้การอ่านข้อมูลแบบที่นำเสนอได้ถูกเข้ารหัสมอดูเลชันด้วยรูปแบบที่ได้นำเสนออีกด้วย



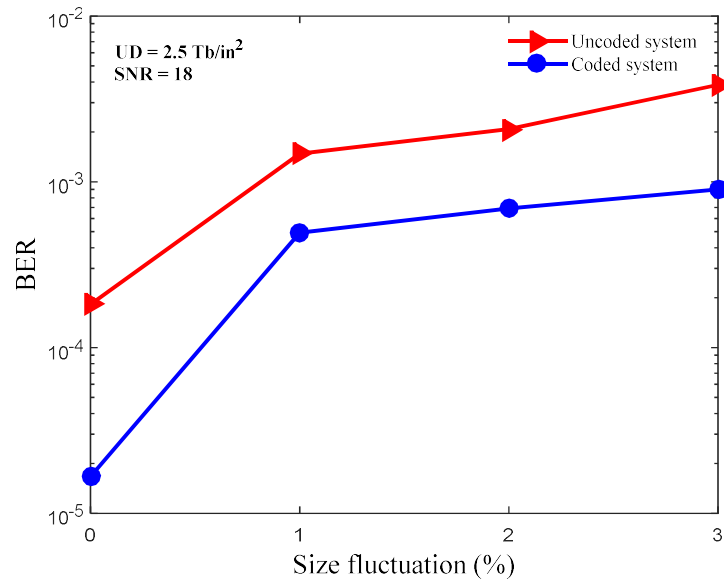
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบแบบต่างๆ ซึ่งได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสลับกันที่เกิดจากความผันผวนของตำแหน่งที่ 2% และ 4% ณ UD = 2.5 Tb/in²

นอกจากนี้เพื่อเป็นการเพิ่มความมั่นใจและแสดงประสิทธิภาพให้กับระบบที่ได้นำเสนอ จะทำการเปรียบเทียบจากผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสลับกันที่เกิดจากความผันผวนของตำแหน่งและขนาด การแสดงสมรรถนะของระบบจะอยู่ในรูปแบบของค่า SNR กับค่า ($P_{\text{fluctuation}}$) และ ($S_{\text{fluctuation}}$) สำหรับความผันผวนของตำแหน่งและขนาดตามลำดับ (มีหน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์ %) ของระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีการเข้ารหัสมอดูเลชัน “Uncoded system” กับระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอ “Coded system” ที่ความหนาแน่นใช้งาน (UD) 2.5 Tb/in² ทั้งสองระบบเพื่อให้เกิดการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เท่าเทียมกัน ซึ่งการหาค่าความผันผวนของตำแหน่งและขนาด

จากรูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.8 แสดงให้เห็นว่าที่ความหนาแน่นใช้งาน (UD) 2.5 Tb/in² และที่ค่า SNR 18 dB นั้นระบบที่ใช้การออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันแบบที่นำเสนอ “Coded system” นั้นยังคงให้สมรรถนะประสิทธิภาพของระบบได้ดีกว่าระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีการเข้ารหัสมอดูเลชัน “Uncoded system” แม้จะถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนสลับกันที่เกิดจากความผันผวนของตำแหน่งที่ลำดับของเปอร์เซ็นต์ 0% จนกระทั่ง 5% และความผันผวนของขนาดที่ลำดับของเปอร์เซ็นต์ 0% จนกระทั่ง 3% ตามลำดับ



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบสมรรถนะของผลกระทบจากความผันผวนของตำแหน่ง



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบสมรรถนะของผลกระทบจากความผันผวนของขนาด

4.3 สรุป

ระบบที่ได้รับการออกแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันในแบบที่นำเสนอไปทั้งสองระบบนั้น จะมีสมรรถนะและประสิทธิภาพดีกว่าระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีการเข้ารหัสมอดูเลชันและดียิ่งกว่าระบบที่ใช้การอ่านข้อมูลแบบทั่วไป เนื่องจากระบบที่ได้รับการออกแบบการเข้ารหัสจะถูกกำหนดให้ไม่ทำการบันทึกรูปแบบข้อมูลที่เกิดการลดทอน (DITI) เกิดขึ้น เช่น $[1 \ -1 \ 1]$ และ $[-1 \ 1 \ -1]$ ออกซึ่งการหลีกเลี่ยงรูปแบบข้อมูลเหล่านี้ก่อนการบันทึกลงมีเดีย จะช่วยทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น และวิธีการระบุตำแหน่งข้อมูลของคำรหัส ทั้งในการเข้ารหัสและถอดรหัสร่วมกันนั้นจะยิ่งทำให้ระบบมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสมอดูเลชันนอกจากนั้นการเข้ารหัสมอดูเลชันในแบบที่นำเสนอจะช่วยจัดการกับรูปแบบที่ทำให้เกิดการแทรกสอดแบบสองมิติ สามารถเพิ่มความจุของข้อมูลในค่าความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงๆ และยังลดอัตราการเกิดข้อผิดพลาดของบิตข้อมูลในระบบได้อีกด้วย

References

- [1] C. Warisarn, A. Arrayangkool, and P. Kovintavewat, "An ITI-mitigating 5/6 modulation code for bit-patterned media recording," IEICE Trans. Electron., vol. E98-C, no. 6, pp. 528-533, Jun. 2015.
- [2] K.D. Fisher et al., "PRML detection boosts hard-disk drive capacity," IEEE Spectrum., vol. 33, issue. 11, pp. 70-76, Nov. 1996.
- [3] C. Buajong and C. Warisarn, "Multitrack reading scheme with single reader in BPMR systems," in Proc. of IEECON 2017, pp. 457-460, Pattaya, Thailand, 8-10 Mar. 2017.
- [4] สันติ กุลการขาย ชานนท์ วริสาร และปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์, "การประมวลผลสัญญาณ สำหรับ การจัดเก็บข้อมูล ดิจิทัล เล่ม 4: วงจรภาครับขึ้นสูงสำหรับ BPMR และ TDMR," เพชร เกษมพรินต์, 2560

บทที่ 5

บทสรุป

ในงานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นศึกษารูปแบบการเข้ารหัสมอดูเลชันลงในสื่อบันทึกแบบแบบกริดมูมจากและสื่อบันทึกแบบเฮกซะโกนอลสำหรับระบบบิตแพตเทิร์นมีเดียและพัฒนาการเข้ารหัสเพื่อใช้ในการป้องกันและหลีกเลี่ยงปัญหาที่เกิดจากความบกพร่องของการเข้ารหัสอย่างละเอียด รวมทั้งเน้นศึกษาการเข้ารหัสบิตข้อมูลเพื่อหลีกเลี่ยงและป้องกันผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดสองมิติ เนื่องจากระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กที่รองรับความจุของข้อมูล ความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงๆ จะเกิดปัญหาเรื่องการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ และการแทรกสอดระหว่างแทร็ค อย่างไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ โดยทั่วไปผลกระทบจากการแทรกสอดแบบสองมิติสามารถเป็นไปได้ทั้งแบบส่งเสริม และแบบลดทอน ซึ่งการแทรกสอดแบบสองมิติแบบลดทอนเป็นแบบที่ควรหลีกเลี่ยง โดยการออกแบบการนำเทคนิคควรจะเป็นสูงสุดของผลตอบสนองบางส่วน เทคนิคการชักตัวอย่างเกินจริง ร่วมกันสำหรับตรวจสอบข้อมูลหลังจากอ่านข้อมูลจากสื่อบันทึก รวมถึงเทคนิควิธีการหาค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด ที่ใช้ในการออกแบบทาร์เก็ตต่างๆรวมกับวงจรตรวจหาต่างๆอีกด้วย

ซึ่งผลการวิจัยแสดงให้เห็นว่า การจัดเรียงข้อมูลก่อนการบันทึกลงในสื่อบันทึกจะช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดสองมิติที่เกิดขึ้นในระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กและยังช่วยลดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนสื่อบันทึกได้อีกด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อระบบมีความหนาแน่นเชิงพื้นที่สูงๆ จะช่วยเพิ่มสมรรถนะของระบบให้สูงขึ้นได้เป็นอย่างมาก อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่ารูปแบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่ทางผู้วิจัยได้นำเสนอนั้น จะให้สมรรถนะที่ดีและสามารถเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ได้ รวมถึงการออกแบบรูปแบบการเข้ารหัสด้วยวิธีที่ง่ายแต่ทำให้สมรรถนะของระบบออกมาค่อนข้างดี แต่ถึงกระนั้นถ้าหากสามารถพัฒนารูปแบบการเข้ารหัสและการถอดรหัสมอดูเลชันให้ดียิ่งขึ้น ศึกษาวิธีการถอดรหัสมอดูเลชันที่สามารถถอดได้ละเอียดมีความแม่นยำสูง รวมทั้งพัฒนาอีควอไลเซอร์ที่สามารถปรับเท่าสัญญาณให้ได้ผลที่ดียิ่งขึ้นและพัฒนาวงจรตรวจหาวิเทอร์บีเพื่อหาลำดับของข้อมูลที่เป็นไปได้สูงสุดให้ละเอียดมากขึ้น หรือไม่ก็นำเทคนิคต่างๆ ที่ช่วยแก้ปัญหาทางด้านต่างๆ ของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นมาใช้ร่วมกัน ก็อาจจะช่วยแก้ปัญหาต่างๆ ของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นที่รูปแบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่ทางผู้วิจัยได้นำเสนอไม่สามารถแก้ไขปัญหาลงนี้ได้ ซึ่งอาจส่งผลให้สมรรถนะของระบบการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพตเทิร์นนั้นมีประสิทธิภาพที่ดีได้มากยิ่งขึ้น

ภาคผนวก -ก-



on Electronics

**VOL. E101-C NO. 5
MAY 2018**

The usage of this PDF file must comply with the IEICE Provisions on Copyright.

The author(s) can distribute this PDF file for research and educational (nonprofit) purposes only.

Distribution by anyone other than the author(s) is prohibited.

A PUBLICATION OF THE ELECTRONICS SOCIETY



The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3chome, Minato-ku, TOKYO, 105-0011 JAPAN

PAPER

A Simple Inter-Track Interference Subtraction Technique in Bit-Patterned Media Recording (BPMR) Systems

Chaiwat BUAJONG[†], *Nonmember* and Chanon WARISARN^{†a)}, *Member*

SUMMARY In this paper, we demonstrate how to subtract the inter-track interference (ITI) before the decoding process in multi-track multi-head bit-patterned media recording (BPMR) system, which can obtain a better bit error rate (BER) performance. We focus on the three-track/three-head BPMR channel and propose the ITI subtraction technique that performs together with a rate-5/6 two dimensional (2D) modulation code. Since the coded system can provide the estimated recorded bit sequence with a high reliability rate for the center track. However, the upper and lower data sequences still be interfered with their sidetracks, which results to have a low reliability rate. Therefore, we propose to feedback the data from the center and upper tracks for subtracting the ITI effect of the lower track. Meanwhile, the feedback data from the center and lower tracks will be also used to subtract the ITI effect of the upper track. The use of our proposed technique can effectively reduce the severity of ITI effect which caused from the two sidetracks. The computer simulation results in the presence of position and size fluctuations show that the proposed system yields better BER performance than a conventional coded system, especially when an areal density (AD) is ultra high.

key words: 2D modulation code, multi-track multi-head recording, bit-patterned media recording (BPMR), intertrack interference (ITI) subtraction

1. Introduction

Currently, a hard disk drive (HDD) employs a perpendicular magnetic recording (PMR) technology, which is reaching to its limited capacity at an areal density (AD) of about 1 terabit per square inch (Tb/in²) referred to as the super-paramagnetic limit and arises from the so-called magnetic recording dilemma [1]. Thus, the advanced recording technologies such as heat-assisted magnetic recording (HAMR) [1], [2], two-dimensional magnetic recording (TDMR) [1], [3], [4], and bit-patterned media recording (BPMR) [1], [5], are needed for achieving the AD beyond the current limit imposed by HDD design.

Among the possibly proposed recording technologies, BPMR is the promising technology that is expected to achieve the AD up to 4 Tb/in² [5]. However, the two dimensional (2D) interference consists of inter-symbol interference (ISI) and inter-track interference (ITI) also increases with the increasing of the AD. The both of these interferences can significantly destroy overall system performance. Therefore, the precaution techniques such as 2D modulation encoding schemes need to be taken in the magnetic record-

ing systems.

The several 2D coding schemes have recently been proposed [6]–[8] to deal with the 2D interference effect. For example, Kurihara *et al.* [7] introduced a constructive ITI-coded partial-response (PR) maximum-likelihood system based on a two-track model for PMR. Specifically, the constructive ITI code has designed based on the equalized level such that the opposite polar level can never occur simultaneously after class-I PR equalization. Moreover, Shao *et al.* [8] proposed a rate-5/6 2D coding scheme for the BPMR readback signal with overshoot to mitigate the ISI effect, which yields a good performance.

Recently, a recorded-bit patterning (RBP) schemes were proposed to combat the 2D interference in both of regular and staggered BPMR channel [9], [10] but it had high complexity and required large buffer memory. Therefore, the easier encoding schemes [11]–[13] such as the ITI-mitigating 5/6 2D modulation code in BPMR system [11] is proposed to remove the fatal ITI data patterns i.e., $[-1, 1, -1]$ and $[1, -1, 1]$ in across-track direction, which converts an input data sequence into a 3-track recorded sequence based on a look-up table before recording them onto the 3 tracks of the magnetic medium, simultaneously. Although these 2D coding schemes [11]–[13] can guarantee that the BPMR readback signal of the inner track will not be interfered with the severe ITI; however, both of two outer tracks i.e., the upper and lower most tracks can unavoidably be interfered from their sidetracks. Here, we consider the three-track/three-head (3T3H) BPMR system; therefore, this situation can severely affect the decoding process of the rate-5/6 2D modulation code. That means both upper and lower data tracks still have a poor bit error rate (BER) performance.

To improve this shortcoming; therefore, this paper proposes the ITI subtraction technique by utilizing the reliable feedback data from the center track, which performs together with the rate-5/6 2D modulation code before the decoding process. The feedback data from center and lower tracks will be used for reproducing the remained ITI data sequence to subtract the ITI effect of the upper track. Meanwhile, the feedback data from center and upper tracks will be also used for subtracting the ITI effect of the lower track. The results show that the proposed ITI subtraction technique can significantly improve the BER performance of the 3T3H BPMR system, especially at the high AD.

The rest of this paper is organized as follows. The BPMR channel will be described in Sect. 2. Then, the pro-

Manuscript received July 25, 2017.

Manuscript revised December 8, 2017.

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

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

DOI: 10.1587/transele.E101.C.404

posed ITI subtraction technique and our simulation results will be deeply explained in Sects. 3 and 4, respectively. Finally, the conclusion of this paper will be given at Sect. 5.

2. Channel Model

We consider the 3T3H BPMR system, which includes the rate-5/6 2D modulation code and the proposed ITI subtraction technique as illustrated in Fig. 1. A binary input sequence, a_k represents the k -th data bit with bit period T_x which is assumed to be independent identically distributed, is encoded by the rate-5/6 2D modulation code [11] to obtain three encoded data sequences for each of the l -th data track, $[x_{l-1,k}, x_{l,k}, x_{l+1,k}]^T$, before recording them onto a medium, $[\bullet]^T$ is the transpose operator. In this paper, we define the pixel size of the medium to be $0.01 \times 0.01 \text{ nm}^2$. Then, the circular bit islands of the medium are constructed using many small pixels until they reach their size limit. In addition, the writing process is assumed to be perfectly writing, where the recording field of the write head covers only within a bit pixel area. Therefore, its magnetization will always be the same as with the recorded bit. Moreover, the sidetracks are also covered with the readhead sensitivity function that means the readback signal is not only interfered from desired data tracks, but also interfered from their neighboring sidetracks as shown in Fig. 2. It is very

important to note that the encoded data sequences will be written one by one into the medium using only one single writer with the help of buffer memory. The readback signal, $r(x, y)$ as a function of x (in nm) and y (in nm) coordinates is given by 2D convolution between the magnetization of each pixel point $m(x, y) \in \{\pm 1\}$ and the reader sensitivity function $h(x, y)$ [14], which can be expressed as

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

where $n(x, y)$ is an additive white Gaussian noise (AWGN) for electronics noise with zero mean and variance σ^2 . In this paper, we assume that the three readback signals are obtained by using an array of three readheads read all three data tracks simultaneously. Then, these readback signals are sampled at time $t = kT_x$, assuming perfect synchronization at the center of the ideal bit island to obtain the three readback sequences, $[r_{l-1,k}, r_{l,k}, r_{l+1,k}]^T$. We have to be conscious that the noises from adjacent tracks have seriously influence to the BER gains [15]; however, these noises were neglected in this study.

At receiver, the three readback sequences are equalized by the 2D equalizers that are designed based on the minimum mean-squared error (MMSE) criterion with the 2D target [16]. These equalized data sequences, $[s_{l-1,k}, s_{l,k}, s_{l+1,k}]^T$ are then sent to according 2D Viterbi detectors [16], [17] to determine the most likely recorded bit sequences, $[\hat{x}_{l-1,k}, \hat{x}_{l,k}, \hat{x}_{l+1,k}]^T$. Then, an ITI subtraction technique is employed after the operation of 2D Viterbi detectors. These estimated recorded data sequences will be feedback and convoluted with 2D target before sending to subtract with the equalized data sequences. In this paper, the center and upper estimated data sequences will be convoluted with 2D target and are then subtracted with the equalized data sequence of the lower track. In the same time, the center and lower estimated data sequences will be also convoluted with 2D target and are then subtracted with the equalized data sequence of the upper track as shown in Fig. 1. The new equalized data sequences will then be sent to according 2D Viterbi detector again to produce the new estimated recorded data sequences, these sequences will be decoded by the rate-5/6 2D modulation code to obtain the estimated binary input sequence, $\hat{a}_k$. Finally, we calculate the BER performance for evaluating the proposed system performances.

3. Proposed Technique

Since the conventional 2D modulation code [11] was only designed to avoid the fatal ITI patterns for the center track. Therefore, the estimated recorded sequence of the center track can have a high reliability rate. However, the upper and lower data tracks (i.e., the $l-1$ -th and $l+1$ -th tracks) yield a relatively low reliability rate, because they are still interfered from their sidetracks (i.e., the $l-2$ -th and $l+2$ -th tracks), which results to severely degraded BER performance of existing decoding algorithm.

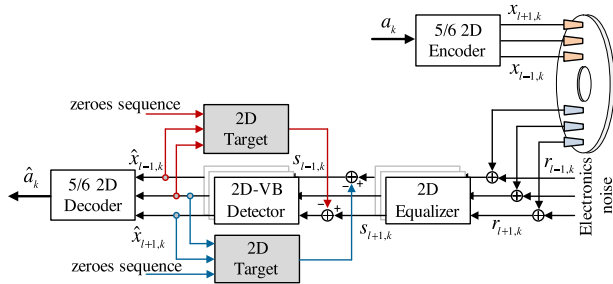


Fig. 1 Channel model of the three-track/three-head recording system combined with a rate-5/6 2D modulation code and the proposed ITI subtraction technique by utilizing the feedback data from the center track.

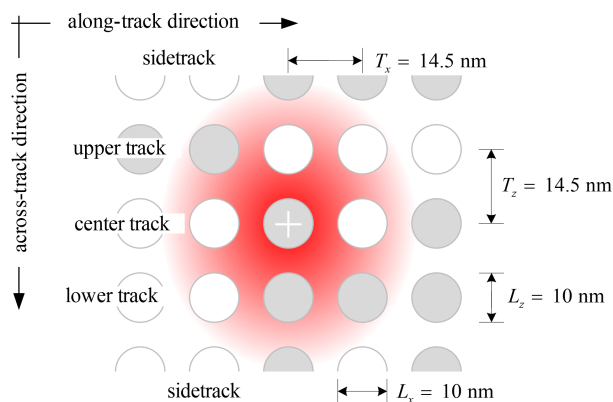


Fig. 2 Configuration of the circular bit islands in BPMR for the AD of 3.0 Tb/in^2 under the readhead sensitivity response that covers more than 3 data tracks.

Consequently, we propose to use the feedback data from center track to cope with this problem. The estimated recorded data sequences of the center and upper tracks, i.e., $\hat{x}_{0,k}$ and $\hat{x}_{-1,k}$, will be feedback and convoluted with the 2D target for generating the remained ITI sequence, $\hat{s}_{1,k}$ to subtract with the equalized data sequence of the lower track as shown in Fig. 3. Note that the zeroes sequence will be also used for generating the remained ITI sequence. In this paper, we consider the 2D target matrix, $\mathbf{H}$ as a symmetric matrix with the size of 3×3 , which can be defined as follows,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{-1,-1} & h_{-1,0} & h_{-1,1} \\ h_{0,-1} & h_{0,0} & h_{0,1} \\ h_{1,-1} & h_{1,0} & h_{1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b & a \\ c & 1 & c \\ a & b & a \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where a is the ITI and ISI coefficient, b and c are the ITI and ISI coefficients, respectively. If we assume that we are considering the ITI subtraction of the lower track as illustrated in Fig. 3. The ideal equalized data sequence of the lower track, $s_{1,k}$, can then be defined as follows,

$$\begin{aligned} s_{1,k} &= \sum_{m=-1}^1 \sum_{n=-1}^1 h_{m,n} x_{1-m,k-n} \\ &= ax_{2,k+1} + bx_{2,k} + ax_{2,k-1} \\ &\quad + cx_{1,k+1} + x_{1,k} + cx_{1,k-1} \\ &\quad + ax_{0,k+1} + bx_{0,k} + ax_{0,k-1}, \end{aligned} \quad (3)$$

where $x_{2,k}$ is the recorded data of the sidetrack. The remained ITI sequence of the lower track can then be created from the following equation,

$$\begin{aligned} \hat{s}_{1,k} &= \sum_{m=-1}^1 \sum_{n=-1}^1 h_{m,n} \hat{x}_{1-m,k-n} \\ &= c\hat{x}_{-1,k+1} + \hat{x}_{-1,k} + c\hat{x}_{-1,k-1} \\ &\quad + a\hat{x}_{0,k+1} + b\hat{x}_{0,k} + a\hat{x}_{0,k-1}. \end{aligned} \quad (4)$$

As we mentioned above that the estimated recorded data sequence of the center track provides a high reliability rate. Therefore, we can assume that the last line of Eq. (3) is equal to the last line of Eq. (4). Consequently, we can product the new equalized data sequence of the lower tract, $\tilde{s}_{1,k}$ which is already subtracted the ITI effect by using the following equation,

$$\tilde{s}_{1,k} = s_{1,k} + \hat{s}_{1,k}. \quad (5)$$

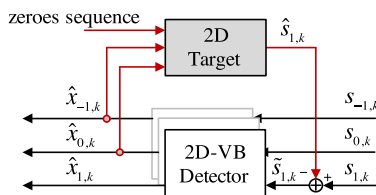


Fig. 3 The proposed ITI subtraction technique by utilizing the feedback data from the center and upper tracks to subtract the ITI effect of the lower tract.

Then, this new equalized sequence will be sent to according 2D Viterbi detector again. The process of the ITI subtraction for the upper track can be also operated similar as the lower track operation. Here, this subtraction process is operated just one time iteration. We also found that the third iterations can provide the better performance, significantly.

4. Simulation Results

We consider the diameter of circular bit island of 10 nm, the bit period T_x and track pitch T_z are 16.0 nm, which correspond to the AD of 2.5 Tb/in². We also consider the AD of 3.0 Tb/in² to obtain the higher ITI effect by decreasing the bit period and track pitch to be 14.5 nm and the readhead sensitivity response width is around 64 nm as similar to [14] as illustrated in Fig. 2. This paper, we define the signal-to-noise ratio (SNR) as

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} (V_p / \sigma^2), \quad (6)$$

in decibel (dB), where $V_p = 1$ is assumed to be the peak amplitude of the readback signal and σ is standard deviation of AWGN.

Figure 4 shows the BER performance comparison between the coded BPMR system with and without our proposed ITI subtraction technique at the AD of 2.5 Tb/in². It is clear that the coded BPMR system that performs together with the proposed ITI subtraction technique provides the better BER performance when compared with the coded BPMR system without proposed ITI subtraction technique. At BER of about 10^{-5} , the proposed system can yield the performance gain for about 0.8 dB over another system. In addition, the proposed system is superior to the conventional coded system when the AD was increased to 3.0 Tb/in² as illustrated in Fig. 5. It is evident that, at BER of about 10^{-5} ,

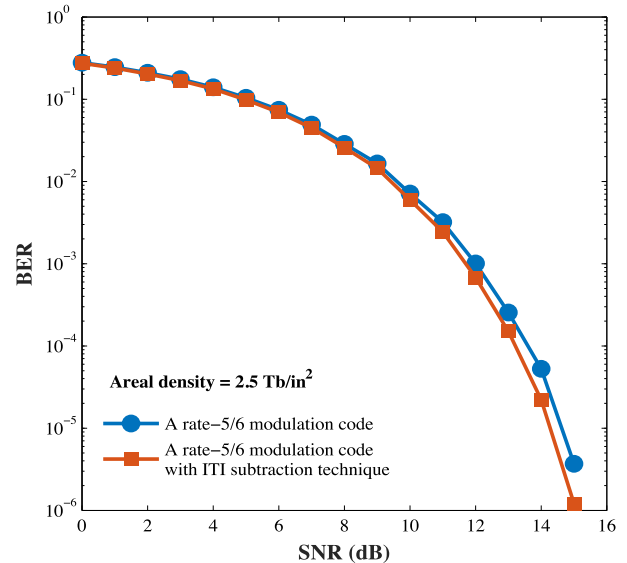


Fig. 4 BER performance between the coded BPMR system with and without our proposed ITI subtraction technique at the AD of 2.5 Tb/in².

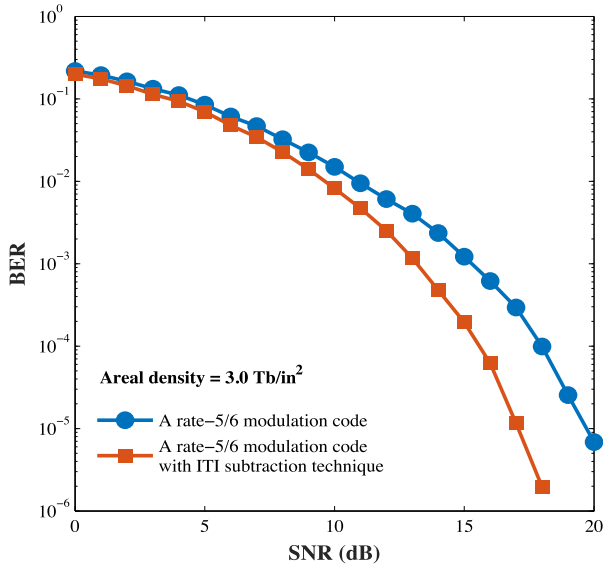


Fig. 5 BER performance between the coded BPMR system with and without our proposed ITI subtraction technique at the AD of 3.0 Tb/in².

the proposed system can provide about 3.0 dB gains over the conventional coded BPMR system. The reason that we can obtain more performance gains when the proposed system operated at higher AD (i.e., 3.0 Tb/in²) is because the feedback utilization of center track that properly used in proposed ITI subtraction technique can efficiently handle the severe ITI effect.

Moreover, we also compare the BER performance of both systems by plotting the BER as a function of the media noises, i.e., the position and size fluctuation amounts. In this paper, the percentage of the position fluctuation, $P_{\text{fluctuation}}$ can be defined as

$$P_{\text{fluctuation}} = \frac{T_{\text{fluctuation}}}{T_x} \times 100, \quad (7)$$

where $T_{\text{fluctuation}}$ is the one σ distance that the center of bit island will be deviated from its ideal location according to a Gaussian distribution. The percentage of the island size fluctuation, $S_{\text{fluctuation}}$ is defined from the shrinking or expanding of islands, which can be defined as

$$S_{\text{fluctuation}} = \frac{L_{\text{fluctuation}}}{L_x} \times 100, \quad (8)$$

where $L_{\text{fluctuation}}$ is the range that the island size will be deviated from its ideal size according to a Gaussian distribution such that the island size will fall in the range of $L_x \pm L_{\text{fluctuation}}$ nm, and L_x is the diameter of the bit islands.

We first investigate their BER performances that only depend on the position fluctuation at AD = 3.0 Tb/in², SNR is fixed to be 15 dB. Clearly, the system with ITI subtraction technique performs much better than the system without ITI subtraction technique for all position fluctuation amounts as shown in Fig. 6. Then, we consider the BER performances which depend on both of the position and size fluctuations at AD = 2.5 Tb/in², SNR is fixed to be 15 dB. As shown

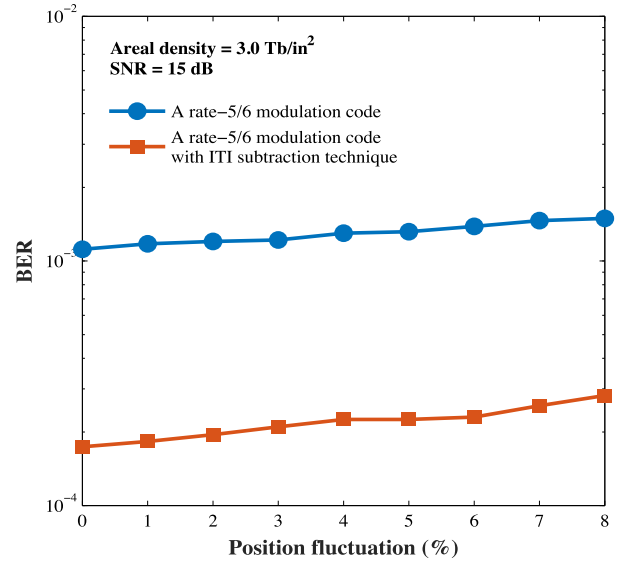


Fig. 6 BER performance of the proposed ITI subtraction technique compared with the conventional coded BPMR system at AD = 3.0 Tb/in², SNR = 15 dB, under the position fluctuation environment.

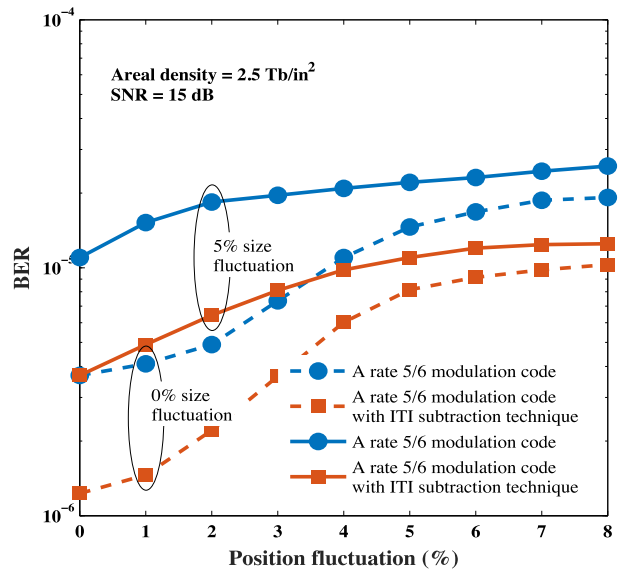


Fig. 7 BER performance of the proposed ITI subtraction technique compared with the conventional coded BPMR system at AD = 2.5 Tb/in², SNR = 15 dB, under the position and size fluctuations environment.

in Fig. 7, we will see that when the system is not corrupted with the size fluctuation e.g., 0% size fluctuation, the ITI subtraction technique can provide the lower BER for all position fluctuation amounts. Moreover, when the system must suffer with the both of position and size fluctuations e.g., 5% size fluctuation, our proposed technique still provide the lower BER for all position fluctuation amounts. In addition, it seems that the performance gap between both of systems is larger when the position and size fluctuations were increased.

5. Conclusion

The occurrence of inter-track interference from the side-tracks in three-track/three-head BPMR system can severely degenerate the overall system performance. In this paper; therefore, we propose the simple ITI subtraction technique to improve both of their outer tracks performance. The ITI subtraction technique must be performed together with the rate-5/6 2D modulation code that provides a high reliability for the estimated recorded bit sequence of the center track. Consequently, we propose to utilize the data feedback from the center track to subtract the ITI effect that embedded in the lower and upper data sequences. The computer simulation results indicate that our proposed technique that performs together with the rate-5/6 2D modulation code yields better BER performance than the conventional coded BPMR system for all position and size fluctuation amounts, especially at the high AD.

Acknowledgments

This work was partially supported by College of Advanced Manufacturing Innovation (AMI), Thailand Research Fund (TRF) under grant number RSA6080051, and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund, KMITL, Thailand.

References

- [1] Y. Shiroishi, K. Fukuda, I. Tagawa, H. Iwasaki, S. Takenoiri, H. Tanaka, H. Mutoh, and N. Yoshikawa, "Future options for HDD storage," *IEEE Trans. Magn.*, vol.45, no.10, pp.3816–3822, Oct. 2009.
- [2] A. Ghoreyshi and R.H. Victora, "Heat assisted magnetic recording with patterned FePt recording media using a lollipop near field transducer," *J. Appl. Phys.*, vol.115, no.17, 17B719, 2014.
- [3] R. Wood, "The feasibility of magnetic recording at 1 terabit per square inch," *IEEE Trans. Magn.*, vol.36, no.1, pp.36–42, Jan. 2000.
- [4] 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.
- [5] B.D. Terris, T. Thomson, and G. Hu, "Patterned media for future magnetic data storage," *Microsyst. Technol.*, vol.13, no.2, pp.189–196, Nov. 2006.
- [6] M.Z. Ahmed, P.J. Davey, and Y. Kurihara, "Constructive inter-track interference (CITI) codes for perpendicular magnetic recording," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol.287, pp.432–436, Nov. 2004.
- [7] Y. Kurihara, Y. Takeda, Y. Takaishi, Y. Koizumi, H. Osawa, M.Z. Ahmed, and Y. Okamoto, "Constructive ITI-coded PRML system based on a two-track model for perpendicular magnetic recording," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol.320, no.22, pp.3140–3143, Aug. 2008.
- [8] 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.
- [9] A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "A recorded-bit patterning scheme with accumulated weight decision for bit-patterned media recording," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E96-C, no.12, pp.1490–1496, Dec. 2013.
- [10] A. Arrayangkool and C. Warisarn, "A two-dimensional coding design for staggered islands bit-patterned media recording," *J. Appl. Phys.*, vol.117, no.17, 17A904 (2015).
- [11] C. Warisarn, A. Arrayangkool, and P. Kovintavewat, "An ITI-mitigation 5/6 modulation code for bit-patterned media recording," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E98-C, no.6, pp.528–533, June 2015.
- [12] J. Kim, J.-K. Wee, and J. Lee, "Error correcting 4/6 modulation codes for holographic data storage," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.49, no.8S2, 08KB04, Aug. 2010.
- [13] C.D. Nguyen and J. Lee, "9/12 2-D modulation code for bit-patterned media recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol.53, no.3, March 2017.
- [14] M. Yamashita, H. Osawa, Y. Okamoto, Y. Nakamura, Y. Suzuki, K. Miura, and H. Muraoka, "Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol.47, no.10, pp.3558–3561, Oct. 2011.
- [15] W. Jiang, G. Khera, R. Wood, M. Williams, N. Smith, and Y. Ikeda, "Cross-track noise profile measurement for adjacent-track interference study and write-current optimization in perpendicular recording," *J. Appl. Phys.*, vol.93, no.10, pp.6754–6756, 2003.
- [16] S. Karakulak, P.H. Siegel, J.K. Wolf, and H.N. Bertram, "Joint-track equalization and detection for bit patterned media recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol.46, no.9, pp.3639–3647, Sept. 2010.
- [17] B.M. Kurkoski, "Towards efficient detection of two-dimensional intersymbol interference channels," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E91-A, no.10, pp.2696–2704, Oct. 2008.



Chaiwat Buajong currently studies the B.Eng. degree in manufacturing system engineering at the College of Advanced Manufacturing Innovation (AMI), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand since 2014. His current research interests are in the areas of the two-dimensional code, detector design, and signal processing for magnetic recording systems.



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

storage systems.

Soft-information flipping approach in multi-head multi-track BPMR systems

C. Warisarn, W. Busyatras, and L. M. M. Myint

Citation: [AIP Advances](#) **8**, 056509 (2018);

View online: <https://doi.org/10.1063/1.5003450>

View Table of Contents: <http://aip.scitation.org/toc/adv/8/5>

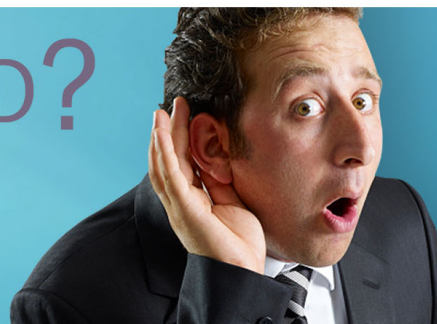
Published by the [American Institute of Physics](#)

HAVE YOU HEARD?

Employers hiring scientists and
engineers trust

PHYSICS TODAY | JOBS

www.physicstoday.org/jobs



Soft-information flipping approach in multi-head multi-track BPMR systems

C. Warisarn,^{1,a} W. Busyatras,¹ and L. M. M. Myint²

¹College of Advanced Manufacturing Innovation, KMITL, Bangkok 10520, Thailand

²School of Science and Technology, SIU, Pathumthani 12160, Thailand

(Presented 8 November 2017; received 6 September 2017; accepted 3 November 2017; published online 21 December 2017)

Inter-track interference is one of the most severe impairments in bit-patterned media recording system. This impairment can be effectively handled by a modulation code and a multi-head array jointly processing multiple tracks; however, such a modulation constraint has never been utilized to improve the soft-information. Therefore, this paper proposes the utilization of modulation codes with an encoded constraint defined by the criteria for soft-information flipping during a three-track data detection process. Moreover, we also investigate the optimal offset position of readheads to provide the most improvement in system performance. The simulation results indicate that the proposed systems with and without position jitter are significantly superior to uncoded systems. © 2017 Author(s). All article content, except where otherwise noted, is licensed under a Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>). <https://doi.org/10.1063/1.5003450>

I. INTRODUCTION

In the next few years, the areal density (AD) of hard disk drives will reach its fundamental limit known as the superparamagnetic limit. This phenomenon causes recorded bits to lose their thermal stability, thus resulting in information from those recorded bits becoming irretrievable. It means the AD of the perpendicular magnetic recording will be limited to around 1 Terabit per square inch (Tb/in²).^{1,2} Therefore, new magnetic recording technologies must be invented to achieve higher ADs. Bit-patterned media recording (BPMR) technology^{2,3} is one of the proposed alternative technologies which can surpass this limitation. However, since the track pitch in BPMR is reduced to obtain a higher AD, inter-track interference (ITI) also increases, which severely degrades the overall system performance.

A number of techniques, based on different practical requirements, have been proposed to resolve the ITI problem. Two-dimensional (2D) modulation encoding is one of the effective solutions which can be employed to cope with severe ITI effects.⁴⁻⁶ For instance, a rate-5/6 2D modulation code⁵ was proposed based on a look-up table which maps the 1×5 user bits into a 6-bit codeword in a matrix form of 3×2 bits for a three-track/three-head (3T/3H) BPMR system as shown in Fig. 1(a). This coding scheme guarantees that the BPMR readback signal is not corrupted by severe ITI, thus easing the data detection process. In addition, multi-track processing systems with the help of 2D detectors, because of their enhanced ability in doing so,⁷⁻⁹ have been introduced to combat severe ITI. Multiple data sequences are simultaneously read by multiple readers and jointly processed with multitrack joint 2D signal detection.^{10,11} Furthermore, the trellis structure of detector can be also modified based on the modulation constraint,^{12,13} which allows error correcting capability and leads to the obtaining of higher ADs.

However, a 2D modulation constraint has never been utilized to improve soft-information before the decoding process. Therefore, this paper proposes to use the rate-5/6 2D modulation code with the encoded constraint to define the criteria of the soft-information flipping (SIF) technique after a

^aCorresponding author: chanon.wa@kmitl.ac.th

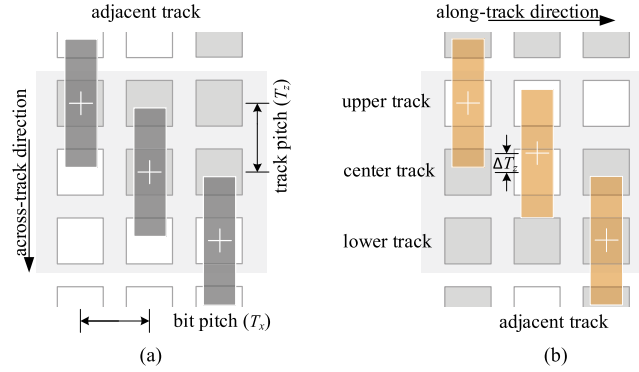


FIG. 1. An array of three readheads for (a) the conventional and (b) proposed systems, where the position of the center readhead is shifted closer to upper track for ΔT_z .

three-track data detection process. The estimated soft-information that are obtained from the multi-track joint 2D soft-output Viterbi detectors (SOVAs)^{10,11} is then utilized to check for the possibility of forbidden pattern occurrence.

Moreover, we also present the optimal position of array readheads where the center readhead is shifted in an upward direction by the offset distance, ΔT_z , while the upper and lower readheads are still positioned at their track center as shown in Fig. 1(b). Here, ΔT_z is defined as the percentage of track pitch in nanometer (nm). The performance of the proposed systems (i.e., the SIF approach), performed with and without the center readhead shift, is evaluated with a 3T/3H BPMR channel model⁵ in the presence and absence of position jitter. The simulation results show that the proposed systems are very much superior to both the uncoded and coded systems where neither SIF nor modified trellis is used in conjunction with 5/6-rate coded channel.

II. CHANNEL MODEL

We consider a 3T/3H BPMR system as shown in Fig. 2. A binary input sequence $a_k \in \{\pm 1\}$ with bit pitch, T_x , is encoded by the rate-5/6 2D modulation code⁵ to obtain three encoded data sequences $\{x_{l-1,k}, x_{l,k}, x_{l+1,k}\}$ before recording them onto a medium. The readback signal, $r_{l,k}$, of the k^{th} data bit on the l^{th} data track can be expressed as^{5,14}

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

where $x_{l,k}$'s are the recorded bits, $l \in \{-1, 0, +1\}$ represent the lower, center, and upper tracks, respectively, $h_{m,n}$'s are the 2D channel coefficients, m and n represent the time indices of bit island in the across- and along-track directions, and $n_{l,k}$ is an additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance σ^2 .

In practice, the channel coefficients, $h_{m,n}$, can be obtained by sampling the 2D Gaussian pulse response at the integer multiples of the track pitch, T_z , and the bit pitch, T_x , according to^{5,14}

$$h_{m,n} = A \exp \left\{ -\frac{1}{2c^2} \left[\left(\frac{mT_x + \Delta_{l-m,k-n}^x}{\text{PW}_x} \right)^2 + \left(\frac{nT_z + \Delta_{l-m,k-n}^z + \Delta T_z}{\text{PW}_z} \right)^2 \right] \right\}, \quad (2)$$

where $A = 1$ is assumed to be the peak amplitude of the pulse response, PW_x is the PW_{50} of the along-track pulse, PW_z is the PW_{50} of the across-track pulse, PW_{50} is the pulse width at half its maximum, $c = 1/2.3548$ is a constant to account for the relationship between PW_{50} and the standard deviation of a Gaussian, $\Delta_{l-m,k-n}^x$ and $\Delta_{l-m,k-n}^z$ are the position fluctuations of each island that are generated by the Gaussian random variables with the standard deviation which is defined by the percentage of T_x and T_z , and ΔT_z is the readhead offset used only for the case when the readhead's position is shifted and its value will be zero in the normal case.

At the receiver, three readback signals $\{r_{l-1,k}, r_{l,k}, r_{l+1,k}\}$ are obtained using an array readhead that reads the three data tracks simultaneously, where the center readhead is shifted closer to the upper

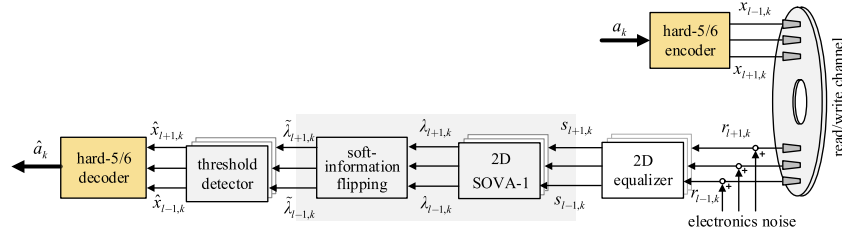


FIG. 2. A 3T/3H BPMR channel model with the rate-5/6 2D modulation code that performs together with the proposed SIF technique.

track by ΔT_z , while the upper and lower readheads are still positioned at their track center. These readback signals are firstly equalized by two 2D equalizers to obtain the equalized sequences $\{s_{l-1,k}, s_{l,k}, s_{l+1,k}\}$. Next, these data sequences are fed to their respective 2D-SOVA detectors to produce log-likelihood ratios (LLRs) of the estimated three recorded data sequences $\{\lambda_{l-1,k}, \lambda_{l,k}, \lambda_{l+1,k}\}$. Then, these LLRs are sent to the SIF block to produce the improved LLRs $\{\tilde{\lambda}_{l-1,k}, \tilde{\lambda}_{l,k}, \tilde{\lambda}_{l+1,k}\}$ before being forwarded to the threshold detectors. Finally, the estimated recorded data sequences are decoded by the decoder before calculating the BER performance.

III. PROPOSED SYSTEMS

A. A rate-5/6 2D modulation code

The soft-5/6 modulation code is designed based on the data dependent readback signal.⁵ We have learnt that the destructive ITI (DITI) data patterns i.e., $[1 \ -1 \ 1]^T$ and $[-1 \ 1 \ -1]^T$ should not be recorded onto the medium across the three tracks because these patterns can severely degrade the readback signal where $[\cdot]^T$ is the transpose operator. These two DITI data patterns; therefore, will be disallowed from recording onto a medium. Practically, every 1×5 bits from each user data sequence will be rearranged to become three data sequences in a matrix form of 3×2 bits as depicted in Fig. 3(a). To design the code, the 2^5 appropriate patterns from 2^6 total patterns, which have the highest readback amplitude according to the desired bit, will be kept as the codewords while the remaining 2^5 patterns will be neglected. Then, all possible 2^5 user bit patterns will be mapped with 2^5 chosen patterns using a look-up table. For the decoding process, the Euclidean distance concept is applied in the decoder to measure the resemblance between the received data pattern and all codewords.

B. A soft-information flipping approach

Usually, the three 2D-SOVA detectors are used to produce the LLR sequences, i.e., $\lambda_{l-1,k}$, $\lambda_{l,k}$, and $\lambda_{l+1,k}$ for the lower, center, and upper tracks, respectively. Among the three detectors, the center 2D detector¹¹ is designed to generate the LLRs of the center track, $\lambda_{l,k}$, as well as that of its sidetracks, i.e., $\lambda_{l,k}^{-1}$ and $\lambda_{l,k}^1$. Here, $\lambda_{l,k}^{-1}$ and $\lambda_{l,k}^1$ are the estimated LLRs of the lower and upper tracks, respectively.

Since we know that the DITI data patterns are never recorded due to the encoded constraint, the SIF process will activate whenever the system observes the differences between the signs of the estimated LLRs of the upper and lower tracks. Then, it also checks the accordance of the sign between the estimated LLRs obtained from the center detector and the actual LLRs obtained from the upper and lower detectors. If it is found that the sign of the lower LLR, $\lambda_{l-1,k}$ is different to the estimated lower LLR, $\lambda_{l,k}^{-1}$ and the sign of the upper LLR, $\lambda_{l+1,k}$ is different to the estimated upper LLR, $\lambda_{l,k}^1$, the system will investigate whether the considered pattern is one of the forbidden patterns. If the considered pattern is one of the forbidden patterns, the LLR with the smallest value among the three LLRs will be flipped to the opposite sign.

Moreover, we also propose to shift the center readhead from its normal position to an upward direction by ΔT_z as a percentage of track pitch so that the optimal position of array readhead will be achieved. Since the relationship between both of the upper and center tracks will be increased through this slight readhead shift, we can obtain a higher accuracy in the estimated recorded data for both tracks. At the same time, the lower track still provides the same performance gain as when the readhead is at a normal position.

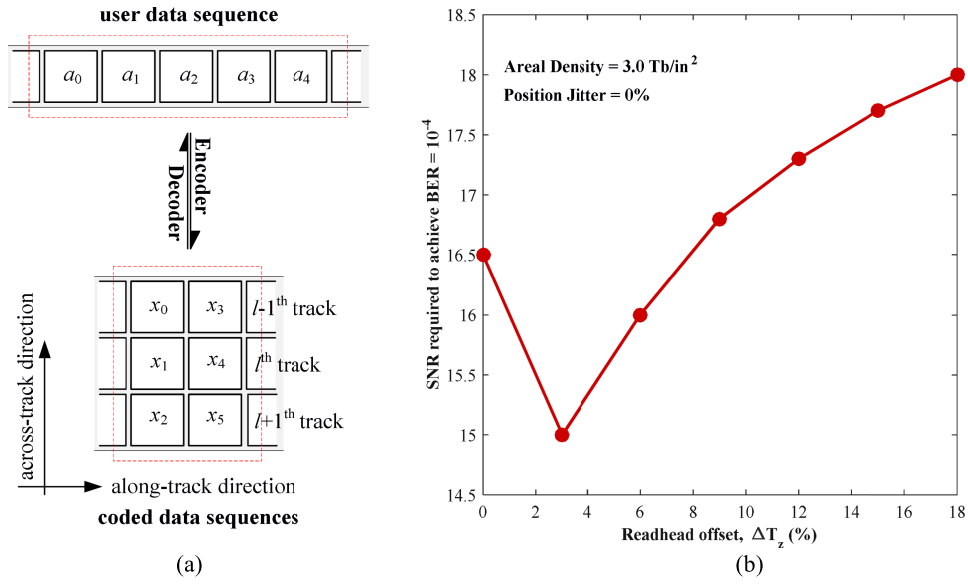


FIG. 3. (a) The rate-5/6 2D modulation coding scheme which maps every 1×5 user bit into a 6-bit codeword in a matrix form of 3×2 bits and (b) performance of proposed system at the various readhead offsets, ΔT_z .

IV. RESULTS AND DISCUSSION

We evaluated the performance among 1) the uncoded system; 2) the coded system;⁵ 3) the proposed system-I with SIF technique; and 4) the proposed system-II where the SIF technique performs together with a shift of the center readhead, at ADs of 2.5 and 3.0 Tb/in^2 for the uncoded and coded systems, respectively. In this work, 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.⁵ In simulation, the SNR is defined as $\text{SNR} = 20 \log_{10}(1/(R\sigma))$ in decibel (dB), where $R = 5/6$ is a code rate and σ is a standard deviation of AWGN.

We compared the performance of the proposed systems at the various center readhead offset positions by plotting the SNR required to achieve $\text{BER} = 10^{-4}$ as a function of readhead offset position as shown in Fig. 3(b). It is apparent that the 3% shift provides the best performance. Therefore, we will use this optimal position for evaluating the performance of the proposed system-II. Fig. 4(a) shows that the proposed systems are superior to both the uncoded and coded systems. Specifically,

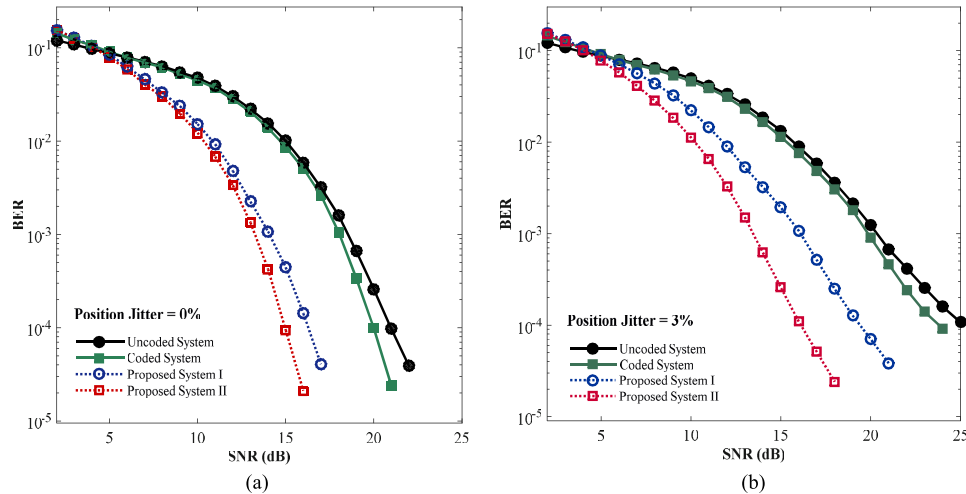


FIG. 4. BER performance comparison of different systems (a) without and (b) with 3% position jitter.

at $\text{BER}=10^{-4}$, the proposed system-II is superior to the system-I and uncoded system by about 1.5 and 6 dB, respectively. Moreover, we also compared the BER performance when the systems had to contend with position jitter at 3% as illustrated in Fig. 4(b). It is clear that the proposed systems still provide the better performance when compared with other systems. It seems that the proposed system-II can yield performance gains more than 4 and 9 dB over the proposed system-I and the uncoded system, respectively.

V. CONCLUSION

This paper proposes that a rate-5/6 2D modulation code should perform together with the soft-information flipping (SIF) technique for a three-track/three-head BPMR system. The encoded constraint of the 2D modulation code is used to define the criteria in the SIF process. The soft-information that are obtained from the 2D-SOVA detectors will be flipped in another direction when the system observes that they are forbidden patterns. Moreover, we also present the optimal position of readhead that suits our proposed SIF technique. Simulation results indicate that the proposed systems can provide a superior performance gain over the uncoded system, especially when the recording system encounters position jitter.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the Thailand Research Fund under the grant number RSA6080051, Thailand.

- ¹ R. F. L. Evans *et al.*, *Appl. Phys. Lett.* **100**(10), 102402 (2012).
- ² Y. Shiroishi *et al.*, *IEEE Trans. Magn.* **45**(10), 3816 (2009).
- ³ B. Terris, T. Thomson, and G. Hu, *Microsyst. Technol.* **13**(2), 189 (2006).
- ⁴ A. Arrayangkool, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, *JAP* **115**, 17B703 (2014).
- ⁵ C. Warisarn, A. Arrayangkool, and P. Kovintavewat, *IEICE Trans. Electron.* **E98**(6), 528 (2015).
- ⁶ A. Arrayangkool and C. Warisarn, *JAP* **117**, 17A904 (2015).
- ⁷ B. Fan, H. K. Thapar, and P. H. Siegel, *IEEE Trans. Magn.* **51**(11), 3001404 (2015).
- ⁸ R. H. Victora *et al.*, *IEEE Trans. Magn.* **48**(5), 1697 (2012).
- ⁹ E. Banan and J. R. Barry, *IEEE Trans. Magn.* **51**(6), 3200609 (2015).
- ¹⁰ N. Zheng *et al.*, *IEEE Trans. Magn.* **50**, 3100906 (2014).
- ¹¹ L. M. M. Myint and C. Warisarn, *AIP Advances* **7**, 056502 (2017).
- ¹² B. Nikolić, M. M. Leung, and L. K. Fu, *IEEE Trans. Magn.* **37**(3), 1168 (2001).
- ¹³ J. Kim, J. Wee, and J. Lee, *JJAP* **49**, 08KB04 (2010).
- ¹⁴ S. Nabavi, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., CMU, Pittsburgh, PA, USA (2008).

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 an 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 rate-5/6 two-dimensional (2D) modulation code is adopted to protect middle-track data from ITI based on cross-track data dependence. Since the rate-5/6 2D modulation code greatly improves the reliability of the middle-track, there is a bit-error rate gap between middle-track and sidetracks. 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 an user areal density capability (UADC) as a main key parameter. Here, an areal density capability (ADC) can be measured by finding the bit-error rate of the system with sweeping track and linear densities. The UADC is then obtained by removing redundancy from the ADC. Simulation results show that a system with our proposed techniques gains the UADC of about 4.66% over the 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 an 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 which 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 sidetracks which degrades overall system bit-error rate (BER) performance. Track width reduction, implemented in order to increase the AD, results to a serious increment of ITI effect. Consequently, this paper focuses on the main problem of TDMR - the severe ITI effect. Previously,

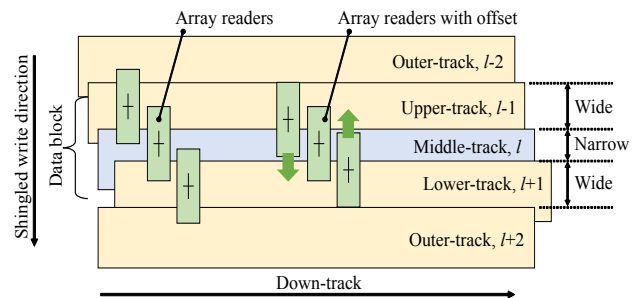


Fig. 1 Unbalanced track layout, shingling direction, and readers position before and after adding the head offset.

we have proposed the use of a rate-5/6 two-dimensional (2D) modulation code (where every 5 bits are encoded to be 6 bits of codeword [4]) to overcome the severe ITI 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, these two patterns should not be allowed to record 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 sidetracks still encounters with an interference from the outer-tracks as shown in Fig. 1.

Therefore, we proposed the utilization of an ITI subtraction scheme [4] in order to increase the upper- and lower-track performances by utilizing the high-reliable feedback data from the middle-track. The optimal array reader position is also detailed in this paper. The position of upper and lower readers are 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 high-reliable middle-track data sequence, we propose using an unbalanced track width technique where three data tracks have unequal widths. The difference between our proposed technique and interlaced magnetic recording (IMR) is the track pitch

[†]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)

and bit length in each track of IMR become variable [6], whereas track pitch is only one variable parameter for the proposed unbalanced track technique and the shingled manner is employed for writing the data onto the media. Using this technique, the middle-track is narrower while the sidetracks i.e., upper- and lower-tracks, are wider than the middle-track as depicted in Fig. 1. It is very important to note that the servo and writing control systems may harder operate for the middle-track due to its track width has smaller than normal track of the conventional recording. Therefore, these two concern issues have to be deeply investigated before utilizing our proposed technique in the real application.

2. Read/Write Channel Model

2.1 TDMR Channel Model

We model the granular media using a Voronoi diagram, perfect writing, and reader sensitivity based on Yamashita's work [7]. 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% as displayed in Fig. 2. For perfect writing, we assume that the write field from the writer only affects to 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 placed within the writing area. Fig. 2 (a) illustrates the zoomed-in magnetization pattern using mentioned method, where the black dash line indicates bit cell area. The writing track layout consists of three data tracks i.e., upper-, middle-, and lower-tracks $[l-1, l, l+1]$ while two outer-tracks $[l-2, l+2]$ that are written by using the random bits as shown in Fig. 1. The shingled-write direction is begun from the track $[l-2]$ -th to $[l+2]$ -th. 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 [7]. It results in a reader sensitivity down-track pulse width at half-maximum (PW₅₀) of 11.28 nm, and a cross-track magnetic read width at half-maximum (MRW) of 18.44 nm as shown in Fig. 2 (b). 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 TDMR system diagram with the rate-5/6 2D modulation code and ITI subtraction scheme can be shown in Fig. 3. The readback signals obtained from the upper, center 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 where the center of each reader is positioned at

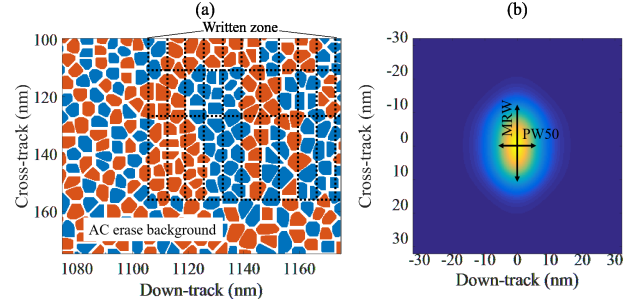


Fig. 2 (a) Bit cell area of magnetization pattern written by random data on the media modeled by Voronoi model. (b) Reader sensitivity function.

the desired position according with head offset definition. 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 [8]. 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 dBs. 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. 3. However, there is a slight difference with the conventional TDMR system, on the write channel, an user sequence $u_k \in \{\pm 1\}$ of length 12,240 bits is split into three sequences $\{a_{k,l}\} \in \{\pm 1\}$ with a length of 4080 bits. Then, the sequences $\{a_{k,l}\}$ will be perfectly written onto a granular medium as described above which they do not need to be encoded before writing process for the conventional TDMR system. 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 [9], [10]. The 2D GPR target coefficients 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 soft output Viterbi algorithm (SOVA) [11], which exchanges the soft information among each track with $N_{\text{SOVA}} = 3$ iterations.

2.2 Rate-5/6 2D Modulation Code and ITI Subtraction

The system diagram of the proposed techniques includes the rate-5/6 2D modulation coding, and an ITI subtraction scheme is shown in Fig. 3. The user data sequence $u_k \in \{\pm 1\}$ of length 10,200 bits is encoded by the rate-5/6 modulation code [4] that results in 3 se-

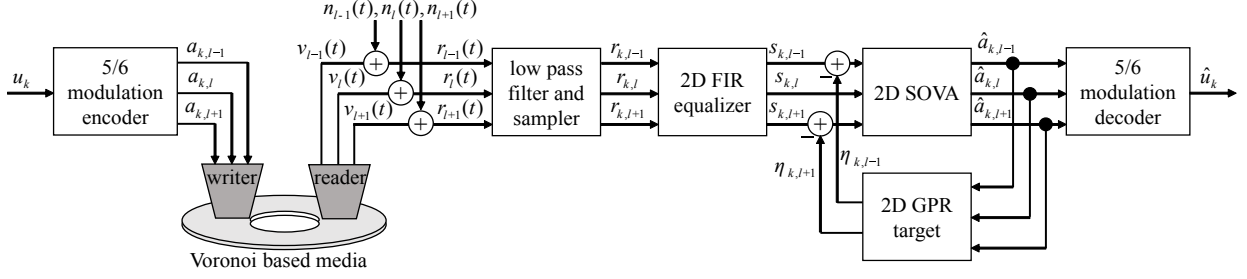


Fig. 3 Block diagram of the TDMR system with the rate-5/6 2D modulation code, and the ITI subtraction scheme.

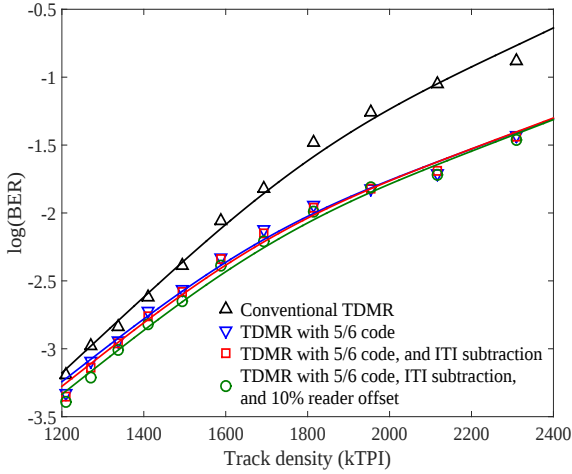


Fig. 4 Middle-track BER performance versus the kTPI of various systems. Bit length is 7.5 nm (3386 kBPI).

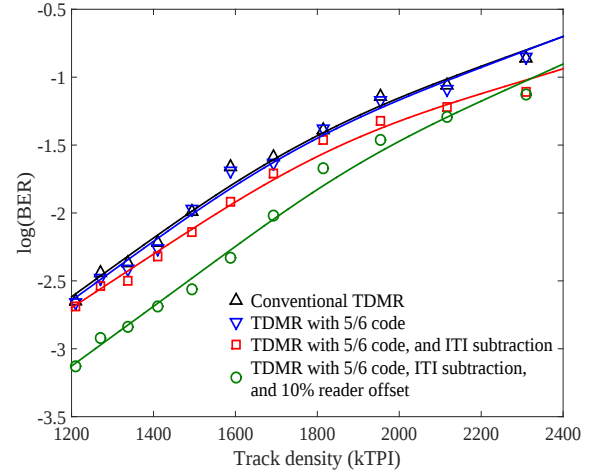


Fig. 5 Average sidetrack (upper- and lower-tracks) BER performance versus the kTPI of various systems. Bit length is 7.5 nm (3386 kBPI).

quences $\{a_{k,l}\} \in \{\pm 1\}$ with a length of 4080 bits. The rate-5/6 2D modulation coding scheme, designed based on cross-track ITI avoidance, results in the middle-track will encounter a lower ITI effect because destructive ITI patterns such as $[1 \ -1 \ 1]^T$ and $[-1 \ 1 \ -1]^T$ are never recorded onto the medium [4]. As shown in Fig. 4, the middle-track BER of the coded systems can provide a significant improvement when the width of all three tracks are equal. At a linear density of 3386 kBPI, considering at $\text{BER} = -2$ decades, track density of the coded system can be increased by about 180 kTPI over a conventional TDMR system. However, the coded system cannot improve sidetrack performance as shown in Fig. 5. This is due to the fact that the coded system is only designed to protect the ITI effect on the middle-track while the sidetracks still encounter with the interference from the outer-tracks. Consequently, an ITI subtraction scheme was presented to improve sidetrack performance.

The idea of ITI subtraction is to utilize the middle-track data sequence to produce the remaining sidetrack ITI sequences before subtracting both upper- and lower-tracks as described in [4]. To achieve this, we first assume that the lower-track is being considered by giv-

ing 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 be also 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;

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

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;

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

where, $a_{k,2}$ is the data of the outer-track that directly affects to the lower-track performance. However, the way to mitigate this ITI effect will be described in Section 3.2. The estimated remaining ITI sequence of the lower-track can then be produced using the following equation:

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

As mentioned above, the estimated recorded sequence of the middle-track can provide the high-reliable data. Therefore, we may 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 modified 2D SOVA. This ITI subtraction process can be applied with the upper-track as operated on the lower-track.

As shown in Fig. 4, we will see that the ITI subtraction scheme do not affect to BER performance of the middle-track for all track densities because we only utilize the high-reliable data sequence of the middle-track to improve its neighboring tracks. However, the ITI subtraction scheme can improve the average side-track BER performance especially at higher track density as shown in Fig. 5. At BER = -2 decades, track density can be increased of 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 by 10% of sidetrack width as demonstrated in [4], the BER of sidetracks is dramatically improved with track density gains of more than 130 and 200 kTPI over the coded with ITI subtraction and conventional TDMR systems, respectively. However, we found that the middle-track BER performance (Fig. 4) is slightly better than the average sidetrack BER performance (Fig. 5) when compared with the coded TDMR system that performed together with ITI subtraction scheme and moving upper and lower readers position. To improve this gap performance; therefore, the use of an unbalanced track width technique is then proposed.

3. Optimization of the Unbalanced Track Width Setting

3.1 User Areal Density Metric

An areal density capability (ADC) is one of the main parameters that is used to evaluate the performance of magnetic recording systems [12]. The ADC test is a

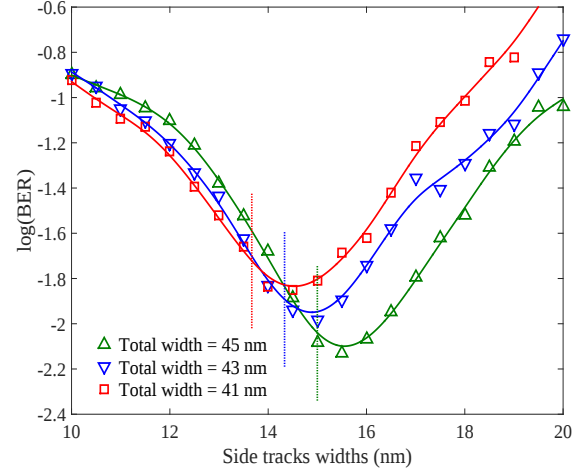


Fig. 6 BER bathtub as a function of sidetrack width with various total widths. Vertical dash lines indicate the location where three data track widths are equal. Note that the bit length is 7 nm (3628 kBPI).

simple test performed that measures variable bit aspect ratio (BAR) [13].

During this test, the bit length and track width were swept across the upper-, middle-, and lower-tracks. For each sweep testing, the multiple data tracks are written on media with a certain linear density and squeezing-track width. Then, the readers 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 data sectors after a low-density parity-check (LDPC) is performed using an iterative decoder [12]. To reduce simulation time, many research works have assumed that the BER of around -1.5 to -2 decades at the SOVA detector output is adequate for LDPC. It can correct the codewords perfectly, eliminating errors within full iterations [14], [15].

Therefore, for this paper, we used a BER target of -2 decades as well as the BER target that was proposed by Seagate [15]. Thus, a BER = -2 decades line 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 BER = -2 decades line so that its bit length and track width provide the maximum production of BPI and TPI. Eventually, this maximum AD is calculated by $BPI \times TPI$ which is defined as ADC. While, BAR can be also calculated from $BAR = \text{track width/bit length}$. However, the ADC of the coded systems includes the number of redundancy bits added by 2D modulation code. We need to remove the redundancy to reveal the number of user data bit in 1 square inch. Finally, an user areal density capability (UADC) can be calculated by multiplying ADC with code rate (R) i.e., $UADC = ADC \times R$. In addition, $UADC = ADC$ for uncoded system.

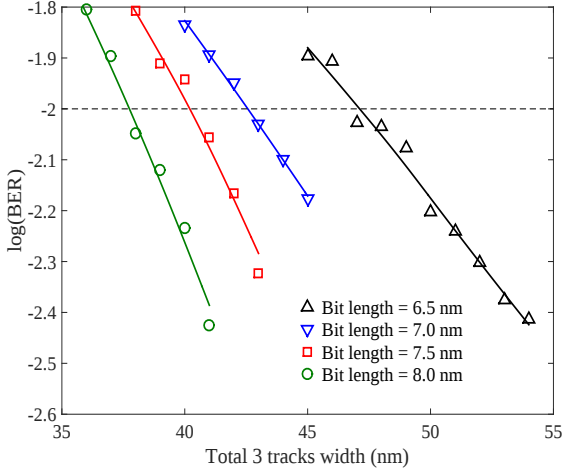


Fig. 7 Minimum BER from the bathtub of the different total track widths of various bit length values.

3.2 Pre-evaluation for Derivation of Unbalanced Track Width

Since the middle-track BER can be improved by using the rate-5/6 2D modulation code. However, side-tracks are still weak against outer-tracks ITI. Besides the presentation of 10% reader offset, we also propose to reduce the middle-track width and enlarge sidetrack widths to improve sidetrack performances. Here, we can find the optimal width by measuring overall BER versus the change of sidetrack width. Fig. 6 shows the overall BER as a function of various sidetrack 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 i.e., [upper: middle: lower] = [15:15:15] 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. Therefore, it is possible to set the track width both sidetracks to be 15.5 nm, while the middle-track width should be reduced to be 14 nm to get the best performance for a total width of 45 nm i.e., [upper: middle: lower] = [15.5:14:15.5] nm, (1693 kTPI). Similarly, the other total widths also have their bathtub peak on the right side of their balanced points, which implies that we can also increase track density by reducing the total width and writing the unbalanced tracks.

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 sidetrack widths. To do so, the peak of each bathtub needs to be plotted for various linear densities as shown in Fig. 7. The average track density

can be picked up at BER = -2 decades and analyzed using a plot on a BPI-TPI plane. This then allows us to get the ADC evaluation.

3.3 Areal Density Evaluation of Unbalanced Track Width

As mentioned in the previous section, the ADC can be defined as a line of BER = -2 decades on the BPI-TPI plane. To do so, in a balanced TDMR system, the linear and track densities are varied in ranges of 2400 - 4000 kBPI and 1100 - 2100 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 depicted in Fig. 3.

Consequently, the read channel outputs the estimated bits, and BER can be calculated. For an unbalanced track system, a BER = -2 decades line can be specified from bathtub peak at various average track and linear densities. Fig. 8 shows BER = -2 decades lines for various TDMR systems. The results show that the conventional TDMR provides the ADC = 5.15 Tb/in² at BAR = 2.24 while the TDMR combined with the rate-5/6 2D modulation code can improve ADC = 5.61 Tb/in² at BAR = 2.11. However, since the coded systems have to add a redundant bit every 5 bits, the UADC becomes 4.67 Tb/in². For the TDMR with the rate-5/6 2D modulation code and ITI subtraction technique, the system gains TPI but loses small BPI, and yields the ADC = 5.83 Tb/in² (UADC = 4.85 Tb/in²) at BAR = 2. The TDMR with a rate-5/6 2D modulation code, ITI subtraction technique, and 10% offset reader can provide the ADC of 6.18 Tb/in² (UADC = 5.15 Tb/in²). Finally, with proposed unbalanced track writing, ADC is improved to 6.47 Tb/in² (UADC = 5.39 Tb/in²) at BAR = 1.9.

As expected, BPI gain is small while TPI gain increases dramatically because all of the proposed techniques are designed to cope with severe ITI effects. Especially at lower BAR, the increment of BER = -2 decades location in BPI-TPI plane is larger than higher BAR. The interference sources in lower BAR mostly come from ITI and it can be dealt by using our proposed techniques. However, reducing the bit length is very hard to do because it is limited by grain size. Therefore, BER = -2 decades location in BPI-TPI plane at higher BAR cannot be improved as much as lower BAR. Although the TDMR system with the rate-5/6 2D modulation code and ITI subtraction has higher ADC compared with the conventional TDMR system, but the UADC is significant lower due to the rate loss. These results reveal that the narrowing width of middle-track and the rate-loss of the rate-5/6 2D modulation code become a trade-off to get higher UADC. To overcome the UADC of the conventional TDMR system, all tech-

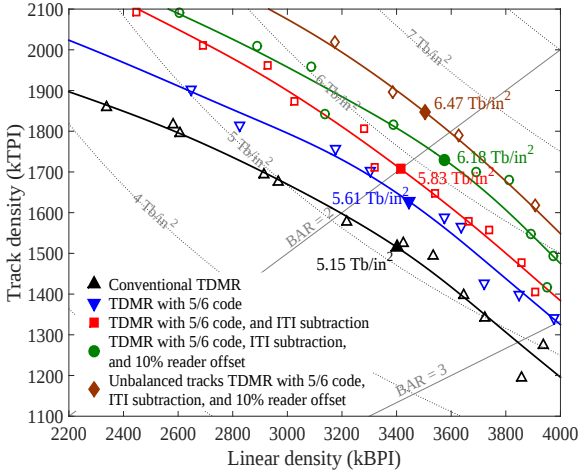


Fig. 8 BER = -2 decades lines for various systems. The solid large marks show the ADC from the fitted lines.

niques need to be integrated together. Thus, the unbalanced tracks TDMR system with the rate-5/6 modulation code performed together the ITI subtraction scheme and 10% reader offset can offer the performance gain of about 4.66% over the conventional TDMR system ($UADC = ADC = 5.15 \text{ Tb/in}^2$).

4. Conclusion

We considered an user areal density capability (UADC) metrics of various two-dimensional magnetic recording (TDMR) systems using a variable bit aspect ratio technique. The TDMR system with a rate-5/6 2D modulation code, intertrack 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-tracks. The proposed techniques can improve the UADC of about 4.66% over a conventional TDMR, which mostly gains in track density.

Acknowledgment

This work was partially supported by Thailand Research Fund under the grant number RSA6080051 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. Tongsomporn, "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] K. Gao, "Architecture for hard disk drives," *IEEE Magn. Lett.*, vol. 9, art ID. 4501705, Jan. 2018.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] P. Kovintavewat, 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.
- [10] 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.
- [11] C. Warisarn, T. Losuwan, P. Supnithi, and P. Kovintavewat, "An iterative inter-track interference mitigation method for two-dimensional magnetic recording systems," *J. Appl. Phys.*, vol. 115, pp. 17B732, 2014.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] E. Hwang, J. Park, R. Rauschmayer, and B. Wilson, "Interlaced magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 4, art ID. 3101407, Apr. 2017.
- [15] 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.



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 (KMUTL), Bangkok, Thailand. His researches are in the areas of communications and signal processing for magnetic recording systems.



Chanon Warisarn received the B. Eng. (1st Hon.) in Electronics Engineering Technology from King Mongkuts 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 re-

search interests are in the areas of communications and signal processing for data storage systems.



Damrongsak Tongsomporn was born in Nakhon Si Thammarat province, Thailand. He received the B. Eng. (honor) in Electronics Engineering from King Mongkuts 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 Record-

ing 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.

Improvement in Bit Error Rate With a Combination of a Rate-3/4 Modulation Code and Intertrack Interference Subtraction for Array-Reader-Based Magnetic Recording

Chaiwat Buajong[✉] and Chanon Warisarn[✉]

College of Advanced Manufacturing Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

Received 27 Jul 2019, revised 26 Aug 2019, accepted 1 Sep 2019, published 9 Sep 2019, current version 25 Sep 2019.

Abstract—To improve the bit-error-rate (BER) performance of an ultrahigh-density bit-patterned magnetic recording (BPMR) system, the intersymbol interference and intertrack interference (ITI) effects resulting from the reduction of spacing between bit islands in both along-track and across-track directions must be efficiently handled. Array-reader-based BPMR is considered a key technology for future magnetic recording due to its advantages, such as its diversity gain against noise and ITI cancellation. This letter proposes a three-reader, four-track system where a simple rate-3/4 two-dimensional (2-D) modulation code and a new ITI subtraction technique are used to improve recording system performance. Moreover, a 2-D Viterbi detector is modified in accordance with the ITI subtraction scheme, which leads to lower complexity and better BER performance. Simulations demonstrate improvement in performance gains under position and size fluctuation effects.

Index Terms—Information storage, array reader magnetic recording, bit-patterned magnetic recording, intertrack interference.

I. INTRODUCTION

As we know, perpendicular magnetic recording is about to reach its recording density limit due to the magnetic recording trilemma [Piramanayagam 2009]. However, the demand for huge data storage capacity continues to increase due to the fast development of information technology. In an attempt to resolve this issue, alternative magnetic recording technologies have been proposed by many researchers with a view to increasing the areal density (AD) of hard disk drives. Array reader magnetic recording (ARMR) is expected to become a promising magnetic recording technology that can provide ADs of 1 Tb/in² or higher [Mathew 2014]. The multiple readback signals that are obtained from at least two readers are jointly operated, which enables reliable data retrieval under high linear densities compared with a single-reader system. This reading technique can be practically adopted with both bit-patterned magnetic recording (BPMR) and two-dimensional (2-D) magnetic recording (TDMR) systems [Hwang 2017, Myint 2017, Pituso 2017, Yao 2017].

To achieve higher ADs in BPMR systems, the space between tracks must be reduced by bringing the tracks closer and closer together. This leads to a significant increase in the effect of 2-D interference, which can then further degrade the overall bit-error-rate (BER) performance of the recording system. It should be noted that the 2-D interference consists of intersymbol interference (ISI) and intertrack interference (ITI). Many alternative techniques for dealing with these two serious effects have recently been proposed and studied. For example, the work in Nutter [2005] revealed that BER performance could be improved by using staggered array islands instead of rectangular array islands for the same recording density because staggered array islands help reduce the effect of ITI due to the presence of adjacent tracks.

Moreover, 2-D modulation codes were proposed for a multihead multitrack BPMR system: an ARMR technology capable of eliminating severe ITI, resulting in BER performance improvement of the coded system. A rate-7/9 2-D coding scheme [Groenland 2007] was introduced to avoid 2-D interference including ISI and ITI effects by placing the redundant bits in fixed positions at every 3×3 data array. Then, a rate-5/6 2-D coding scheme was presented in Shao [2011], which had lower redundancy and yielded better performance than the rate-7/9 one [Groenland 2007]. The previously mentioned schemes were intensely studied in perpendicularly magnetized media without a soft underlayer. In addition, rate-4/5 and rate-5/6 modulation codes were also proposed for both BPMR and TDMR systems, which are designed based on a data-dependent readback signal [Warisarn 2015a, 2015b, Pituso 2016, 2017] under the media with a soft underlayer. The main idea is to avoid destructive ITI data patterns, i.e., $[1 \ -1 \ 1]$ and $[-1 \ 1 \ -1]$ in an across-track direction, which severely degrade the readback signal. These two forbidden patterns are not allowed onto the medium. The results imply that the use of encoding techniques can efficiently improve the BER performance.

In addition, multitrack detection schemes were continuously developed for both TDMR and BPMR systems in order to increase AD. An iterative ITI mitigation method [Warisarn 2014] using three modified 2-D soft-output Viterbi algorithm (2D-SOVA) detectors in conjunction with an iterative processing technique was proposed to combat 2-D interference where all three 2D-SOVA detectors exchange their soft information to improve the reliability of *a priori* information, which leads to improved BER performance of the TDMR system. Multitrack joint detectors have recently attracted much attention in the literature for mitigating ITI effects [Saito 2015, Wang 2017, Myint 2018] in the BPMR system. Unlike 1-D detectors, these 2-D detectors operate multitrack signals jointly and estimate the recorded bits on multiple tracks using array readers so that ITI effects among the detecting tracks can be internally handled using the combined trellis of the 2-D detector.

However, in this letter, we propose a simple rate-3/4 2-D modulation code, which operates together with the proposed ITI subtraction

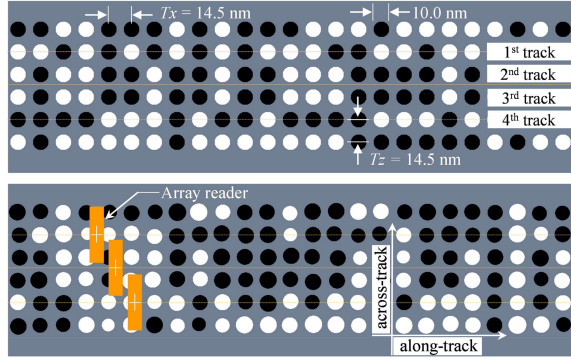


Fig. 1. Regular bit-patterned media with an array reader that is considered under an AD of 3.0 Tb/in². Three readers are used to read four data tracks immediately. Here, the bit islands were constructed (top) without and (bottom) with 5% position and size fluctuations.

technique. Moreover, we also propose a modified 2-D Viterbi detector that accordingly performs together with both the proposed modulation code and ITI subtraction technique. Then, all three proposed methods will be jointly operated under an array-reader-based BPMP system. For rate-3/4 2-D modulation encoding, the user data sequences are portioned into three data sequences. Then, these sequences are encoded to become four encoded data sequences before recording onto media. The second user data sequence is copied, and the replica sequence is then defined as the redundant data sequence, which is recorded onto the third track, as shown in Fig. 1 (top). Meanwhile, the first, second, and third user data sequences are recorded onto the first, second, and fourth tracks, respectively.

In this letter, three readers are used to read four recorded data sequences. The first and third readers are placed at the center of the first and fourth tracks, respectively. Meanwhile, the second reader is positioned between the second and third tracks, as depicted in Fig. 1 (bottom). Due to the size of this desire track, i.e., the combination of the second and third tracks is twice as big as the regular track size, which implies that the second readback signal obtained from the second reader can provide high reliability. Therefore, we can utilize this data sequence to subtract the ITI effects of the first and third readback signals in order to increase first and fourth track performances, respectively.

For the ITI subtracting process, the second data sequence is fed back to convolute with ITI coefficients to produce the remaining sidetrack ITI sequences before subtracting both first and third data sequences. Then, we can obtain both refined data sequences before sending them to the corresponding 2-D Viterbi detectors. Moreover, the 2-D Viterbi detectors used to detect the first and third refined data sequences are also modified accordingly with the ITI subtraction technique, which not only leads to lower complexity but also yields better BER performance.

The rest of this letter is organized as follows. Section II briefly describes the recording model, and Section III explains all our proposed methods. BER performance evaluation is given in Section IV. Finally, Section V concludes this letter.

II. CHANNEL MODELING

In this letter, we study a proposed three-reader, four-track (3R4T) based BPMP channel model, as depicted in Fig. 2. Before writing the user bit data sequence $a_k \in \{\pm 1\}$ onto the bit

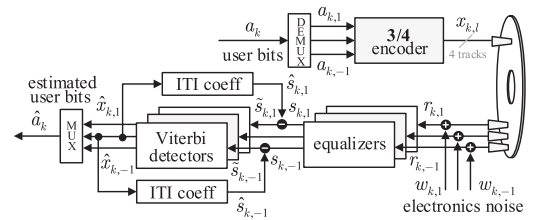


Fig. 2. Block diagram of the transmitter and receiver of the 3R4T BPMP system, which consists of the proposed rate-3/4 2-D modulation encoder, ITI subtraction technique, and modified 2-D Viterbi algorithms.

islands of the media, it is separated into three data sequences, e.g., $a_{k,1}$, $a_{k,0}$, and $a_{k,-1}$ with a length of 4096 bits. Then, these three sequences are encoded by a rate-3/4 modulation code to generate four recorded data sequences. For this letter, we assume that all recorded bits are perfectly written. This means the data bit islands are always magnetized according to the recorded bits. Circular bit islands with a regular arrangement that have a diameter of 10 nm are used in this letter. The bit period T_x and track pitch T_z can be adjusted to obtain various ADs. For example, if $T_x = T_z = 14.5$ nm, the AD equals 3.0 Tb/in². Each high-resolution bit island is constructed from many small pixels until they reach their size limit, where the pixel size is defined as 0.01×0.01 nm² [Warisarn 2019], as depicted in Fig. 1 where each bit island is separated by a nonmagnetic boundary. Moreover, we also consider media noise that consists of both size and position fluctuations, as shown in Fig. 1 (bottom). Here, the size and position fluctuation percentages can be defined from their ideal bit island diameter and bit period, respectively.

To generate the readback signals, which are obtained using an array of three readers to read all four data tracks simultaneously, we consider the media plane $m(x, y) \in \{\pm 1\}$ as a function of x (in nm) and y (in nm) coordinates and a reader sensitivity function $h(x, y)$ [Yamashita 2011] to represent the magnetization of each small pixel point and reader response, respectively. This time, three readers are used to read the bit islands from the media and are positioned at their proper points, as shown in Fig. 1 (bottom). We can then produce each readback signal $r(x, y)$ from the following equation:

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

where $w(x, y)$ is an electronic noise, which is revealed as an additive white Gaussian noise. By the way, the readback signal $r(x, y)$ can also be considered in the time domain. The continuous readback signal $r(t)$ can be constructed from the readback signal of x and y coordinates $r(x, y)$ as $r(t) = r(t, i)$, where i is the center of reader sensitivity function in an across-track direction. Then, the data sequence of the l th track $r_{k,l}$ can be generated from the continuous readback signal as $r_{k,l} = r(k \times T_x, l)$, which is assumed to produce perfect synchronization. Here, there are three data sequences produced at the reading point, as illustrated in Fig. 2.

After obtaining the readback data sequences $r_{k,l}$, they are sent to equalizers to produce the equalized data sequences $s_{k,l}$, according to their target response before being sent to Viterbi detectors to estimate the most likely recoded bit sequences of each track $\hat{x}_{k,l}$. The estimated recoded bit sequence of the second sequence is then fed back and convoluted with ITI coefficients to reproduce the two remaining ITI sequences $\hat{s}_{k,l}$. These two sequences are then used to subtract from the first and third equalized data sequences, respectively, as shown

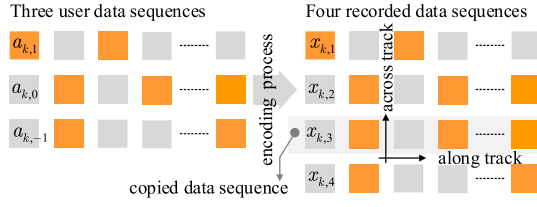


Fig. 3. Simple rate-3/4 2-D modulation encoding process.

in Fig. 2. After subtracting, we can obtain the refined equalized data sequences $\hat{s}_{k,l}$, which are fed to Viterbi detectors again in the second iteration. It is important to note that the 2-D Viterbi detector and 2-D equalizer [Karakulak 2010] are only used to process the first and third data sequences. Meanwhile, the second data process is processed using only a 1-D Viterbi detector and a 1-D equalizer [Moon 1995]. Furthermore, the modified 2-D Viterbi detector will only be utilized for processing the first and third data sequences at the second iteration. Note that the numbers of 1-D and 2-D equalizer taps are fixed to be 11 and 3×7 taps, respectively.

III. PROPOSED METHODS

A. Encoding Process

The simple encoding process of the proposed rate-3/4 2-D modulation code can be achieved by copying one of the user data sequences. Then, the copied sequence is recorded beside the track of the primary user data sequence. In this letter, we encode three user data sequences to obtain four encoded data sequences. We designate these four data sequences as the recorded data sequences, which will be recorded onto four tracks, as shown in Fig. 3. Here, the second user data sequence is first copied. Then, the copied data sequence is recorded onto the third track of the media beside the track of the primary user data sequence. The aim of this encoding is to expand the width of the two middle tracks so that they become as big as a regular track. As a result, the middle reader amongst the three readers can provide a better readback signal because it reads the data from a bigger track or it has less ITI interference. Therefore, the obtained data sequence can be used to generate the remaining ITI sequence that will be utilized to subtract the ITI, as described in the following section.

B. ITI Subtraction Technique

As shown in Fig. 2, to generate the remaining ITI sequences $\hat{s}_{k,l}$, we start by feeding back the estimated recorded data sequence of the middle data sequence $\hat{x}_{k,0}$ to convolute with the ITI coefficients. Here, we can obtain the ITI coefficient from the 2-D target matrix, $\mathbf{H}$, as a symmetric matrix with a size of 3×3 , which can be defined as follows:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{-1,-1} & h_{0,-1} & h_{1,-1} \\ h_{-1,0} & 1 & h_{1,0} \\ h_{-1,1} & h_{0,1} & h_{1,1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

where $h_{-1,-1} = h_{1,-1} = h_{-1,1} = h_{1,1}$ are the ITI and ISI coefficient, and $h_{0,-1} = h_{0,1}$ and $h_{-1,0} = h_{1,0}$ are the ITI and ISI coefficient, respectively. All the 2-D target coefficients according to their ADs that were used in this letter can be illustrated in Table 1. For ITI subtraction, we first consider the ideal equalized data sequence of the

Table 1. Two-dimensional target coefficients according to their ADs.

AD	2D target coefficients			AD	2D target coefficients		
2.0	0.0074	0.1984	0.0074	3.5	0.0629	0.3787	0.0629
	0.0372	1.0000	0.0372		0.1662	1.0000	0.1662
	0.0074	0.1984	0.0074		0.0629	0.3787	0.0629
2.5	0.0198	0.2676	0.0198	4.0	0.0963	0.4307	0.0963
	0.0740	1.0000	0.0740		0.2236	1.0000	0.2236
	0.0198	0.2676	0.0198		0.0963	0.4307	0.0963
3.0	0.0402	0.3310	0.0402				
	0.1214	1.0000	0.1214				
	0.0402	0.3310	0.0402				

first data sequence $s_{k,1}$, which can be defined as follows:

$$\begin{aligned} s_{k,1} &= \sum_{m=-1}^1 \sum_{n=-1}^1 h_{m,n} x_{k-m,1-n} \\ &= h_{1,-1} x_{k-1,2} + h_{0,-1} x_{k,2} + h_{-1,-1} x_{k+1,2} + h_{1,0} x_{k-1,1} + x_{k,1} \\ &\quad + h_{-1,0} x_{k+1,1} + h_{1,1} x_{k-1,0} + h_{0,1} x_{k,0} + h_{-1,1} x_{k+1,0} \end{aligned} \quad (3)$$

when $x_{k,l}$ is the recorded bit of the k th bit and the l th track.

Then, we can generate the remaining ITI sequence of the first data sequence $\hat{s}_{k,1}$ from the following equation:

$$\begin{aligned} \hat{s}_{k,1} &= \sum_{n=-1}^1 h_{n,-1} \hat{x}_{k-n,0} \\ &= h_{-1,-1} \hat{x}_{k+1,0} + h_{0,-1} \hat{x}_{k,0} + h_{1,-1} \hat{x}_{k-1,0}. \end{aligned} \quad (4)$$

We know that the middle data sequence can provide high reliability; therefore, we can assume that the last line of (4) is equal to the last line of (3). Then, we can generate the refined equalized data sequence of the first data sequence $\tilde{s}_{k,1}$ before feeding back to its corresponding detector using the following equation:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{k,1} &= s_{k,1} - \hat{s}_{k,1} \\ &= h_{1,-1} x_{k-1,2} + h_{0,-1} x_{k,2} + h_{-1,-1} x_{k+1,2} \\ &\quad + h_{1,0} x_{k-1,1} + x_{k,1} + h_{-1,0} x_{k+1,1}. \end{aligned} \quad (5)$$

From (5), we found that the refined equalized data sequence $\tilde{s}_{k,1}$ contains only one-side ITI. Therefore, we also propose to modify the 3×3 target of a conventional 2-D Viterbi detector to become the 2×3 target of the modified 2-D Viterbi detector at the second iteration. The modified detector not only yields better BER performance due to the 2×3 2-D target whose trellis is designed by considering only one-side ITI effect but also reduces complexity, as described in following section [Koonkarnkhai 2019]. It should be noted that the process of ITI subtraction for the third data sequence can also be performed in the same manner as the first data sequence. In this letter, the subtraction process operates with just two time iterations, and the third iteration does not yield significantly different performance because the middle data sequence does not improve using the ITI subtraction technique.

C. Modified 2-D Viterbi Algorithm

Due to the use of an ITI subtraction scheme, the trellis used in the modified 2-D Viterbi detector can then be constructed using only the bits from the detecting tracks, i.e., $l = 1, 2$ and $l = -1, -2$ for the first and third data sequences, respectively. Thus, the 2×3 2-D target of

the first data sequence $\mathbf{H}_{up}$ is defined as

$$\mathbf{H}_{up} = \begin{bmatrix} h_{-1,-1} & h_{0,-1} & h_{1,-1} \\ h_{-1,0} & 1 & h_{1,0} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Similarly, the 2×3 2-D target of the third data sequence $\mathbf{H}_{lo}$ can be defined as

$$\mathbf{H}_{lo} = \begin{bmatrix} h_{-1,0} & 1 & h_{1,0} \\ h_{-1,1} & h_{0,1} & h_{1,1} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Using the 2×3 2-D target, the input symbol of the trellis will consist of just two bits. Consequently, the trellis diagram of the proposed 2-D Viterbi detector has only $2^4 = 16$ states with $2^2 = 4$ incoming/outgoing branches at each state. Meanwhile, the full 2-D Viterbi detector requires $2^8 = 64$ states with $2^3 = 8$ incoming/outgoing branches at each state.

IV. PERFORMANCE EVALUATION

In this letter, we considered all four systems to evaluate the proposed methods, which consist of the following.

- 1) The ‘‘Conventional System,’’ which represents the system that operates without any coding, ITI subtraction, and a modified 2-D Viterbi detector.
- 2) The ‘‘5/6 Mod System,’’ which represents the system that operates by using the rate-5/6 2-D modulation code [Buajong 2018], ITI subtraction, and a 2-D Viterbi detector.
- 3) The ‘‘Proposed System II,’’ which represents the system that operates by using the rate-3/4 2-D modulation code, ITI subtraction, and a 2-D Viterbi detector.
- 4) The ‘‘Proposed System I,’’ which operates in the same manner as the proposed system II, but the modified 2-D detector is instead used at the second iteration.

Here, we separate the consideration into two cases that are the recording system without and with 5% position and size fluctuations. The signal-to-noise ratio (SNR) is defined as $\text{SNR} = 10\log_{10}(A/\sigma^2)$ in decibels, where A is the saturated level of the isolated waveform, calculated using an ideal bit island medium with a circular shape where σ is a standard deviation of electronic noise.

Fig. 4 shows the SNR requirement to achieve $\text{BER} = 10^{-4}$ in various ADs of different BPMR systems with and without position and size fluctuations. It is clear that the proposed systems can provide lower SNR to achieve $\text{BER} = 10^{-4}$ than the rate-5/6 2-D modulation code and conventional systems for all ADs. Moreover, it seems that both proposed systems yield higher performance gains, especially at higher ADs. In addition, for fair comparison, we compared their performances under the same user density (UD), $\text{UD} = \text{AD} \times R$, where R is the code rate. The proposed systems still provided better performances over the other systems. For example, when we consider the system without media noise at $\text{UD} = 3 \text{ Tb/in}^2$, the ‘‘Proposed System I’’ and ‘‘Proposed System II’’ that must be considered at $\text{AD} = 4 \text{ Tb/in}^2$ (the highest ITI effect) can provide SNRs at 17 and 18.5 dB-s, respectively. Meanwhile, the ‘‘5/6 Mod System’’ that was considered at an $\text{AD} \approx 3.5 \text{ Tb/in}^2$ (moderate ITI effect) provides an SNR at 19 dB. Finally, the ‘‘Conventional System’’ that was considered at an $\text{AD} = 3 \text{ Tb/in}^2$ (lower ITI effect) requires an SNR of 31 dB to achieve $\text{BER} = 10^{-4}$. Therefore, we can summarize that the best proposed system can provide a performance gain of more than 2

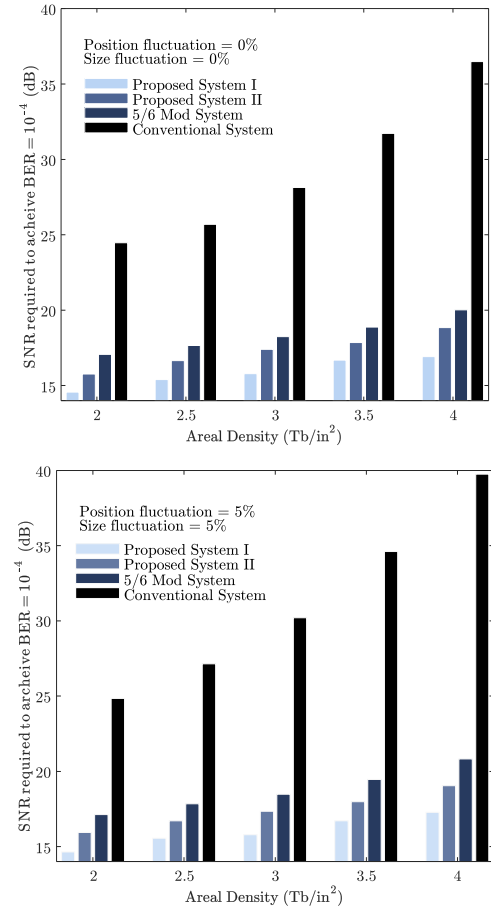


Fig. 4. SNR requirement to achieve $\text{BER} = 10^{-4}$ dB comparison as a function of various ADs without and with 5% position and size fluctuation effects.

14 dB-s compared with the previously proposed and conventional BPMR systems, respectively.

V. CONCLUSION

To deal with the severe ITI effect and improve BER performance of array-reader-based BPMR systems, this letter proposes a simple rate-3/4 2-D modulation that performs together with an ITI subtraction technique. On top of that, we also propose a modified 2-D Viterbi detector, which can satisfactorily operate with an ITI subtraction technique. The aim of encoding is to expand the data track to twice the size of a regular track. This bigger track can provide higher reliability, which implies that this data sequence can be used to create its sidetracks' remaining ITI sequences. Fortunately, these remaining ITI sequences can then be utilized to subtract the ITI effect in their beginning equalized data sequences. Then, these refined equalized data sequences can be detected accordingly using the proposed modified 2-D Viterbi detector. The use of an ITI subtraction technique allows us to modify the trellis diagram so we can reduce the complexity of the 2-D Viterbi detector. The simulation results show that the proposed systems yield better BER performance gains over both conventional systems and the rate-5/6 2-D modulation code system that performs together with ITI subtraction technique when compared at the same UD. We also found that a significant performance gain under position and size fluctuation effects consideration can be achieved using our proposed systems.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Thailand Research Fund under Grant RSA6080051 and in part by the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

REFERENCES

- Buajong C, Warisarn C (2018), "A simple inter-track interference subtraction technique in bit-patterned media recording (BPMR) systems," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E101.C, pp. 404–408, doi: [10.1587/transele.E101.C.404](https://doi.org/10.1587/transele.E101.C.404).
- Groenland J P J, Abelmänn L (2007), "Two-dimensional coding for probe recording on magnetic patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, pp. 2307–2309, doi: [10.1109/TMAG.2007.893137](https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.893137).
- Hwang E, Park J, Rauschmayer R, Wilson B (2017), "Interlaced magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, 3101407, doi: [10.1109/TMAG.2016.2638809](https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2638809).
- Karakulak S, Siegel P H, Wolf J K, Bertram H N (2010), "Joint-track equalization and detection for bit patterned media recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, pp. 3639–3647, doi: [10.1109/TMAG.2010.2049116](https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2049116).
- Koonkarnkhai S, Warisarn C, Kovintavewat P (2019), "An iterative two-head two-track detection method for staggered bit-patterned magnetic recording systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, 3001707, doi: [10.1109/TMAG.2018.2889467](https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2889467).
- Mathew G, Hwang E, Park J, Garfunkel G, Hu D (2014), "Capacity advantage of array reader-based magnetic recording (ARMR) for next generation hard disk drives," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, 3300907, doi: [10.1109/TMAG.2013.2283221](https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2283221).
- Moon J, Zeng W (1995), "Equalization for maximum likelihood detector," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, pp. 1083–1088, doi: [10.1109/20.364789](https://doi.org/10.1109/20.364789).
- Myint L M M, Warisarn C (2017), "Reduced complexity of multi-track joint 2-D Viterbi detectors for bit-patterned media recording channel," *AIP Adv.*, vol. 7, 056502, doi: [10.1063/1.4973290](https://doi.org/10.1063/1.4973290).
- Myint L M M, Warisarn C, Supnithi P (2018), "Reduced complexity multi-track joint detector for sidetrack data estimation in high areal density BPMR," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, 9401405, doi: [10.1109/TMAG.2018.2839682](https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2839682).
- Nutter P W, Ntokas I T, Middleton B K (2005), "An investigation of the effects of media characteristics on read channel performance for patterned media storage," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, pp. 4327–4334, doi: [10.1109/TMAG.2005.856586](https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.856586).
- Piramanayagam S N, Srinivasan K (2009), "Recording media research for future hard disk drives," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 321, pp. 485–494, doi: [10.1016/j.jmmm.2008.05.007](https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2008.05.007).
- Pituso K, Warisarn C, Tongsoomporn D (2017), "A soft-5/6 modulation code with iterative ITI subtraction scheme in multireader TDMR systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, 3000904, doi: [10.1109/TMAG.2017.2700952](https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2700952).
- Pituso K, Warisarn C, Tongsoomporn D, Kovintavewat P (2016), "An intertrack interference subtraction scheme for a rate-4/5 modulation code for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Magn. Lett.*, vol. 7, 4504705, doi: [10.1109/LMAG.2016.2589218](https://doi.org/10.1109/LMAG.2016.2589218).
- Saito H (2015), "Signal-processing schemes for multi-track recording and simultaneous detection using high areal density bit-patterned media magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, 3101404, doi: [10.1109/TMAG.2015.2436717](https://doi.org/10.1109/TMAG.2015.2436717).
- Shao X, Alink L, Groenland J P J, Abelmänn L, Slump C H (2011), "A simple two-dimensional coding scheme for bit patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, pp. 2559–2562, doi: [10.1109/TMAG.2011.2157668](https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2157668).
- Wang Y, Kumar B V K V (2017), "Improved multitrack detection with hybrid 2-D equalizer and modified Viterbi detector," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, 3000710, doi: [10.1109/TMAG.2017.2708687](https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2708687).
- Warisarn C (2019), "Mitigating the effects of track mis-registration in single-reader/two-track reading BPMR systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, 3001106, doi: [10.1109/TMAG.2019.2891059](https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2891059).
- Warisarn C, Arrayangkool A, Kovintavewat P (2015a), "An ITI-mitigating 5/6 modulation code for bit-patterned media recording," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E98.C, pp. 528–533, doi: [10.1587/transele.E98.C.528](https://doi.org/10.1587/transele.E98.C.528).
- Warisarn C, Kovintavewat P (2015b), "Soft-output decoding approach of 2D modulation codes in bit-patterned media recording systems," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E98.C, pp. 1187–1192, doi: [10.1587/transele.E98.C.1187](https://doi.org/10.1587/transele.E98.C.1187).
- Warisarn C, Losuwan T, Supnithi P, Kovintavewat P (2014), "An iterative inter-track interference mitigation method for two-dimensional magnetic recording systems," *J. Appl. Phys.*, vol. 115, 17B732, doi: [10.1063/1.4866849](https://doi.org/10.1063/1.4866849).
- Yamashita M, Osawa H, Okamoto Y, Nakamura Y, Suzuki Y, Miura K, Muraoka H (2011), "Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two-dimensional magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, pp. 3558–3561, doi: [10.1109/TMAG.2011.2157808](https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2157808).
- Yao J, Hwang E, Kumar B V K V, Mathew G (2017), "Mitigation of noise correlation for two-dimensional detection in array-reader based magnetic recording," *IEEE Magn. Lett.*, vol. 8, 4504204, doi: [10.1109/LMAG.2017.2660464](https://doi.org/10.1109/LMAG.2017.2660464).

Mitigating the Effects of Track Mis-Registration in Single-Reader/Two-Track Reading BPMR Systems

Chanon Warisarn 

College of Advanced Manufacturing Innovation, King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

Bit-recording technologies that can provide areal densities (ADs) [patterned magnetic recording (BPMR) is expected to be one of the new magnetic ADs] of 1 Tera-bit per square inch or higher. To achieve these ADs, 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 bit-error-rate (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—Bit-patterned magnetic recording (BPMR), single-reader/two-track reading (SRTR), track mis-registration (TMR).

I. INTRODUCTION

BIT-PATTERNED magnetic recording (BPMR) [1] is one of the 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, 2-D interference, which consists of inter-symbol interference 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, 2-D interference can be mitigated using 2-D modulation encoding techniques [6]–[8], adopted to avoid forbidden data patterns that lead to severe ITI situations. This shows that 2-D modulation encoding can significantly improve bit-error-rate (BER) performance, especially when 2-D 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] and [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 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 2-D target and its corresponding 2-D equalizer. This showed that a very high percentage accuracy of TMR estimation could be achieved, leading to better BER performance over the conventional system.

Therefore, for practical reasons, 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

Manuscript received October 24, 2018; revised December 9, 2018; accepted December 28, 2018. Date of publication February 20, 2019; date of current version June 20, 2019. Corresponding author: C. Warisarn (e-mail: chanon.wa@kmitl.ac.th).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2019.2891059

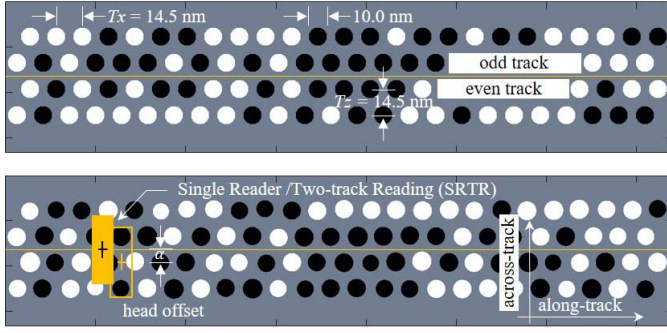


Fig. 1. Staggered bit-patterned media with an SRTR technique under an AD of 3.0 Tbps. The reader is moved to simulate the TMR situation. Here, the bit-islands were constructed without (top) and with 5% position and size fluctuations (bottom). Black islands: upward magnetization. White islands: downward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

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.

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 1-D equalizer that matches with each estimated head offset level accordingly to deal with the effects of TMR. Simulation results demonstrate that the 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 paper, 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 the track pitch, T_z , 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 $0.01 \times 0.01 \text{ nm}^2$ [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. Although the percentage of

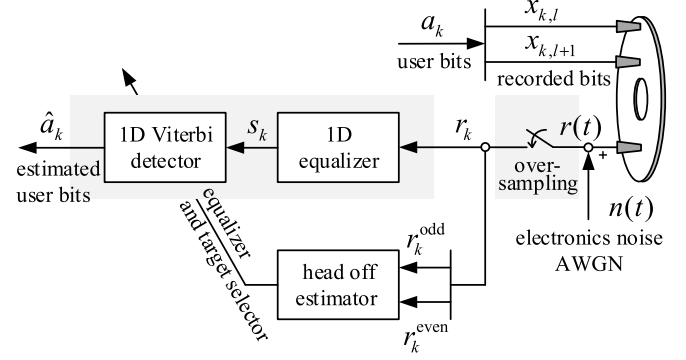


Fig. 2. Block diagram of the SRTR BPMR system that consists of the proposed head offset estimator, equalizer, and target selector.

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 investigated in this paper are independent and identically distributed random variables.

In reading process, the readback signal, as a function of x (in nanometers) and y (in nanometers) coordinates, can be obtained by 2-D 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 the time domain, the continuous readback signal, $r(t)$ can be constructed from the readback signal of x - and y -coordinates, $r(x, y)$ as $r(t) = r(t, l)$, 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. 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 1-D 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 1-D equalizer and 1-D 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.

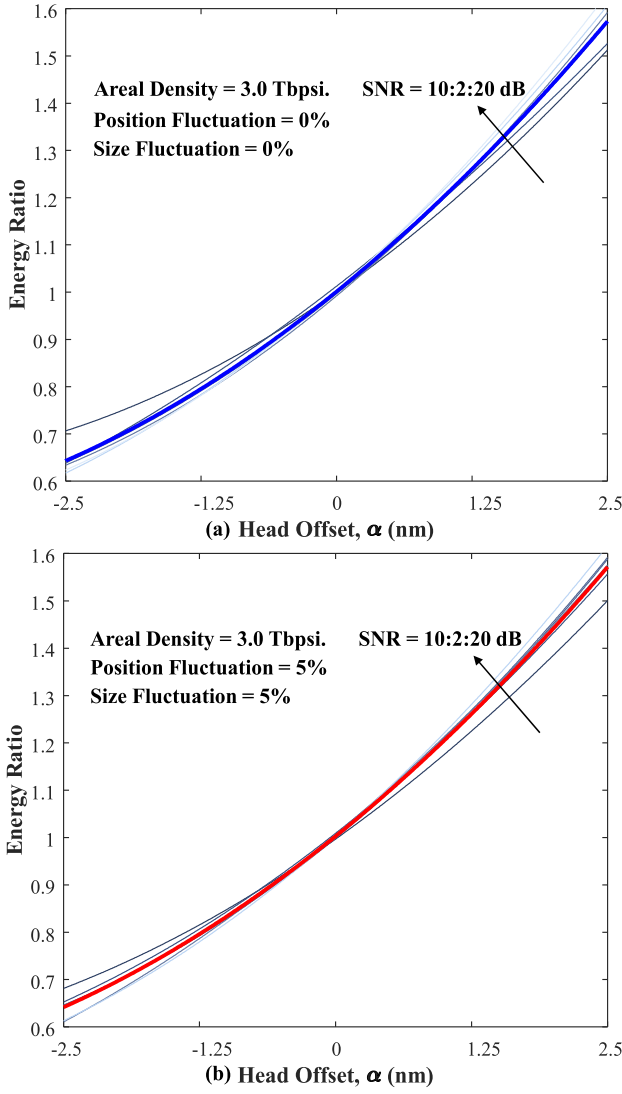


Fig. 3. Head offset, α , versus the energy ratio in several SNRs under the AD of 3.0 Tbps (a) without and (b) with 5% position and size fluctuations. Here, the blue and red curves are obtained from averaging all of SNR curves.

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, v , can be easily calculated from the following equation:

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

where r_k^{odd} and r_k^{even} are the readback data sequences that are obtained from the odd and even tracks, respectively, and N is the length of the readback sequence, i.e., $N = 4096$ 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., 10–20 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 paper, we study the

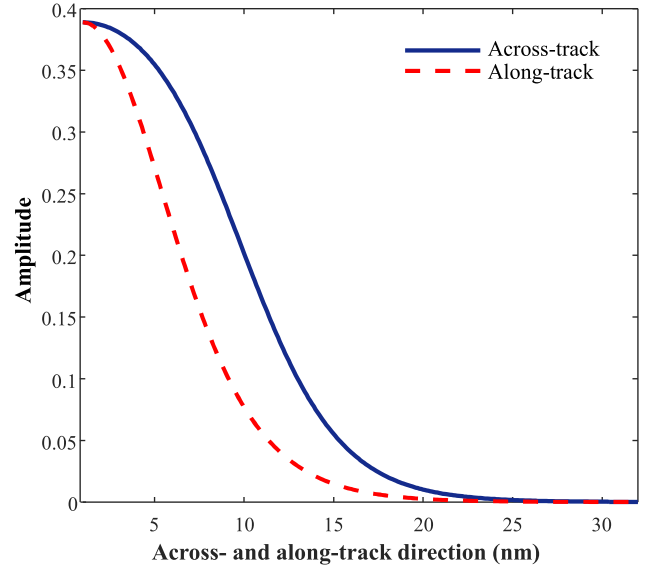


Fig. 4. Reader sensitivity function [15], [16].

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., from -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.” However, in this paper, we selected a relationship curve that creates a system without media noise, where the 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 and across- and along-track reader sensitivity functions have an effect to the relationship between the energy ratio and head offset, the across- and along-track reader sensitivity functions are fixed to be 64 nm as similarly used in [15] and [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:

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

where $\hat{a}$ 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., 10–12 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., from -0.75 to 0.75 nm. Moreover, our proposed method provides more than 95% for all head

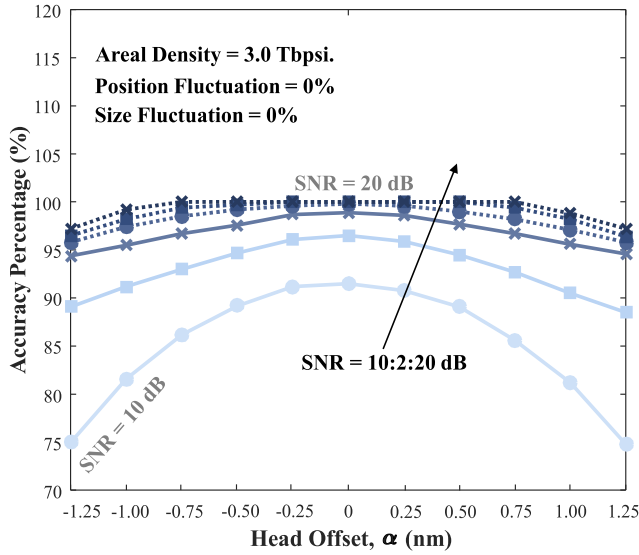


Fig. 5. Accuracy percentages of the head offset estimation which are obtained from the energy ratio in several SNRs under the AD of 3.0 Tbps without position and size fluctuations. Here, the head offset varies from -1.25 to 1.25 nm.

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 paper has never considered a skew angle of the reader which is one of the major challenges in both writing and reading processes of the ultrahigh-density magnetic recording system [17]–[19]. The variation of the effective width covered by the reader is also an important issue in SRTR recording system because it directly affects the severity of the skew angle which has to be investigated carefully. However, in this paper, the degree skew angle is fixed to 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 earlier, we then propose to mitigate the TMR effect by using a pairing of a GPR target and a 1-D 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 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 follows: given that $\mathbf{G} = [g_0 \ g_1 \ g_2]^T$ denotes the GPR target and $\mathbf{F} = [f_{-5} \ \dots \ f_0 \ \dots \ f_5]^T$ denotes the 1-D equalizer, g_k and f_k are the target and equalizer coefficients, respectively, and $[\bullet]^T$ is the transpose operation. In this paper, the numbers 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 1-D GPR target, g_k and 1-D 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:

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

where $E\{\bullet\}$ 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]

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

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

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

where λ is the Lagrange multiplier, $\mathbf{I} = [1 \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{A}$ is the 3×3 autocorrelation matrix of the user data sequence, a_k , $\mathbf{R}$ is the 11×11 autocorrelation matrix of the readback data sequence r_k , and $\mathbf{P}$ is the 11×3 cross correlation matrix of the sequences r_k and a_k . Then, we design all 11 pairings of GPR target and 1-D equalizer for all of the considered head offset levels, e.g., $0:0.25:2.5$ nm. These pairings of GPR target and 1-D equalizer will be kept in a lookup 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. This means the over-sampled sequences, r_k , that were used for designing all pairings of GPR target and 1-D equalizer are different. They depend on the head offsets of the reader which were used for generating each continuous readback signal, $r(t)$. For example, when we need to design a pairing of GPR target and 1-D 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.

IV. PERFORMANCE EVALUATION

We evaluated the BER performances of the conventional and proposed SRTR systems in a staggered BPMP channel model as illustrated in Fig. 2. In this paper, we considered the AD of 3.0 Tbps, i.e., T_x and T_z to be 14.5 nm. The SNR was defined as $10 \log_{10}(A/\sigma^2)$ in decibels, where A was the saturated level of the isolated waveform which was calculated by using an ideal bit-islands medium with a circular shape, and σ is a standard deviation of electronic noise. Each BER point was computed using as many 4096 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 1-D GPR target and a 1-D 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

TABLE I
ALL 11 PAIRINGS OF GPR TARGET AND 1-D EQUALIZER WHICH
ARE DEPENDENT 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 -0.491 1.543 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]

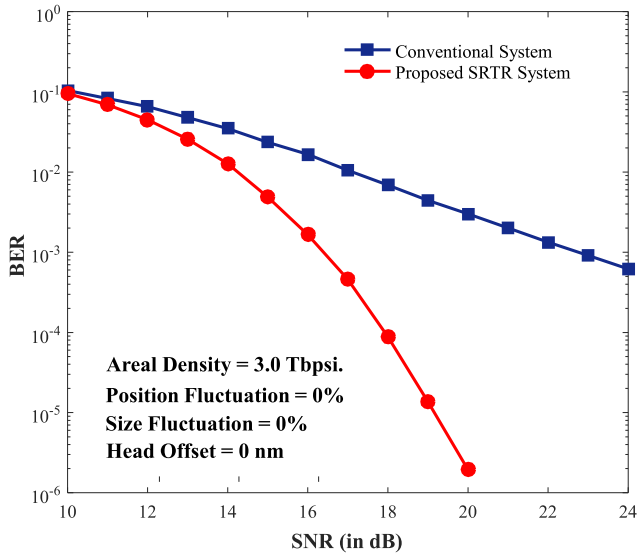


Fig. 6. BER performances of the conventional and SRTR systems. Here, the single reader is positioned at the center of desired track for the conventional system at the AD of 3.0 Tbps. The position and size fluctuations are set to be 0% and head offset is also set to be 0 nm.

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

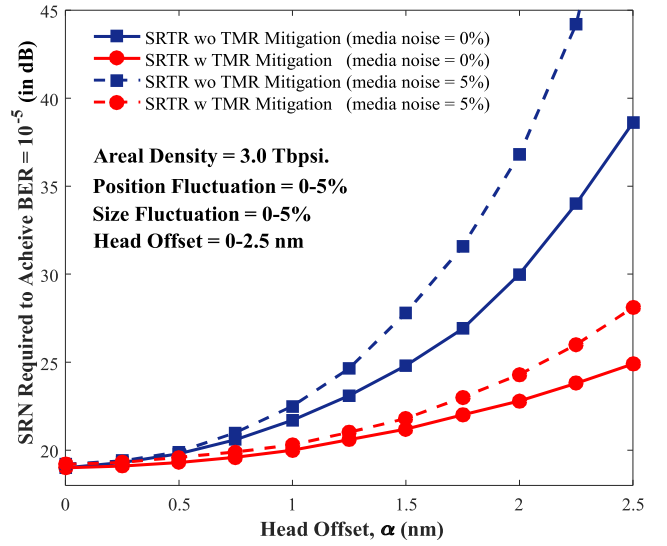


Fig. 7. Performance comparison of the proposed SRTR system with and without TMR mitigation technique in the presence and absence of media noises at the AD of 3.0 Tbps.

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 with TMR Mitigation” and “SRTR without TMR Mitigation,” respectively. The 1-D GPR target and 1-D equalizer, which were designed in the 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 varies from 0 to 2.5 nm as mentioned in Section III-B.

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 dBs 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 an SRTR BPMR system. Since the TMR severely affects the 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 GPR target and a 1-D 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.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by Thailand Research Fund under Grant RSA6080051 and in part by the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

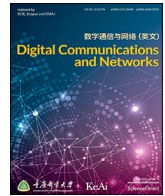
REFERENCES

- [1] G. F. Hughes, "Patterned media recording systems—The potential and the problems," in *Proc. INTERMAG*, Apr./May 2002, p. GA6.
- [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, Jan. 1997.
- [3] J.-G. Zhu, Z. 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, Jan. 2000.
- [4] S. Nabavi, B. V. K. V. Kumar, and J.-G. Zhu, "Modifying Viterbi algorithm to mitigate intertrack interference in bit-patterned media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2274–2276, Jun. 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, Mar. 2017, Art. no. 3101207.
- [7] P. Kovintavewat, 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, Nov. 2014, Art. no. 3101204.
- [8] K. Pituso, C. Warisarn, and D. Tongsoomporn, "A soft-5/6 modulation code with iterative ITI subtraction scheme in multireader TDMR systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, Nov. 2017, Art. no. 3000904.
- [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, Nov. 2015, Art. no. 3002404.
- [10] C. Buajong and C. Warisarn, "Multitrack reading scheme with single reader in BPMR systems," in *Proc. IEEE iEECON*, Pattaya, Thailand, Mar. 2017, pp. 1–4.
- [11] S. Nabavi, B. V. K. V. Kumar, and J. A. Bain, "Mitigating the effects of track mis-registration in bit-patterned media," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, Beijing, China, May 2008, pp. 2061–2065.
- [12] C. Warisarn, W. Busyatras, L. M. M. Myint, S. Koonkarnkhai, and P. Kovintavewat, "Mitigation of TMR using energy ratio and bit-flipping techniques in multitrack multihead BPMR systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, Nov. 2017, Art. no. 2600104.
- [13] W. Busyatras *et al.*, "Utilization of multiple read heads for TMR prediction and correction in bit-patterned media recording," *AIP Adv.*, vol. 7, no. 5, p. 056501, Dec. 2016.
- [14] P. Kovintavewat, I. Ozgunes, E. Kurtas, J. R. Barry, and S. W. McLaughlin, "Generalized partial-response targets for perpendicular recording with jitter noise," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 2340–2342, Sep. 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, K. Ozaki, M. Yamashita, Y. Nakamura, H. Osawa, and H. Muraoka, "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*, vol. 16, pp. 2–7, Sep. 2011.
- [18] F. Liu *et al.*, "Effect of track asymmetry and curvature on shingle writing scheme," *J. Appl. Phys.*, vol. 109, no. 7, p. 07B740, 2011.
- [19] M. R. Elidrissi, K. S. Chan, S. Greaves, Y. Kanai, and H. Muraoka, "Skew angle effects in shingled magnetic recording system with double/triple reader head array," *J. Appl. Phys.*, vol. 115, no. 17, p. 17B753, 2014.
- [20] J. Moon and W. Zeng, "Equalization for maximum likelihood detectors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 2, pp. 1083–1088, Mar. 1995.



Contents lists available at ScienceDirect

Digital Communications and Networks

journal homepage: www.keaipublishing.com/dcan

A simple 2D modulation code in single-reader two-track reading BPMR systems

Wiparat Busyatras^a, Chanon Warisarn^{b,*}, Santi Koonkarnkhai^c, Piya Kovintavewat^c

^a Faculty of Science and Technology, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Pathumthani, 12110, Thailand

^b College of Advanced Manufacturing Innovation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

^c Data Storage Technology Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University, Nakhon Pathom, 73000, Thailand

ARTICLE INFO

Keywords:

Bit-patterned media recording
2D interference
2D modulation code
Single-reader/two-track reading

ABSTRACT

A reduction in the track width of magnetic recording systems results in a welcome increase in Areal Density (AD), but can severely deteriorate system performance in the unfortunate appearance of extreme Inter-Track Interference (ITI). The effect of severe ITI may be mitigated by using coding schemes. In this paper, therefore, we present a rate-5/6 2-Dimensional (2D) modulation code based on a proposed Single-Reader/Two-track Reading (SRTR) technique to cope with this serious problem in staggered Bit-Patterned Magnetic Recording (BPMR) systems. We then evaluate the Bit-Error Rate (BER) performance of the proposed system in the presence of media noises, e.g., position and size fluctuations. Our simulation results indicate that, at the same User Density (UD), the proposed system performs better than an uncoded system by about 1.0 dB at the BER of 10^{-5} and is also superior to the conventional recording system.

1. Introduction

To increase an Areal Density (AD) of magnetic recording technology, the Bit-Patterned Magnetic Recording (BPMR) is one of the promising candidates for the next generation of Hard Disk Drive (HDD) technologies, which is expected to extend the AD by up to 4 terabit per square inch (Tb/in²) [1]. However, when the track pitch and bit length in BPMR systems are much reduced to obtain a higher AD, the reader's sensitivity response still has a wider width than the written track width, and the 2-Dimensional (2D) interferences consisting of Inter-Symbol Interference (ISI) and Inter-Track Interference (ITI) [2] will also unavoidably increase. Moreover, severe ITI can degrade the overall system performance significantly. Therefore, ITI cancellation or precaution techniques, such as ITI cancellers [3,4], multi-head/multi-track schemes [5], and 2D modulation codes [6–8] have been considered to prevent and combat this situation.

In the previous study [9], H. Muraoka and S. J. Greaves proposed the two-track reading with a wide-track reader that performs together with a staggered recorded magnetization. The results are satisfactory for their proposed channel; however, we have not yet considered them for a staggered array BPMR channel. C. Buajong and C. Warisarn [10] introduced a multitrack reading scheme with a single reader in a staggered

BPMR system as shown in Fig. 1. An over-sampling technique and the Partial-Response Maximum-Likelihood (PRML) detection were used together with a two-track reading scheme in a staggered BPMR system. The simulation results indicate that the effects of severe ITI can be mitigated using a multitrack reading scheme with a wide-track reader.

Recently, several 2D encoding/decoding schemes have been proposed [11–13] to deal with the severe 2D interference effect. For instance, Kurihara et al. [12] introduced a constructive ITI-coded Partial-Response (PR) maximum likelihood system based on a two-track model for Perpendicular Magnetic Recording (PMR). Specially, the constructive ITI code has been designed based on the equalized level such that the opposite polar level can never occur simultaneously after class-I PR equalization. Moreover, Recorded-Bit Patterning (RBP) schemes were also presented to combat the 2D interference in both regular [6] and staggered [14] BPMR channels, but they had high complexities and required large buffer memory. Therefore, easier encoding schemes, such as the ITI-mitigating 5/6 2D modulation code in BPMR system [15], were proposed to remove the fatal ITI data patterns, i.e., $[-1 +1 -1]$ and $[+1 -1 +1]$ in across track direction, which converts an input data sequence into a 3-track recorded sequence based on a look-up table before recording them onto the 3 tracks of the magnetic medium simultaneously, which yields a good performance.

* Corresponding author.

E-mail addresses: wiparat_b@rmutt.ac.th (W. Busyatras), chanon.wa@kmitl.ac.th (C. Warisarn), santi@npru.ac.th (S. Koonkarnkhai), piya@npru.ac.th (P. Kovintavewat).

<https://doi.org/10.1016/j.dcan.2019.11.003>

Received 9 March 2019; Received in revised form 9 August 2019; Accepted 24 November 2019

Available online xxxx

2352-8648/© 2019 Chongqing University of Posts and Telecommunications. Production and hosting by Elsevier B.V. This is an open access article under the CC BY-

NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

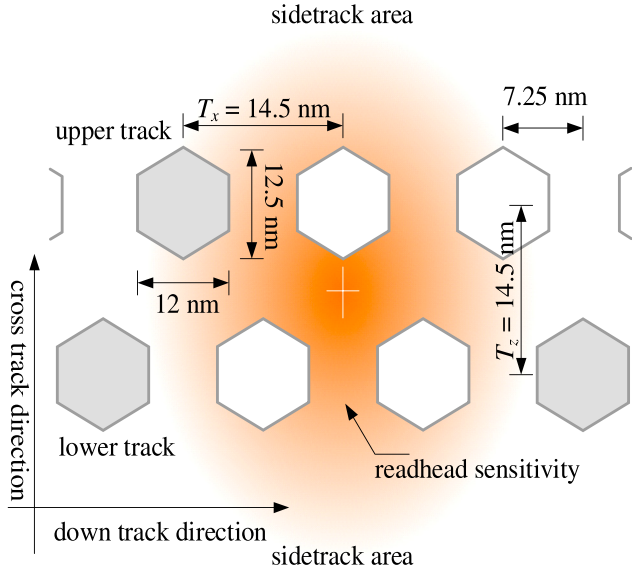


Fig. 1. Configuration of the proposed Single-Reader/Two-track Reading (SRTR) technique at the AD of 3.0 Tb/in² under the readhead sensitivity response that was positioned between the desired upper and lower tracks.

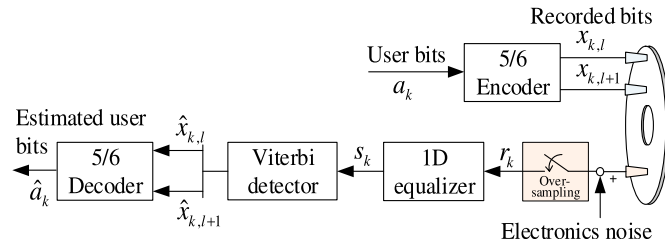


Fig. 2. Readhead sensitivity function [4].

To improve the BER performance of the multitrack reading scheme in the staggered BPMP system, we propose a rate-5/6 2D modulation code, which can guarantee that the BPMP readback signal will not be corrupted by severe interference, thus easing the data detection process. Our encoding process based on a look-up table operates easily, and the Euclidean distance [16] concept is applied in the decoding process to make sure that the received data can be decoded accordingly. The results show that our proposed system has a greater performance than an uncoded system under the SRTR technique and is superior to the conventional recording system at the same User Density (UD). Moreover, we also evaluate the BER performance of the proposed system in the presence of media noises, e.g., position and size fluctuations. The simulation results indicate that, at the same UD, our proposed system provides better performance for all position and size fluctuation levels. Furthermore, it seems that the size fluctuation has a greater influence on the proposed system than the position fluctuation.

The rest of this paper is organized as follows: Section 2 briefly describes the staggered BPMP channel model; Section 3 explains the proposed encoding and decoding schemes; simulation results are given in Section 4; and finally, Section 5 concludes this paper.

2. Channel model

The staggered BPMP system with the proposed encoder and decoder considered in this paper is illustrated in Fig. 3. 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 ADs of 2.5 and 3.0 Tb/in², respectively. The bit

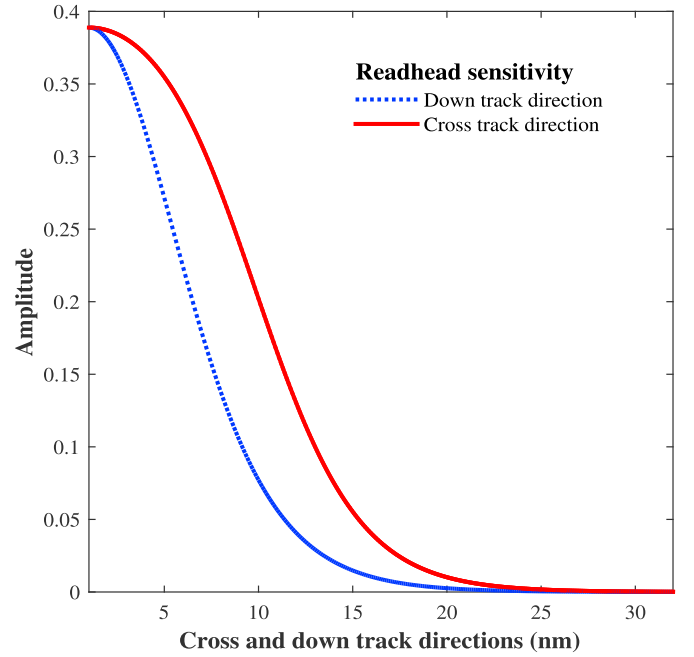


Fig. 3. Block diagram of the SRTR technique combined with the proposed rate-5/6 2D modulation code in a staggered BPMP system.

islands are arranged as a staggered array and covered with a readhead sensitivity response [17] as shown in Fig. 1. Here, the cross and down track readhead sensitivity functions are fixed to be 64 nm as similarly used in Ref. [4], as illustrated in Fig. 2. In this paper, we define the pixel size to be 0.01×0.01 nm². Then, the hexagonal bit islands of the medium are constructed using many small pixels until they reach their size limits [10,18]. A binary input sequence $a_k \in \{\pm 1\}$ with bit period T_x is encoded by the proposed 2D modulation code to obtain two data tracks $x_{k,l}$, $x_{k,l+1}$, where $x_{k,l} \in \{\pm 1\}$ before recording them onto a medium. In addition, the writing process is assumed to be precise, where the recording field of the write head covers only a bit pixel area. Therefore, its magnetization will always be the same as that of the recorded bit. Here, the sidetracks are also covered with a readhead sensitivity function, which implies that the readback signal is not only interfered by two desired data tracks but also corrupted by their sidetracks. It is very important to note that the encoded data sequences will be written one by one into the medium using only one single writer with the help of buffer memory.

At the receiver, 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 as illustrated in Fig. 1.

In this work, we first consider the readback signal as a function of x (in nm) and y (in nm) coordinates, $r(x,y)$, which can be produced from the following equation,

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

where $m(x,y)$ is the magnetization of bit island in the media plane, and $h(x,y)$ is the readhead sensitivity response of the reader. The continuous readback signal $r(t)$ can also be constructed from the readback signal of x and y coordinates as $r(t) = r(t,i)$, where i is the middle point of the obtained readback signal of x and y coordinates in an across-track direction. Then, the readback signal is further corrupted by electronics noise that is modeled as an Additive-White Gaussian Noise (AWGN) with zero-mean and variance σ^2 . To obtain the sample amplitudes, the readback signal is perfectly over-sampled at the sampling period, $0.5 T_x$,

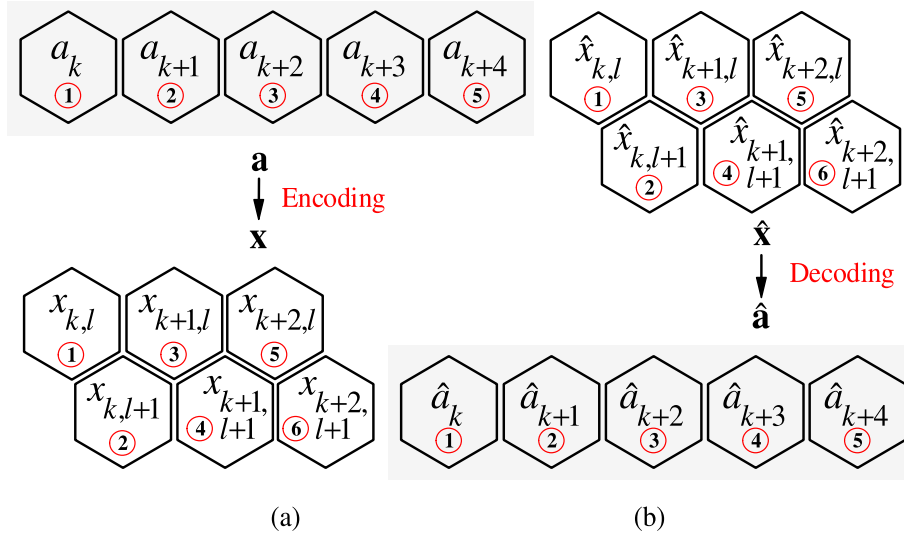


Fig. 4. The proposed (a) encoding and (b) decoding schemes, which encodes the 1×5 user bits to be the 2×3 coded bits and decodes the 2×3 estimated recorded bits to be the 1×5 estimated user bits, respectively.

which is located at the center of the recorded magnetization. Next, the readback data sequence r_k is equalized by a 1D equalizer [19] to obtain the data sequence s_k , and is fed to the 1D Viterbi detector to produce the estimated data sequence. Finally, this sequence will be rearranged to become two data sequences, i.e., $\hat{x}_{k,l}$ and $\hat{x}_{k,l+1}$, before being passed on to the proposed decoder to produce the estimated user bits. It is very important to note that the partial response channel (1, 2, 1) or PR2 is used to design the 1D equalizer and the equalizer's length is given to be 11 taps [10] that was designed based on Minimum Mean Square Error (MMSE) criterion [19].

3. Proposed technique

We first analyze the peak amplitude of all possible $2^6 = 64$ data patterns in a matrix form of 2×3 bits that are arranged as a staggered array BPMR, where the peak amplitudes of each data pattern are obtained from the 2D convolution between their magnetizations without sidetrack data and readhead sensitivity response, as shown in Fig. 1. Since we find 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 cause an error during the data recovery process. We name these data patterns as destructive data patterns. 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. In this work, we select all 32 data patterns that provide the highest peak amplitude according to their bits status. Then, those data patterns are all defined as 32 code patterns for single-reader two-track reading BPMR systems. The details of the encoding and decoding processes can be explained as follows.

3.1. Encoding scheme

Since we consider 6 data bits to be a codeword, there will be $2^6 = 64$ possible data patterns composed of 2 bits in the first column $[x_{k,l}, x_{k,l+1}]$, 2 bits in the second column $[x_{k+1,l}, x_{k+1,l+1}]$, and lastly, 2 bits in the third column $[x_{k+2,l}, x_{k+2,l+1}]$, as shown in Fig. 4 (a). We have selected the best 32 data patterns that provide the biggest group from the same data bit i.e., the 1's data bits should be grouped together with 1's, while the -1's data bits should be also grouped together with -1's.

The best 32 data patterns are then assigned to be the 32 code patterns and they become the proposed codewords as shown in Fig. 5. Then, we match the 5 input bits, $\mathbf{a} \equiv [a_k, a_{k+1}, a_{k+2}, a_{k+3}, a_{k+4}]$ with a 6-bit

codeword, $\mathbf{x} \equiv [x_{k,l}, x_{k,l+1}; x_{k+1,l}, x_{k+1,l+1}; x_{k+2,l}, x_{k+2,l+1}]^T$, $[\bullet]^T$ is the transpose operator, as illustrated in Table 1. 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 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 best 32 patterns. Thus, they can output an appropriate readback signal. It is very important to note that the specified constraints at the boundaries of each codeword are not considered in this proposed encoding scheme.

3.2. Decoding scheme

The estimated recorded data sequences, $\hat{x}_{k,l}$ and $\hat{x}_{k,l+1}$, are decoded by the rate-5/6 2D modulation decoder, which employs the same look-up table as Table 1, to determine the estimated user bits $\hat{a}_k$, as shown in Fig. 4(b). Here, a group of 3 symbols from the estimated recorded data sequences, $\hat{\mathbf{x}} \equiv [\hat{x}_{k,l}, \hat{x}_{k,l+1}; \hat{x}_{k+1,l}, \hat{x}_{k+1,l+1}; \hat{x}_{k+2,l}, \hat{x}_{k+2,l+1}]^T$, will be rearranged to become the estimated user bit vector, $\hat{\mathbf{a}} = [\hat{a}_k, \hat{a}_{k+1}, \hat{a}_{k+2}, \hat{a}_{k+3}, \hat{a}_{k+4}]$. Due to severe interference and electronics noise, however, the decoding process may operate incorrectly for some received patterns that are inconsistent with the codewords in Tables 1, i.e., $\mathbf{x} \neq \hat{\mathbf{x}}$. To solve this problem, therefore, we apply the Euclidean distance [16] concept in the decoder to measure the similarity between $\hat{\mathbf{x}}$ and $\mathbf{x}$. Here, the decoder computes the Euclidean distance of the estimated recorded data sequence $\hat{\mathbf{x}}$ for each codeword $\mathbf{x}$, according to

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

Thus, the estimated user bit vector, $\hat{\mathbf{a}}$, corresponding to the codeword $\mathbf{x}$ that yields the minimum Euclidean distance in (1), will be defined as the output of the decoder.

4. Results and discussion

We compare the BER performance of 1) the proposed SRTR system that performs together with the proposed 5/6 2D modulation code; 2) the proposed SRTR system [10], in which the sidetracks of both systems contain random data; and 3) a conventional reading system which uses

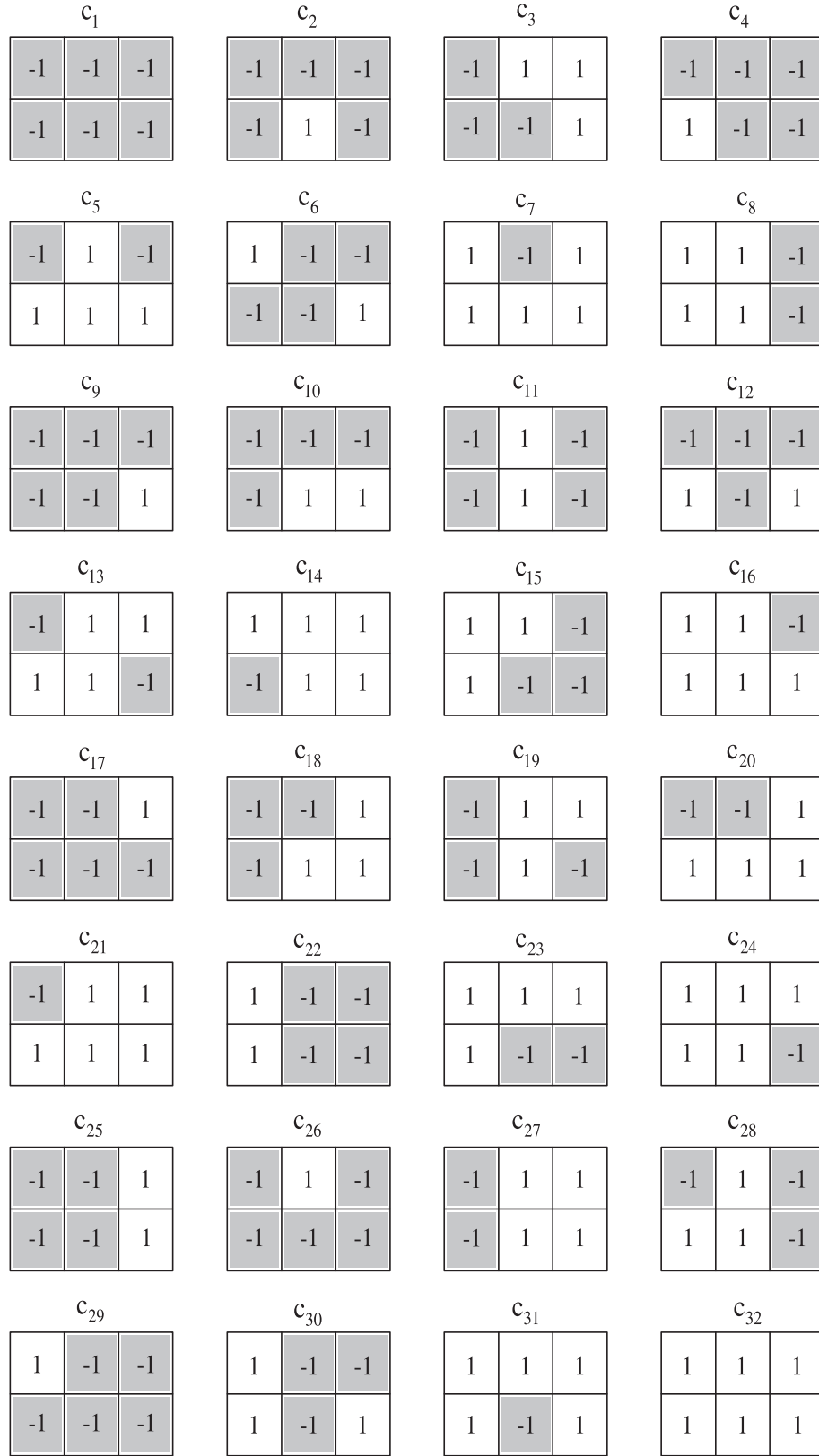


Fig. 5. The list of 32 codewords that yield good readback signals.

one reader that 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 BPMP system's 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, i.e., $R = 0.833$. The Signal-to-Noise Ratio (SNR) is defined as $SNR = 10 \log_{10} (1/\sigma^2)$ in decibel (dB), where σ is a standard deviation of the AWGN.

In this paper, the percentage of the position fluctuation Δ_p can be

Table 1

A look-up table of the proposed coding scheme for SRTR in staggered BPMP systems.

All possible 5-bit input data, a					x
a_k	a_{k+1}	a_{k+2}	a_{k+3}	a_{k+4}	codewords
-1	-1	-1	-1	-1	C ₁
-1	-1	-1	-1	1	C ₉
-1	-1	-1	1	-1	C ₁₀
-1	-1	-1	1	1	C ₁₈
-1	-1	1	-1	-1	C ₂
-1	-1	1	-1	1	C ₃
-1	-1	1	1	-1	C ₁₁
-1	-1	1	1	1	C ₁₉
-1	1	-1	-1	-1	C ₄
-1	1	-1	-1	1	C ₁₂
-1	1	-1	1	-1	C ₂₅
-1	1	-1	1	1	C ₂₀
-1	1	1	-1	-1	C ₁₇
-1	1	1	-1	1	C ₁₃
-1	1	1	1	-1	C ₅
-1	1	1	1	1	C ₂₁
1	-1	-1	-1	-1	C ₂₉
1	-1	-1	-1	1	C ₆
1	-1	-1	1	-1	C ₂₈
1	-1	-1	1	1	C ₂₇
1	-1	1	-1	-1	C ₂₆
1	-1	1	-1	1	C ₁₆
1	-1	1	1	-1	C ₂₄
1	-1	1	1	1	C ₁₄
1	1	-1	-1	-1	C ₂₂
1	1	-1	-1	1	C ₃₀
1	1	-1	1	-1	C ₃₁
1	1	-1	1	1	C ₇
1	1	1	-1	-1	C ₁₅
1	1	1	-1	1	C ₂₃
1	1	1	1	-1	C ₈
1	1	1	1	1	C ₃₂

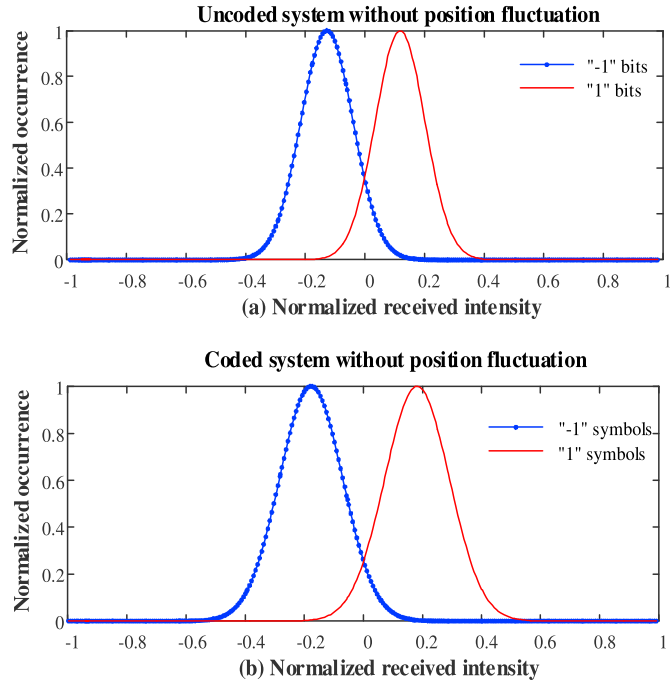


Fig. 6. Histogram of the normalized received intensities of the (a) uncoded and (b) coded systems without position fluctuation.

defined as $\Delta_p = (\Delta_d/T_x) \times 100$, where Δ_d is the maximum possible distance from the center of a bit island to the center of the ideal target island according to Gaussian distribution, and T_x is the length of the bit

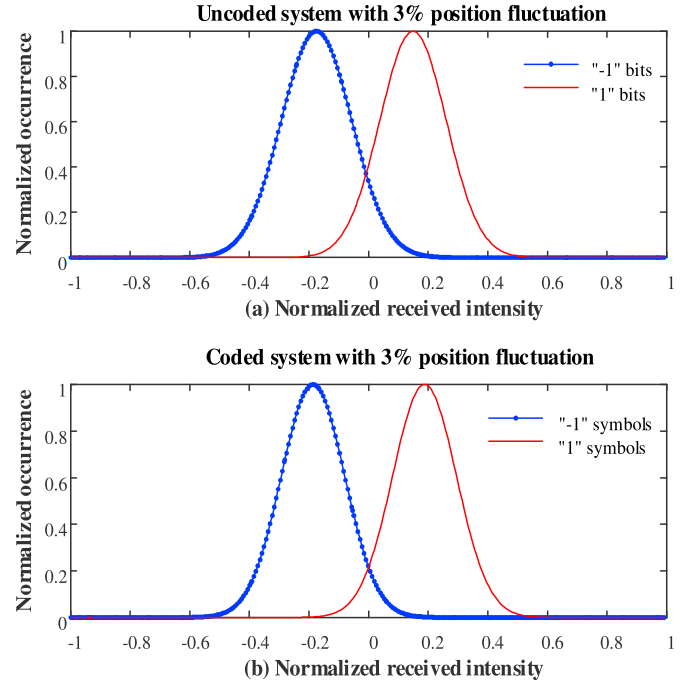


Fig. 7. Histogram of the normalized received intensities of the (a) uncoded and (b) coded systems with 3 % position fluctuation.

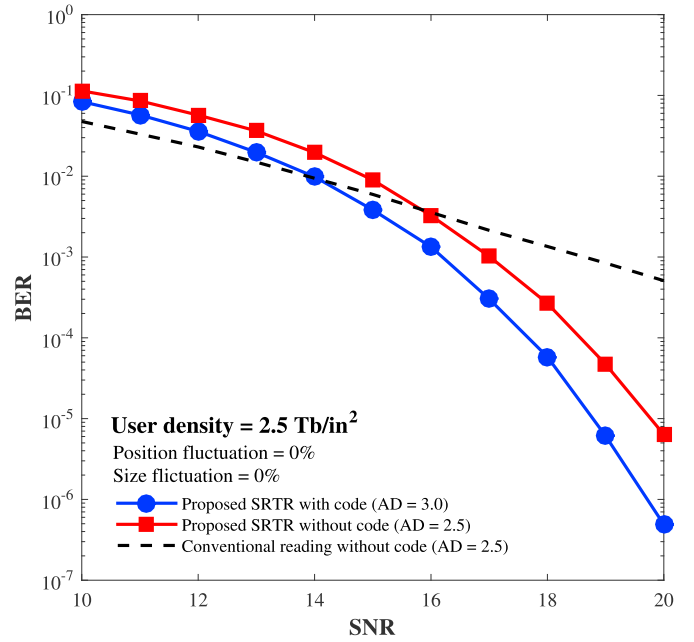


Fig. 8. The comparison of BER performance in different systems at the UD of 2.5 Tb/in².

period. The percentage of the island size fluctuation Δ_s is defined according to the shrinking or expanding of islands, which can be defined as $\Delta_s = (\Delta_w/L_x) \times 100$, where Δ_w is the maximum possible width of the island size compared with the ideal island size that has a Gaussian distribution, and L_x is the diameter of the bit island [18].

We first study the histograms of the normalized received intensities at the input of receiver to evaluate the performance of the uncoded and proposed coded systems using a single-reader/two-track reading scheme under the effect of 2D interference. Fig. 6 shows the histograms of the raw signal and the signal obtained from the proposed code without

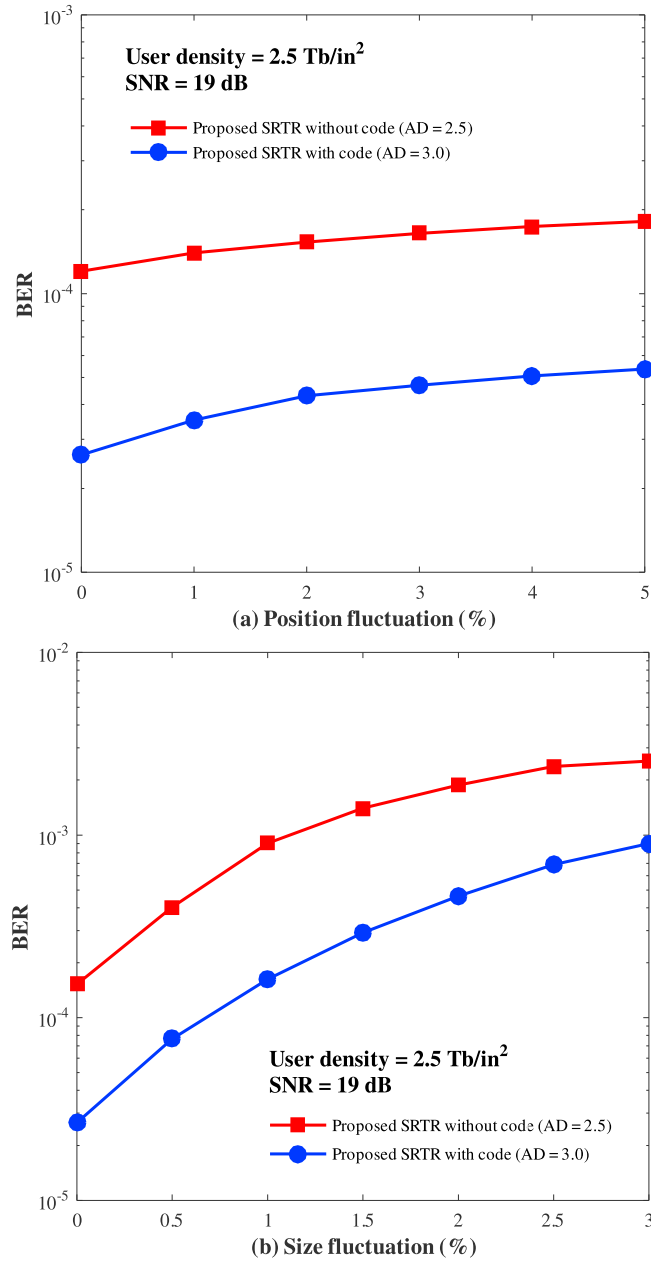


Fig. 9. The comparison of BER performance versus the (a) position and (b) size fluctuations between the proposed SRTR with and without code systems at the UD of 2.5 Tb/in².

position fluctuation. Here, the effect of 2D interference is revealed by the overlapping area between the ‘-1’ and ‘1’ bits as shown in Fig. 6(a) for the raw signal. It seems that the overlapping area is significantly reduced when the proposed code is used, as shown in Fig. 6(b). Furthermore, we also analyze the overlapping area when the system encounters a 3% position fluctuation as illustrated in Fig. 7. It is clear that the signal produced with the proposed code outperforms the raw signal of the uncoded system.

In addition, we also consider the comparison of BER performances in different systems as shown in Fig. 8. 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 (i.e., corresponds to the AD of 3.0 Tb/in²) is better than the uncoded SRTR system of about 1.0 dB at the BER = 10⁻⁵ and is superior to the conventional reading system. Moreover, we also consider the position and size fluctuations at the UD of 2.5 Tb/in². The SNR is fixed at 19 dB for all position and size fluctuation levels. Evidently,

our proposed system can yield the best BER performance over the uncoded SRTR system as shown in Fig. 8. However, the BER performance of the proposed system gets slightly closer to the uncoded SRTR system at higher position and size fluctuation levels as illustrated in Fig. 9(a) and Fig. 9(b), respectively. However, our proposed system still provides better performance for all position and size fluctuation levels. Moreover, it seems that the size fluctuation has a greater influence on the proposed system than the position fluctuation.

5. Conclusion

To extend the real density capability of bit-patterned magnetic recording systems, we propose using a rate-5/6 2D modulation code that performs together with an SRTR technique. Here, the over-sampling technique is used to obtain data samples, which provides the data rate twice as rapidly as the conventional reading. The encoding and decoding schemes operate based on a look-up table, which matches each of the 1 × 5 user bits to a 6-bit codeword in a matrix form of 2 × 3 data bits. Above all, the merit of the proposed 2D modulation codes is that they avoid a destructive data pattern that easily causes an error during the data recovery process before being recorded onto a magnetic medium. The simulation results indicate that the proposed system provides a greater performance gain compared with the one without a coding system, and it is also superior to the conventional reading system at the same user density. Furthermore, our proposed system yields more performance gains than other systems when they encounter with position and size fluctuations.

Acknowledgment

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 Ladkrabang (KMUTL), Thailand.

References

- [1] Y. Shiroishi, K. Fukuda, I. Tagawa, H. Iwasaki, S. Takenoiri, H. Tanaka, H. Mutoh, N. Yoshikawa, Future options for hdd storage, *IEEE Trans. Magn.* 45 (10) (2009) 3816–3822.
- [2] S. Nabavi, B.V.K.V. Kumar, Two-dimensional generalized partial response equalizer for bit-patterned media, in: 2007 IEEE International Conference on Communications, 2007, pp. 6249–6254.
- [3] K. Ozaki, Y. Okamoto, Y. Nakamura, H. Osawa, H. Muraoka, ITI canceller for reading shingle-recorded tracks, *Phys. Procedia* 16 (2011) 83–87, special Issue on the 9th Perpendicular Magnetic Recording Conference.
- [4] Y. Okamoto, K. Ozaki, M. Yamashita, Y. Nakamura, H. Osawa, H. Muraoka, Performance evaluation of ITI canceller using granular medium model, *IEEE Trans. Magn.* 47 (10) (2011) 3570–3573.
- [5] B. Fan, H.K. Thapar, P.H. Siegel, Multihead multitrack detection with reduced-state sequence estimation, *IEEE Trans. Magn.* 51 (11) (2015) 1–4.
- [6] A. Arrayangkool, C. Warisarn, P. Kovintavewat, A recordedbit patterning scheme with accumulated weight decision for bit-patterned media recording, *IEICE Trans. Electron.* E96-C (12) (2013) 1490–1496.
- [7] P. Kovintavewat, A. Arrayangkool, C. Warisarn, A rate-8/9 2-D modulation code for bit-patterned media recording, *IEEE Trans. Magn.* 50 (11) (2014) 1–4.
- [8] K. Pitsoo, C. Warisarn, D. Tongsoomporn, P. Kovintavewat, An intertrack interference subtraction scheme for a rate-4/5 modulation code for two-dimensional magnetic recording, *IEEE Magn. Lett.* 7 (2016) 1–5.
- [9] H. Muraoka, S.J. Greaves, Two-track reading with a widetrack reader for shingled track recording, *IEEE Trans. Magn.* 51 (11) (2015) 1–4.
- [10] C. Buajong, C. Warisarn, Multitrack reading scheme with single reader in BPMP systems, in: 2017 International Electrical Engineering Congress, IEECON, 2017, pp. 457–460.
- [11] M.Z. Ahmed, P.J. Davey, Y. Kurihara, Constructive intertrack interference (CITI) codes for perpendicular magnetic recording, *J. Magn. Magn. Mater.* 287 (2005) 432–436.
- [12] Y. Kurihara, Y. Takeda, Y. Takaishi, Y. Koizumi, H. Osawa, M. Ahmed, Y. Okamoto, Constructive ITI-coded PRML system based on a two-track model for perpendicular magnetic recording, *J. Magn. Magn. Mater.* 320 (22) (2008) 3140–3143.
- [13] X. Shao, L. Alink, J.P.J. Groenland, L. Abelman, C.H. Slump, A simple two-dimensional coding scheme for bit patterned media, *IEEE Trans. Magn.* 47 (10) (2011) 2559–2562.
- [14] A. Arrayangkool, C. Warisarn, A two-dimensional coding design for staggered islands bit-patterned media recording, *J. Appl. Phys.* 117 (17) (2015) 17A904.

- [15] C. Warisarn, A. Arrayangkool, P. Kovintavewat, An ITI mitigation 5/6 modulation code for bit-patterned media recording, IEICE Trans. Electron. E98-C (6) (2015) 528–533.
- [16] E. Deza, M. Marie, Encyclopedia of Distances, Springer, March 2009.
- [17] M. Yamashita, H. Osawa, Y. Okamoto, Y. Nakamura, Y. Suzuki, K. Miura, H. Muraoka, Read/write channel modeling and two-dimensional neural network equalization for two dimensional magnetic recording, IEEE Trans. Magn. 47 (10) (2011) 3558–3561.
- [18] C. Buajong, C. Warisarn, A simple inter-track interference subtraction technique in bit-patterned media recording (BPMR) systems, IEICE Trans. Electr. E101 C (5) (2018) 404–408.
- [19] J. Moon, W. Zeng, Equalization for maximum likelihood detectors, IEEE Trans. Magn. 31 (2) (1995) 1083–1088.

ภาคผนวก -ข-

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. Tongsomporn, "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. Tongsomporn, 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. Tongsomporn, "An experiment study of head-to-media spacing sensitivity in ultra-high density magnetic recording systems," Elsevier Procedia Computer Science, Scopus, Accepted.
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 BPMR Channel with SRBP Method," in Proceeding ITC-CSCC 2015, Korea.

10. Lin Min Min Myint, Chanon Warisarn, Wiparat Busyatrass, 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. Koonkarnchai, C. Warisarn, and P. Kovintavewat, "Iterative Decoding for Bit-Patterned Media Recording Channels with Insertion/Deletion Errors," in Proc. of I-SEEC 2012, Phetchaburi, 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, Phetchaburi, 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.