

# การลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาและแก้ไขมุมเอียงของหัวอ่าน สำหรับการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบบิตแพทเทิร์นมีเดีย

สันติ กุลการชาย และ ปิยะ โควินท์ทวีวัฒน์

ศูนย์วิจัยการประมวลผลสัญญาณขั้นสูงสำหรับนวัตกรรมเพื่ออนาคต, มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม

\* ผู้ประสานงานเผยแพร่ (Corresponding Author), E-mail: santi@npru.ac.th

วันที่รับบทความ: 18 เมษายน 2565; วันที่ทบทวนบทความ: 9 สิงหาคม 2565; วันที่ตอบรับบทความ: 8 กันยายน 2565

วันที่เผยแพร่ออนไลน์: 19 ธันวาคม 2565

**บทคัดย่อ:** เทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็กที่ใช้อยู่ในปัจจุบันกำลังเข้าใกล้ขีดจำกัดทางด้านซูเปอร์พาราแมกเนตริกทำให้ไม่สามารถเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ (AD: Areal Density) ได้เกิน 1 เทระบิตต่อตารางนิ้ว ( $Tb/in^2$ : Tera-bit per Square Inch) เทคโนโลยีการบันทึกแบบบิตแพทเทิร์นมีเดีย (BPMR: Bit-patterned Magnetic Recording) เป็นตัวเลือกหนึ่งที่จะมาแทนเทคโนโลยีที่ใช้ในปัจจุบัน ซึ่งเทคโนโลยี BPMR สามารถเพิ่มค่า AD ได้สูงถึง  $4 Tb/in^2$  ในทางปฏิบัติมุมเอียงของหัวอ่าน (SA: Skew Angle) เป็นปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งที่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดที่วงจรตรวจหา (Detector) ซึ่งหากไม่มีการตรวจหาและแก้ไขผลกระทบจาก SA จะทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบ BPMR ต่ำลงเป็นอย่างมาก บทความนี้นำเสนอวิธีการลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาและแก้ไข SA ซึ่งทำโดยการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต (Target) และผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ BPMR โดยใช้แผนภาพโปรไฟล์ SA (SA Profile) โดยเมื่อมีการตรวจพบ SA ระบบจะทำการเปลี่ยนคูทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมสำหรับแต่ละ SA เพื่อใช้ในกระบวนการตรวจหาข้อมูล นอกจากนี้ยังสามารถลดความซับซ้อนของแผนภาพเทรลลิสที่ใช้ในวงจรตรวจหาวีเทอร์บีจาก 36 สถานะ และมี 6 เส้นสาขาที่ออกจากแต่ละสถานะ เหลือเพียง 32 สถานะและมี 4 เส้นสาขาที่ออกจากแต่ละสถานะ โดยจากการทดลองพบว่าสมรรถนะของระบบที่นำเสนอให้สมรรถนะใกล้เคียงกับระบบที่ไม่ได้ลดความซับซ้อน เมื่อ AD น้อยกว่า  $2.5 Tb/in^2$

**คำสำคัญ:** การบันทึกข้อมูลเชิงแม่เหล็ก; บิตแพทเทิร์นมีเดีย; มุมเอียงของหัวอ่าน; วงจรตรวจหาวีเทอร์บี

# Reducing the Complexity of the Skew Angle Detector and Corrector for Bit-Patterned Magnetic Recording

Santi Koonkarnkhai and Piya Kovintavewat\*

Advanced Signal Processing for Disruptive Innovation Research Center, Nakhon Pathom Rajabhat University

\* Corresponding author, E-mail: santi@npru.ac.th

Received: 18 April 2022; Revised: 9 August 2022; Accepted: 8 September 2022

Online Published: 19 December 2022

**Abstract:** A current magnetic recording technology is approaching the superparamagnetic limitation, which makes it impossible to increase an areal density (AD) beyond 1 tera-bit per square inch (Tb/in<sup>2</sup>). A bit-patterned magnetic recording (BPMR) technology is an alternative solution to replace the current technology, which can achieve AD up to 4 Tb/in<sup>2</sup>. Practically, a skew angle (SA) is one of the major problems that cause faults in the detector. Without SA detection and correction, the overall BPMR system has greatly deteriorated. This paper presents a method to reduce the complexity of the SA detector and corrector, which can be achieved by comparing the target coefficients and the BPMR channel impulse response using a SA profile. When the SA is detected, a suitable pair of targets and equalizer for the detected SA will be employed in the data detection process. In addition, the complexity reduction makes the trellis diagram used in the Viterbi detector have a fewer number of states and branches, specifically from 36 states with 6 outgoing branches to 32 states with 4 outgoing branches. Simulation results show that the proposed system can provide similar performance to the conventional system at the AD of less than 2.5 Tb/in<sup>2</sup>.

**Keywords:** Magnetic recording; Bit-patterned media; Skew angle; Viterbi detector

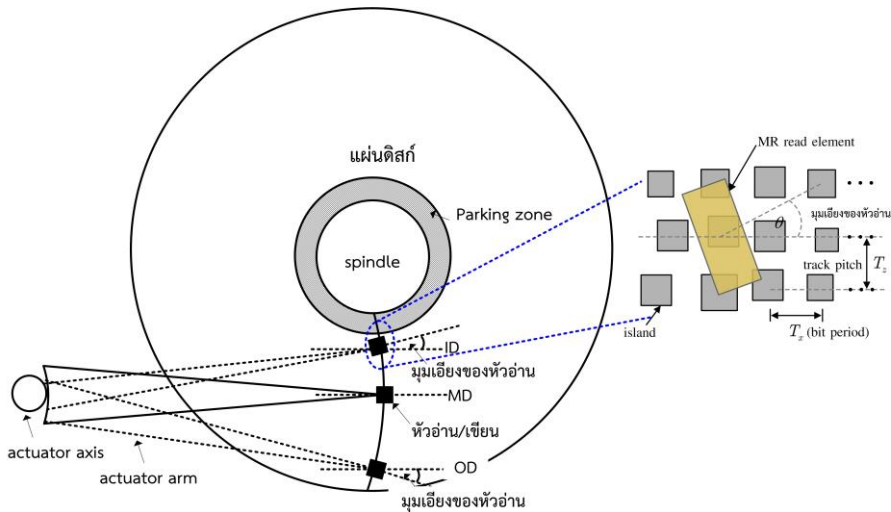


## 1. บทนำ

ความต้องการในการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัลในปัจจุบันมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะปัจจุบันที่มีการแพร่ระบาดของโรคติดต่อ COVID-19 ทำให้ผู้คนหันมาใช้เทคโนโลยีต่างๆ ในการทำงาน การเรียน และอื่นๆ เพื่อปรับตัวในการใช้ชีวิตให้ปลอดภัยจากโรคติดต่อ COVID-19 หรือที่รู้จักว่า “ชีวิตวิถีใหม่ (New Normal)” ไม่ว่าจะเป็นการประชุมออนไลน์ การเรียนออนไลน์ การชมภาพยนตร์ออนไลน์ สื่อสังคมออนไลน์ (Social Media) และกล้องวงจรปิด เป็นต้น สิ่งต่างๆ เหล่านี้ก่อให้เกิดข้อมูลข่าวสารดิจิทัลจำนวนมาก โดยมีการประมาณการณ์ว่าในแต่ละวันจะมีการสร้างข้อมูลดิจิทัลประมาณ 2.5 เอกซะไบต์ (EB: Exa-byte) ต่อวัน หรือประมาณ 912.5 EB ต่อปี [1, 2] ดังนั้นเพื่อรองรับข้อมูลจำนวนมากดังกล่าวอุปกรณ์สำหรับการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัลจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง โดยทั่วไปอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลดิจิทัลนั้นมีหลายประเภท เช่น โซลิดสเตจไดรฟ์ (SSD: Solid State Drive), แฟลชไดรฟ์ (Flash Drive), ออปติคัลไดรฟ์ (optical drive), เทปแม่เหล็ก (Magnetic Tape), และฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (HDD: Hard Disk Drive) เป็นต้น สำหรับ SSD และแฟลชไดรฟ์จะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในการจัดเก็บข้อมูลและมีความเร็วในการอ่านและเขียนที่สูงมาก ในขณะที่ HDD จะใช้วัสดุที่มีคุณสมบัติความเป็นแม่เหล็กในการจัดเก็บข้อมูลดิจิทัล และถือว่าเป็นอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลที่นิยมใช้ในอุปกรณ์คอมพิวเตอร์ และอุปกรณ์จัดเก็บ

ฐานข้อมูลขนาดใหญ่ เป็นต้น เนื่องจาก HDD มีความสามารถในการจัดเก็บข้อมูลจำนวนมากและมีราคาถูก เมื่อเทียบกับสื่อบันทึกแบบอื่นที่มีความจุ (Capacity) ข้อมูลเท่ากัน นอกจากนี้ HDD รุ่นใหม่ๆ ได้มีการนำ SSD หรือใช้ DRAM (Dynamic RAM) เข้ามาเป็นที่พักข้อมูล (Buffer) หรือหน่วยความจำแคช (Cache memory) โดยจะเรียก HDD ประเภทนี้ว่า HDD ลูกผสม (Hybrid) ซึ่งส่งผลให้อัตราถ่ายโอน (Transfer Rate) ข้อมูลของ HDD เพิ่มขึ้น และในกรณีที่ HDD เกิดความเสียหายยังสามารถที่จะกู้ข้อมูลบางส่วนที่ไม่เสียหายมาใช้งานต่อได้ ซึ่ง SSD ไม่สามารถทำได้

ปัจจุบัน HDD ได้ใช้เทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบแนวตั้ง (PMR: Perpendicular Magnetic Recording) ซึ่งสามารถจัดเก็บข้อมูลเชิงพื้นที่ (AD: Areal Density) ได้สูงสุดประมาณ 1 เทระบิตต่อตาราง นิ้ว (Tb/in<sup>2</sup>: Terabit per Square Inch) เนื่องจากขีดจำกัดซูเปอร์พาราแมกเนตริก (Super-Paramagnetic Limit) ทำให้เทคโนโลยี PMR ไม่สามารถเพิ่มความจุเชิงพื้นที่ได้ ในปัจจุบันภาคอุตสาหกรรมและนักวิจัยได้ให้ความสนใจเทคโนโลยีการบันทึกเชิงแม่เหล็กแบบบิดแพทเทิร์นมีเดีย (BPMR: Bit-patterned Magnetic Recording) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่จะทำการบันทึกข้อมูลลงบนเกาะข้อมูล (Island) หรือเรียกว่า “ไอแลนด์” ซึ่งทำจากวัสดุที่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก โดยแต่ละไอแลนด์จะถูกแบ่งหรือทำให้แยกออกจากกันด้วยวัสดุที่ไม่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก ตามที่แสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 แผ่นดิสก์ หัวอ่าน/เขียน การจัดเรียงของไอแลนด์ และมุมเอียงของหัวอ่าน

โดยทั่วไปค่า AD ของระบบ BPMR จะถูกกำหนดด้วยระยะบิต (Bit Period,  $T_x$ ) และระยะแทร็ก (Track Pitch,  $T_z$ ) สำหรับเทคโนโลยี BPMR สามารถเพิ่มค่า AD ได้สูงถึง 4 Tb/in<sup>2</sup> และเมื่อทำงานร่วมกับเทคโนโลยีการใช้พลังงานเข้าช่วย (EAMR: Energy Assisted Magnetic Recording) จะเรียกเทคโนโลยีใหม่นี้ว่า “HDMR (Heated Dot Magnetic Recording)” [3] ซึ่งจะสามารถเพิ่มค่า AD ได้สูงถึง 10 Tb/in<sup>2</sup> อย่างไรก็ตามระบบ BPMR จะเผชิญกับผลกระทบหลายอย่างที่จะทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ตัวอย่างเช่น การแทรกสอดสองมิติ (2-Dimensional Interference) ประกอบด้วยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: Intersymbol Interference) ที่เกิดจากไอแลนด์ข้างเคียงในทิศทางตามแทร็ก (Along Track) และการแทรกสอดระหว่างแทร็ก (ITI: Intertrack Interference) ที่เกิดจากไอแลนด์ที่อยู่ติดกันในทิศทางข้ามแทร็ก นอกจากนี้ระบบ BPMR ยังมีผลกระทบจากหัวอ่านเอียง (SA: Skew Angle) [14, 15] ซึ่งเกิดจากหัวอ่าน

(Across Track) ในทางปฏิบัติผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติจะทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบด้อยลงเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ค่า AD สูง [4] ปัจจุบันมีงานวิจัยจำนวนมากได้นำเสนอวิธีการลดผลกระทบจากการแทรกสอดสองมิติ [5-9] ผลกระทบจากแทร็กมิสเรจิสเทรชัน (TMR: Track Mis-registration) เกิดจากหัวอ่านเคลื่อนที่ออกจากแทร็กที่ต้องการอ่านในทิศทางข้ามแทร็ก [10], สัญญาณรบกวนสลับบันทึก (Media Noise) ที่มีสาเหตุจากขนาดและรูปร่างของแต่ละไอแลนด์ไม่สม่ำเสมอ (Non-uniform) หรือเกิดจากตำแหน่งของแต่ละไอแลนด์ไม่สม่ำเสมอ [11] ซึ่งจะเรียกผลกระทบนี้ว่า “Position Jitter Noise”, ข้อผิดพลาดจากการเข้าจังหวะเขียน (Write Synchronization Error) ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดจากการแทรก/การลบ และการแทรก (Insertion/Deletion and Substitution Error) [12, 13] ที่มุมเอียงกับทิศทางตามแทร็กตามที่แสดงในรูปที่ 1 โดยทั่วไปผลกระทบจาก SA จะก่อให้เกิด



ข้อผิดพลาดจำนวนมากที่เอาต์พุตของวงจรตรวจหา ซึ่งส่งผลทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบด้อยลง

ในทางปฏิบัติผลกระทบจาก SA จะเกิดขึ้นเมื่อหัวอ่านมีการเคลื่อนที่ออกจากเส้นผ่านศูนย์กลางภายใน (ID: Inner Diameter) ไปจนถึงเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอก (OD: Outer Diameter) ซึ่งมุมเอียงของหัวอ่านระหว่าง ID และ OD จะมีขนาดสูงสุดประมาณ  $25^\circ - 35^\circ$  (องศา) [14] ซึ่งจะก่อให้เกิดข้อผิดพลาดจำนวนมากที่วงจรตรวจหา โดย He *et al.* [15] ได้ทำการออกแบบระบบกลไกเพื่อลดมุมเอียงของหัวอ่านให้เข้าใกล้  $0^\circ$  และยังสามารถเพิ่ม AD ได้ 12 – 18% แต่อุปกรณ์กลไกดังกล่าวส่งผลให้การเคลื่อนที่ของหัวอ่านช้าลง 50% (ส่งผลให้อัตราการอ่านลดลงตามไปด้วย) นอกจากนี้ Kankhunthod *et al.* [16] ได้นำเสนอเทคนิคการประมาณค่า SA โดยการใช้เพอร์เซปตรอนหลายชั้น (Multilayer Perceptron) จากสัญญาณอ่านกลับ (Readback Signal) ซึ่งสามารถประมาณค่า SA ได้แม่นยำ ณ SNR และ SA ที่มีค่าสูง และสุดท้าย Koonkarnkhai *et al.* [17] ได้นำเสนอการตรวจหา SA โดยใช้การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต (target) ที่ได้จากการกับค่าสัมประสิทธิ์ของเมทริกซ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ BPMP และทำการแก้ไขโดยการเปลี่ยนคู้ทาร์เก็ต (Target) และอีควอลไลเซอร์ (Equalizer) ที่ได้ออกแบบไว้สำหรับความรุนแรงของ SA ต่างๆ ซึ่งจะถูกจัดเก็บไว้ในหน่วยความจำ (Memory)

สำหรับบทความนี้จะนำเสนอวิธีการลดความซับซ้อนของการตรวจหาและแก้ไขผลกระทบจาก SA ที่ได้นำเสนอไว้ใน [17] ซึ่งจะเป็นการลดผลความซับซ้อน

ของวงจรตรวจหา SA และลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวีเทอร์บีแบบสองมิติ (2D Viterbi Detector)

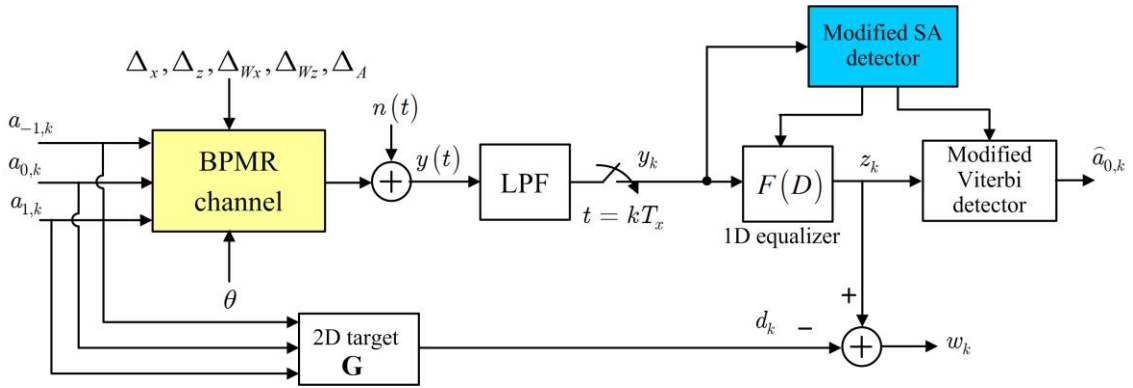
## 2. แบบจำลองช่องสัญญาณ BPMP

รูปที่ 2 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณระบบ BPMP ที่มีผลกระทบจากมุมเอียงของหัวอ่าน เมื่อกำหนดให้  $a_{j,k} \in \{\pm 1\}$  คือลำดับข้อมูลอินพุตแบบไบนารี (binary) ที่ถูกบันทึกลงในระบบ BPMP โดยที่  $j \in \{-1, 0, 1\}$  เมื่อ  $j = -1$  คือแตรีกบน  $j = 0$  คือแตรีกกลาง และ  $j = 1$  คือแตรีกล่าง สำหรับ  $k$  คือลำดับของบิตข้อมูล เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ผลกระทบจาก SA จะสมมุติให้ระบบ BPMP ไม่มีผลกระทบจากการเข้าจังหวะเขียน ดังนั้นสัญญาณอ่านกลับ  $y(t)$  ในรูปที่ 2 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 1 [4, 18]

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

เมื่อ  $H(z, x)$  คือผลตอบสนองอิมพัลส์แบบสองมิติ (2D impulse response) ของช่องสัญญาณ BPMP และ  $n(t)$  คือสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN: additive white Gaussian noise) ที่ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังแบบสองด้าน (double-sided power spectral density) เท่ากับ  $N_0/2$

สำหรับผลตอบสนองอิมพัลส์สองมิติ ของช่องสัญญาณ BPMP ที่ใช้โอแลนดิส์เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 11 nm (นาโนเมตร) และหนา 10 nm หัวอ่านแบบ MR (Magneto-resistive) มีความหนา 4 nm และกว้าง 15 nm ระยะบิน (Fly Height) 10 nm ระยะช่องว่าง (Gap Distance) 16 nm สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2 [17]



รูปที่ 2 แบบจำลองช่องสัญญาณ BPMPR

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

เมื่อ  $A = 1$  คือค่านอร์มอลไลซ์ (Normalized) แอมพลิจูด  $x_r = x \cos(\theta) - z \sin(\theta)$ ,  $z_r = x \sin(\theta) + z \cos(\theta)$ ,  $\theta$  คือมุมเอียงหัวอ่านหน่วยเป็นองศา ( $^\circ$ ),  $c \approx 0.42466$  คือค่าคงตัว,  $W_x = 19.44$  nm คือค่า  $PW_{50}$  ในทิศทางตามแตรีก,  $W_z = 24.8$  nm คือค่า  $PW_{50}$  ในทิศทางข้ามแตรีก เมื่อ  $PW_{50}$  คือความกว้างของสัญญาณพัลส์ ณ 50% ของแอมพลิจูดสูงสุด สำหรับ  $\Delta_x, \Delta_z$  คือความแปรปรวน (Fluctuation) ของตำแหน่งไอแลนต์ในทิศทางตามแตรีกและข้ามแตรีกตามลำดับ  $\Delta_A$  คือความแปรปรวนของแอมพลิจูดของผลตอบสนองอิมพัลส์สองมิติที่เกิดจากขนาดของไอแลนต์ และ  $\Delta_{W_x}$  และ  $\Delta_{W_z}$  คือความแปรปรวนของ  $PW_{50}$  ในทิศทางตามแตรีกและทิศทางข้ามแตรีกตามลำดับ โดยที่  $\Delta_x, \Delta_z, \Delta_A, \Delta_{W_x}$  และ  $\Delta_{W_z}$  ถูกจำลองด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability density Function) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับ  $\sigma_j^2$  เมื่อ  $\sigma_j$  เป็นเปอร์เซ็นต์ของ  $T_x$

สำหรับวงจรรอบรับแบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน สัญญาณอ่านกลับที่ได้รับจากหัวอ่านจะถูกส่งเข้าไปยังวงจรรองต่ำผ่าน (LPF: Low-pass Filter) เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนนอกแถบความถี่ที่ใช้งาน หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรซัคตัวอย่าง (Sampler) ที่มีอัตราการซัคตัวอย่างเท่ากับ  $t = kT_x$  ทำให้ได้ลำดับข้อมูล  $\{y_k\}$  โดยในการทดลองนี้จะสมมุติให้วงจรรองต่ำผ่านและวงจรซัคตัวอย่างทำงานแบบอุดมคติ หลังจากนั้นลำดับข้อมูลที่ได้จากการซัคตัวอย่าง  $\{y_k\}$  จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรรีโควไลเซอร์ที่ออกแบบโดยใช้หลักการข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (MMSE: Minimum Mean-Squared Error) [19] เพื่อทำการปรับสัญญาณให้เป็นไปตามทาร์เก็ตที่ต้องการทำให้ได้ลำดับข้อมูล  $\{z_k\}$  ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังวงจรรวหาวิเทอร์บีเพื่อหาลำดับอินพุต  $\{a_{0,k}\}$  ที่ควรจะเป็นมากที่สุด (Maximum Likelihood)



สำหรับวงจรภาครับที่นำเสนอใน [17] เพื่อลดผลกระทบจาก SA ลำดับข้อมูลที่ได้จากการซักรตัวอย่าง  $\{y_k\}$  จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรตรวจหา SA (SA detector) เพื่อทำหน้าที่ในการประมาณค่าความรุนแรงของ SA หลังจากนั้นระบบจะทำการเลือกคู่ของทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับมุมเอียงของหัวอ่านมาใช้งานโดยใช้ตารางค้นหา (Lookup Table) ซึ่งคู่ของทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ได้ถูกออกแบบและจัดเก็บไว้ในหน่วยความจำของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ไว้ล่วงหน้า อย่างไรก็ตามสำหรับในงานวิจัยนี้จะทำการปรับปรุงวงจรตรวจหา SA ให้มีความซับซ้อนลดลง และได้ปรับปรุงวงจรตรวจหาอีเทอร์บีให้มีความซับซ้อนลดลงด้วย

### 3. การตรวจหาและการแก้ไขมุมเอียงของหัวอ่านแบบทั่วไป

โดยทั่วไปเมทริกซ์ผลตอบสนองช่องสัญญาณสองมิติ สามารถหาได้จากการซักรตัวอย่างผลตอบสนองช่องสัญญาณสองมิติในสมการ (2) ณ เวลา  $T_x$  และ  $T_z$  ซึ่งจะได้ว่า  $h(nT_z, nT_x)$  เมื่อ  $n \in \{\pm 1, 0\}$  ดังนั้นเมทริกซ์ของผลตอบสนองช่องสัญญาณ BPMR ขนาด  $3 \times 3$  สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 3

สำหรับผลกระทบจาก SA ในกรณีที่หัวอ่านเคลื่อนที่เข้าโซน ID (ตามที่แสดงในรูปที่ 1) มุมของ SA จะมีค่าเป็นบวกและจะส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ  $\{h_{-1,-1}, h_{1,1}\}$  เพิ่มขึ้น และ  $\{h_{-1,1}, h_{1,-1}\}$  ลดลง และในทางตรงกันข้ามเมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่เข้าโซน OD มุมของ SA จะมีค่าเป็นลบและจะส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ  $\{h_{-1,1}, h_{1,-1}\}$  มีค่าเพิ่มขึ้น และ  $\{h_{-1,-1}, h_{1,1}\}$  มีค่าลดลง เนื่องจากผลตอบสนอง

อิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็นเมทริกซ์แบบสองมิติ ดังนั้นในทางปฏิบัติวงจรตรวจหาอีเทอร์บีที่ใช้ในระบบ BPMR ต้องเป็นแบบสองมิติด้วยเช่นเดียวกัน เพื่อให้สามารถจัดการกับผลกระทบจาก ITI และสัญญาณรบกวนสี่บันทีกได้ โดยความซับซ้อนของวงจรตรวจหาอีเทอร์บีจะขึ้นอยู่กับทาร์เก็ตที่ใช้ เมื่อทาร์เก็ตแบบสองมิติ (G) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ 4

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{-1}(D) \\ h_0(D) \\ h_1(D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{-1,-1} & h_{-1,0} & h_{-1,1} \\ h_{0,-1} & h_{0,0} & h_{0,1} \\ h_{1,-1} & h_{1,0} & h_{1,1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{-1}(D) \\ g_0(D) \\ g_1(D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{-1,-1} & g_{-1,0} & g_{-1,1} \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,1} \\ g_{1,-1} & g_{1,0} & g_{1,1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

เมื่อ  $h_{0,0} = 1$  คือค่านอร์มอไลซ์แอมพลิจูด ในกรณีที่ไม่มีผลกระทบจาก TMR สัญญาณรบกวนสี่บันทีกและผลกระทบจาก SA เมทริกซ์ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ BPMR ในสมการ (3) จะสมมาตร (Symmetric) กัน กล่าวคือ  $h_{-1}(D) = h_1(D)$  เมื่อ  $D$  คือตัวดำเนินการหน่วงเวลา (Delay Operator) ในทางตรงกันข้ามเมทริกซ์ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ BPMR จะอสมมาตร (Asymmetric) โดยที่ Koonkarnkhai *et al.* [17] ได้พบว่าเมทริกซ์ของช่องสัญญาณจะสมมาตรในแนวเส้นทแยงมุม  $h_{-1}(D) = h_1(-D)$  เมื่อระบบมีผลกระทบจาก SA

จากสมการ (4) ทาร์เก็ตสองมิติที่สมมาตรในแนวเส้นทแยงมุมจะนิยามโดย  $g_{0,0} = 1$ ,  $g_{-1,1} = g_{1,-1}$ ,  $g_{1,1} = g_{-1,-1}$  และ  $g_{1,0} = g_{-1,0}$



เนื่องจากเมทริกซ์ของช่องสัญญาณจะสมมาตรในแนวเส้นทแยงมุมเมื่อระบบมีผลกระทบจาก SA ดังนั้นการออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์สำหรับการลดผลกระทบจาก SA สามารถทำได้ดังนี้ จากรูปที่ 2 เมื่อกำหนดให้  $w_k$  คือลำดับข้อผิดพลาดระหว่างเอาต์พุตของอีควอไลเซอร์  $\{z_k\}$  และเอาต์พุตของทาร์เก็ต  $\{d_k\}$  ที่ต้องการ ซึ่งข้อผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (MSE: Mean Squared Error) ของ  $\{w_k\}$  สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (5) เพื่อป้องกันไม่ให้ผลลัพธ์  $\mathbf{f} = \mathbf{g} = \mathbf{0}$  ในกระบวนการที่ทำให้สมการ (5) มีค่าน้อยสุด ในที่นี้จะใช้เงื่อนไขบังคับโมนิก (Monic Constraint) ทำให้ได้ดังสมการที่ (6)

$$E[w_k^2] = E[(z_k - d_k)^2] \quad (5)$$

$$= E[(\mathbf{f}^T \mathbf{y}_k - \mathbf{g}^T \mathbf{a}_k)(\mathbf{f}^T \mathbf{y}_k - \mathbf{g}^T \mathbf{a}_k)^T]$$

เมื่อ  $E[x]$  คือตัวดำเนินการค่าคาดหวัง (expectation operator) ของตัวแปรสุ่ม  $x$ ,  $z_k = f_k^* y_k = \mathbf{f}^T \mathbf{y}_k$ ,  $d_k = g_{j,k} \otimes a_{j,k} = \mathbf{g}^T \mathbf{a}_k$  เมื่อ  $*$  และ  $\otimes$  คือตัวดำเนินการคอนโวลูชัน (Convolution Operator) แบบหนึ่งมิติและแบบสองมิติ ตามลำดับ และ  $[.]^T$  คือตัวดำเนินการสลับเปลี่ยน (Transpose Operator) สำหรับ  $\mathbf{f} = [f_{-M} \dots f_0 \dots f_M]^T$  คือเวกเตอร์แนวตั้ง (column vector) ของอีควอไลเซอร์ จำนวนแท็ป (tap) ทั้งหมดของอีควอไลเซอร์เท่ากับ  $N = 2M + 1$  สำหรับ  $\mathbf{y}_k = [y_{k+M} \dots y_k \dots y_{k-M}]^T$  คือเวกเตอร์แนวตั้งของลำดับข้อมูลสัญญาณอ่านกลับ  $\{y_k\}$ ,  $\mathbf{g} = [g_{-1,-1} \ g_{0,-1} \ g_{1,-1} \ g_{-1,0} \ g_{0,0} \ g_{1,0}]^T$  คือเวกเตอร์แนวตั้งของทาร์เก็ตแบบสองมิติ โดยที่  $L = 6$  คือความยาวของทาร์เก็ต และ  $\mathbf{a}_k = [(a_{-1,k-1} + a_{1,k-2}) \ a_{0,k} \ (a_{1,k} + a_{-1,k-2}) \ (a_{-1,k-1} + a_{1,k-1}) \ a_{0,k-1} \ a_{0,k-2}]^T$

$$E[w_k^2] = \mathbf{f}^T \mathbf{Y} \mathbf{f} + \mathbf{g}^T \mathbf{A} \mathbf{g} - 2 \mathbf{f}^T \mathbf{X} \mathbf{g} - 2(\lambda \mathbf{I}^T \mathbf{g} - \mathbf{1}) \quad (6)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือตัวคูณลากรางจ์ (Lagrange Multiplier),  $\mathbf{I} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$ ,  $\mathbf{A}$  คือเมทริกซ์อัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation Matrix) ขนาด  $L \times L$  ของลำดับข้อมูลอินพุต  $\mathbf{a}_k$ ,  $\mathbf{Y}$  คือเมทริกซ์อัตสหสัมพันธ์ขนาด  $N \times N$  ของลำดับข้อมูลอินพุต  $\mathbf{y}_k$ , และ  $\mathbf{X}$  คือเมทริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation Matrix) ระหว่าง  $\mathbf{a}_k$  และ  $\mathbf{y}_k$  จากสมการ (6) ทำการหาอนุพันธ์เทียบกับ  $\mathbf{f}$ ,  $\mathbf{g}$  และ  $\lambda$  และให้ผลลัพธ์ที่ได้มีค่าเท่ากับศูนย์ หลังจากนั้นทำการแก้สมการจะทำให้ได้สมการที่ (7) ถึง (8)

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

$$\mathbf{g} = \lambda (\mathbf{A} - \mathbf{X}^T \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{I} \quad (8)$$

$$\mathbf{f} = \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{X} \mathbf{g} \quad (9)$$

สำหรับการตรวจหา SA จะใช้ SA profile ของค่าสัมประสิทธิ์ทาร์เก็ต  $g_{-1,0}$  เทียบกับค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ  $h_{-1,0}$  ซึ่ง [17] พบว่าเมื่อเกิดผลกระทบจาก SA แล้วค่าสัมประสิทธิ์ทั้งสองจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ในกระบวนการตรวจหา SA จะใช้การออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ข้อมูลจำนวน 1 เซกเตอร์ (Sector) จำนวน 4096 บิต เมื่อได้ค่าสัมประสิทธิ์  $g_{-1,0}$  แล้วจะนำไปเปรียบเทียบกับ  $h_{-1,0}$  เพื่อให้ได้ค่าประมาณความรุนแรงของ SA จากนั้นวงจรแก้ไขจะทำการเลือกคู่อาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับความรุนแรงของ SA นั้นๆ ไปใช้งาน ซึ่งทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่เหมาะสมกับความรุนแรงของ SA จะถูกออกแบบไว้ก่อนหน้าและจัดเก็บไว้ในหน่วยความจำ





#### 4. การลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาและแก้ไข SA

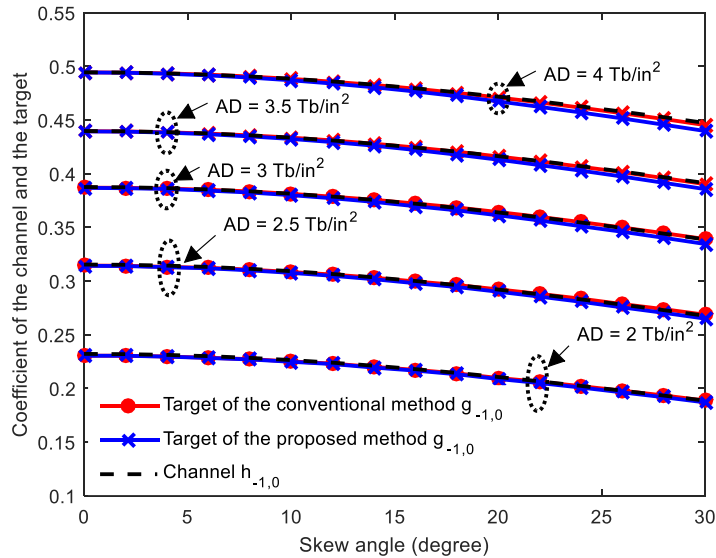
ในทางปฏิบัติการเพิ่มอัตราการอ่านของ HDD สามารถดำเนินการได้โดยการลดความซับซ้อนของระบบประมวลผลสัญญาณของ HDD ซึ่งความซับซ้อนเหล่านี้จะอยู่ที่วงจรถอดรหัส และวงจรตรวจหา หนึ่งในนั้นคือจำนวนสถานะ (State) และเส้นทางสาขา (Branch) ของวงจรตรวจหาวิเทอร์บี ซึ่งจำนวนสถานะและเส้นทางสาขาจะขึ้นอยู่กับรูปแบบของทาร์เก็ตที่นำมาใช้งาน

จาก [17] พบว่าเมื่อเกิดผลกระทบจาก SA จะส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของ ช่องสัญญาณ BPMR ที่ตำแหน่ง  $h_{-1,1}$  และ  $h_{1,-1}$  มีค่าต่ำมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อค่า AD น้อยกว่า  $3 \text{ Tb/in}^2$  ดังนั้นในกระบวนการลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาและแก้ไข SA จะทำการบังคับค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ตตำแหน่ง  $g_{-1,1}$  และ  $g_{1,-1}$  ให้มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะส่งผลให้ขั้นตอนการออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์ที่ใช้ในขั้นตอนการตรวจหาความรุนแรงของ SA มีความซับซ้อนลดลง อีกทั้งการบังคับให้บางตำแหน่งของทาร์เก็ตเป็นศูนย์จะส่งผลให้ความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวิเทอร์บีลดลงอีกด้วย ดังนั้นเมทริกซ์ของทาร์เก็ตในสมการที่ (4) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (10)

$$G = \begin{bmatrix} g_{-1,-1} & g_{-1,0} & 0 \\ g_{0,-1} & g_{0,0} & g_{0,1} \\ 0 & g_{1,0} & g_{1,1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

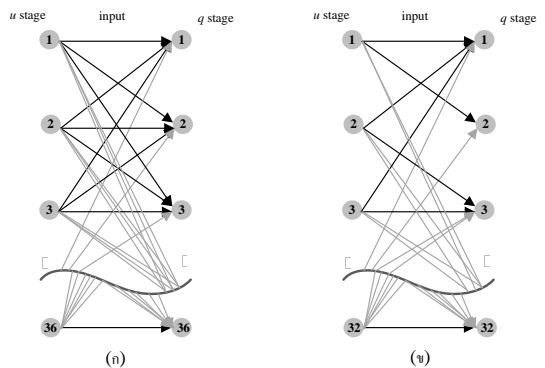
สำหรับกระบวนการออกแบบทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์จะใช้วิธีการตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3 แต่จะแทนค่า  $\mathbf{g} = [g_{-1,-1} \ g_{0,-1} \ g_{-1,0} \ g_{0,0} \ g_{0,1}]^T$ ,  $\mathbf{I} = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$ ,  $\mathbf{a}_k = [(a_{-1,k} + a_{1,k-2}) \ a_{0,k} \ (a_{-1,k-1} + a_{1,k-1}) \ a_{0,k-1} \ a_{0,k-2}]^T$  และ  $L = 5$  จากการที่เวกเตอร์  $\mathbf{g}$ , เวกเตอร์  $\mathbf{a}_k$  และ  $\mathbf{I}$  มีความยาวลดลงจาก 6 เหลือ 5 ส่งผลให้การคำนวณค่าทาร์เก็ต  $g_{-1,0}$  สำหรับการตรวจหา SA วิธีการที่นำเสนอจึงมีความซับซ้อนต่ำกว่าวิธีที่ไม่ได้มีการลดความซับซ้อน (วิธีที่นำเสนอใน [17])

รูปที่ 3 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรตรวจหา SA ของวงจรที่ไม่มีมีการลดความซับซ้อน [17] ซึ่งจะนิยามว่า “Target of the conventional method  $g_{-1,0}$ ” กับวิธีการที่ได้ลดความซับซ้อนที่นำเสนอในบทความนี้ โดยจะนิยามว่า “Target of the proposed method  $g_{-1,0}$ ” ซึ่งจะเปรียบเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ BPMR ณ ตำแหน่ง  $h_{-1,0}$  โดยจะนิยามว่า “Channel  $h_{-1,0}$ ” จากผลการทดลองพบว่า ณ  $AD \leq 3 \text{ Tb/in}^2$  สมรรถนะของวิธีการตรวจหา SA ที่มีการลดความซับซ้อนให้สมรรถนะใกล้เคียงกับระบบที่ไม่ได้มีการลดความซับซ้อน และที่  $AD > 3 \text{ Tb/in}^2$  สมรรถนะของระบบที่มีการลดความซับซ้อนจะมีข้อผิดพลาดมากกว่าระบบที่ไม่ได้ลดความซับซ้อน โดยอย่างยิ่งเมื่อ SA มีค่าสูง ทั้งนี้เพราะว่าระบบที่ลดความซับซ้อนจะบังคับให้ค่าสัมประสิทธิ์ของทาร์เก็ต ณ ตำแหน่ง  $g_{-1,1}$  และ  $g_{1,-1}$  ให้มีค่าเป็นศูนย์ แต่ที่  $AD$  มากกว่า  $3 \text{ Tb/in}^2$  ค่าสัมประสิทธิ์ของเมทริกซ์ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ BPMR ณ ตำแหน่ง  $h_{-1,1}$  และ  $h_{1,-1}$  มีค่าสูงมากจนไม่สามารถละทิ้งหรือ ประมาณค่าให้เป็นศูนย์ได้



รูปที่ 3 โพรไฟล์ SA สำหรับการตรวจหา SA ที่ AD = 2, 2.5, 3, 3.5, และ 4 Tb/in<sup>2</sup>

จากทาร์เก็ตแบบสองมิติที่ได้จากสมการที่ (10) จะทำให้งจรตรวจหาวีเทอร์บีแบบสองมิติที่ใช้สำหรับการตรวจหาลำดับข้อมูลสามารถลดความซับซ้อนของแผนภาพเทรลลิซ (Trellis Diagram) ลงได้ ดังที่แสดงในรูปที่ 4 ซึ่งพบว่าแผนภาพเทรลลิซของ [17] จะใช้สถานะจำนวน 36 สถานะ และมี 6 เส้นสาขา (Branch) ที่ออกจากแต่ละสถานะ สำหรับแผนภาพเทรลลิซของวิธีที่นำเสนอจะใช้จำนวนเพียง 32 สถานะ และมีเพียง 4 เส้นสาขาที่ออกจากแต่ละสถานะเท่านั้น ซึ่งกระบวนการตรวจหาข้อมูลของวงจรตรวจหาวีเทอร์บีต้องคำนวณหาค่าเมตริกสาขา (Branch Metric) ในแต่ละเส้นสาขาสำหรับการเปลี่ยนสถานะ  $(u, q)$  จากสถานะ  $u$  ไปยังสถานะ  $q$  ซึ่งค่าเมตริกสาขาสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (11)



รูปที่ 4 แผนภาพเทรลลิซ (ก) วิธีที่นำเสนอใน [17] และ (ข) วิธีที่นำเสนอ

$$\lambda_k(u, q) = |z_k - \hat{r}_k(u, q)|^2 \quad (11)$$

เมื่อ  $\hat{r}_k(u, q)$  คือข้อมูลเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่สอดคล้องกับ  $(u, q)$  เพราะฉะนั้นเมื่อจำนวนสถานะและจำนวนเส้นสาขาลดลง ก็จะทำให้ความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวีเทอร์บีลดลงตามไปด้วยเช่นกัน



สำหรับความซับซ้อนที่ลดลงของวงจรตรวจหาวีเทอร์บีจะส่งผลให้ความเร็วของระบบประมวลผลของสัญญาณของช่องสัญญาณอ่านเพิ่มขึ้น กล่าวคือ HDD จะมีอัตราการอ่านที่เพิ่มขึ้น สำหรับการเปรียบเทียบความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอแสดงในตารางที่ 1 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบในรูปแบบของตัวดำเนินการบวก/ลบ/เปรียบเทียบ และตัวดำเนินการคูณ/หาร ของวงจรตรวจหาวีเทอร์บี สำหรับการตรวจหาข้อมูล 1 บิต โดยพบว่าวิธีการที่นำเสนอมีความซับซ้อนน้อยกว่าวิธีการที่นำเสนอ [17] และสามารถลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาวีเทอร์บีได้ถึงร้อยละ 40.7 ซึ่งจะส่งผลให้การตรวจหาข้อมูลของวงจรตรวจหาวีเทอร์บีทำงานได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

## 5. ผลของการจำลองระบบ

พิจารณาแบบจำลอง BPMP ในรูปที่ 2 กำหนดให้ค่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (SNR: Signal-to-noise Ratio) มีค่าเท่ากับสมการที่ (12)

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{\sigma^2} \right) \quad (12)$$

หน่วยเป็นเดซิเบล (dB: Decibel) ในการทดลองนี้แต่ละวิธีจะใช้อีควอไลเซอร์จำนวน 7 แทป (tap) โดยที่ทาร์เก็ตและอีควอไลเซอร์จะถูกออกแบบด้วยหลักการ MMSE ณ SNR ที่ทำให้ได้ค่าอัตราข้อผิดพลาดบิต (Bit-error Rate) BER  $\approx 10^{-4}$

ในรูปที่ 5 แสดงผลของการจำลองระบบแบบต่างๆ ที่มีผลกระทบจาก SA = 20° ณ AD = 2.5 และ 3 Tb/in<sup>2</sup> เมื่อกำหนดให้ “Conventional Method” คือสมรรถนะ

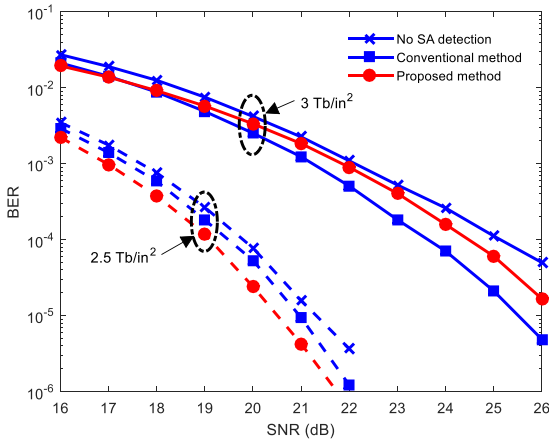
**ตารางที่ 1** ความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอและวิธี [17] ของวงจรตรวจหาวีเทอร์บี สำหรับการตรวจหาข้อมูล 1 บิต

วิธี	จำนวนตัวดำเนินการบวก/ลบ/เปรียบเทียบ	จำนวนตัวดำเนินการคูณ/หาร
วิธีที่นำเสนอ	384	128
วิธี [17]	648	216

ของวิธีการที่นำเสนอใน [17] สำหรับ “Proposed method” คือสมรรถนะของวิธีการที่ลดความซับซ้อนที่นำเสนอในบทความนี้ และ “No SA Detection” คือระบบที่ไม่มีการตรวจหาและแก้ไขผลกระทบจาก SA จากการทดลองพบว่าที่ AD = 2.5 Tb/in<sup>2</sup> “Proposed Method” ให้สมรรถนะที่ดีกว่า “Conventional method” ทั้งนี้เนื่องจากการเกิด SA จะส่งผลให้ผลกระทบจาก ITI ลดลง (SA เพิ่มขึ้น ITI ลดลง [17]) จึงทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ของเมทริกซ์ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ BPMP ที่ตำแหน่ง  $h_{-1,1}$  และ  $h_{1,-1}$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นการที่บังคับให้ทาร์เก็ตในตำแหน่ง  $g_{-1,1}$  และ  $g_{1,-1}$  มีค่าเป็นศูนย์ จึงทำให้ “Proposed Method” ที่ AD ต่ำ มีสมรรถนะดีกว่า “Conventional Method” อย่างไรก็ตามเมื่อ AD เพิ่มขึ้นค่าสัมประสิทธิ์ของเมทริกซ์ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ BPMP ที่ตำแหน่ง  $h_{-1,1}$  และ  $h_{1,-1}$  จะมีเพิ่มขึ้น ดังนั้นการบังคับให้ทาร์เก็ตในตำแหน่ง  $g_{-1,1}$  และ  $g_{1,-1}$  มีค่าเป็นศูนย์ จึงทำให้ “Proposed Method” มีสมรรถนะด้อยกว่า “Conventional Method” อย่างไรก็ตาม “Proposed Method” ยังให้สมรรถนะที่ดีกว่า “No SA Detection”



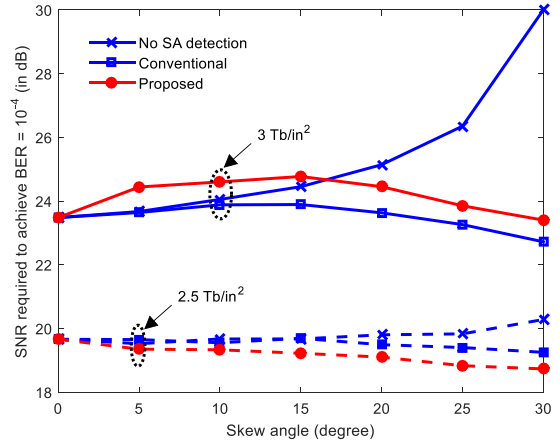
บทความวิจัย



รูปที่ 5 สมรรถนะของระบบที่มีผลกระทบจาก SA = 20° ณ AD = 2.5 และ 3 Tb/in<sup>2</sup>

รูปที่ 6 แสดงสมรรถนะของระบบต่างๆ ในรูปแบบของ SNR ที่ทำให้ได้ BER = 10<sup>-4</sup> กับความรุนแรงของ SA ต่างๆ ที่ค่า AD = 2.5 และ 3 T/in<sup>2</sup> จากการทดลองพบว่าที่ AD = 2.5 T/in<sup>2</sup> “Proposed Method” ให้สมรรถนะที่ดีกว่า “Conventional Method” ในทุกความรุนแรงของ SA ต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ SA = 25° “Proposed Method” สามารถให้สมรรถนะที่ดีกว่า “Conventional Method” สูงสุด (ประมาณ 0.57 dB) อย่างไรก็ตามเมื่อ AD มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 3 T/in<sup>2</sup> “Proposed Method” จะมีสมรรถนะต่ำกว่า “Conventional Method” และที่ความรุนแรงของ SA ต่ำกว่า 20° “Proposed Method” จะมีสมรรถนะต่ำกว่า “No SA Detection” กล่าวคือ “Proposed Method” มีสมรรถนะต่ำกว่า “Conventional Method” ประมาณ 0.8 dB ที่ SA = 15°

ในรูปที่ 7 แสดงสมรรถนะของระบบต่างๆ ณ SNR ที่ทำให้เกิด BER = 10<sup>-4</sup> เมื่อมีผลกระทบจาก SA = 15°



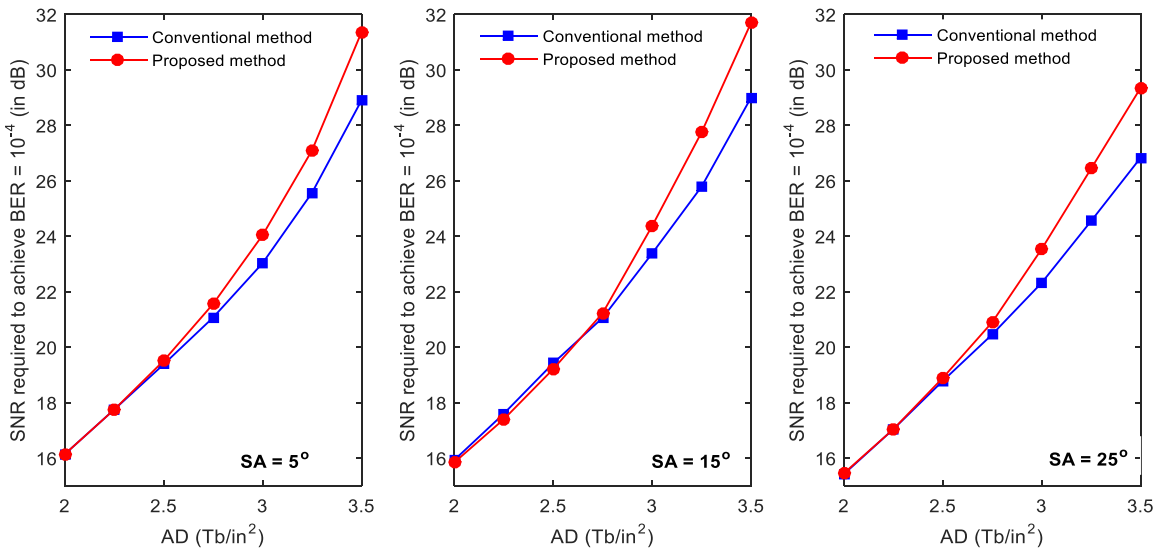
รูปที่ 6 สมรรถนะของระบบต่างๆ ในรูปแบบของ SNR ที่ทำให้ได้ BER = 10<sup>-4</sup> เทียบกับความรุนแรงของ SA ต่างๆ ที่ 2.5 Tb/in<sup>2</sup> และ 3 Tb/in<sup>2</sup>

พบว่าสมรรถนะของ “Proposed Method” ใกล้เคียงกับ “Proposed Method” เมื่อ AD น้อยกว่า 2.5 Tb/in<sup>2</sup> และเมื่อ AD มากกว่า 2.5 Tb/in<sup>2</sup> สมรรถนะของ “Proposed Method” จะดีกว่า ทั้งนี้เพราะว่ายิ่งค่า AD สูงๆ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ BPMR ในตำแหน่ง {h<sub>-1,-1</sub> h<sub>-1,1</sub> h<sub>1,-1</sub> h<sub>1,1</sub>} มีค่าสูงจนไม่สามารถที่จะได้ ดังนั้นถ้าบังคับให้ตำแหน่งดังกล่าวมีค่าเป็นศูนย์จะส่งผลให้สมรรถนะของระบบด้อยลง

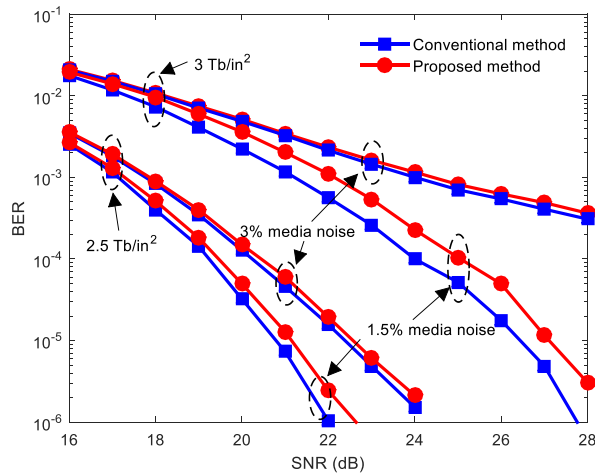
นอกจากนี้ รูปที่ 8 ยังได้แสดงสมรรถนะของระบบที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนรบกวนสี่บิตที่ 1.5% และ 3% ที่ความรุนแรงของ SA = 15° และในรูปที่ 9 ได้แสดงสมรรถนะของระบบต่างๆ ที่มีผลกระทบจาก SA = 15° และ SA = 25° ณ ความรุนแรงของสัญญาณรบกวนสี่บิตที่ค่าต่างๆ ที่ AD = 2.5 Tb/in<sup>2</sup> และ 3 Tb/in<sup>2</sup> จากผลการทดลองพบว่า “Proposed Method” ทนทานเมื่อระบบเผชิญกับสัญญาณรบกวนสี่บิตที่



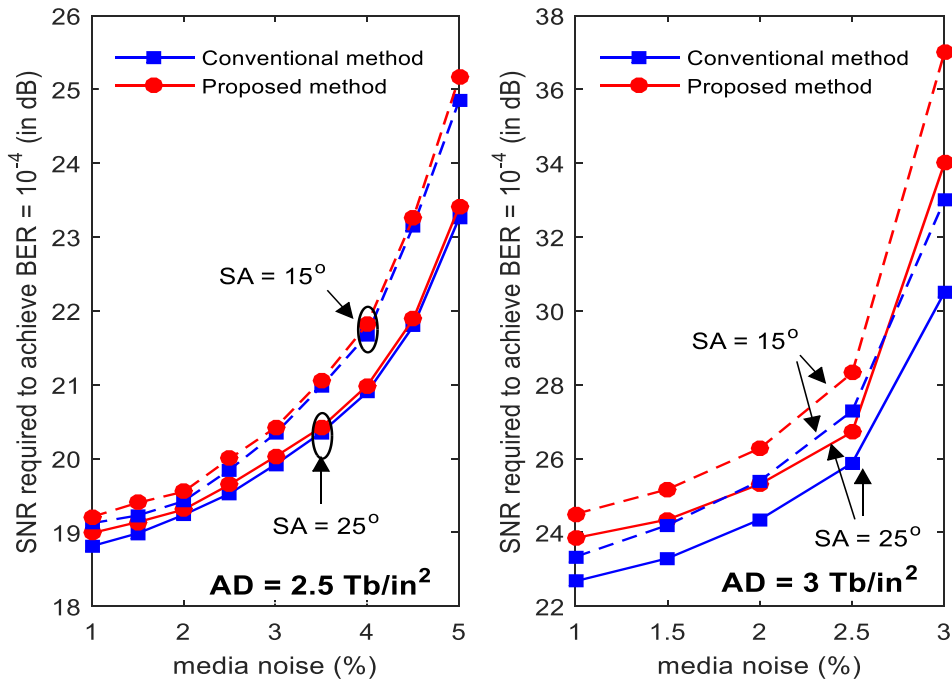
บทความวิจัย



รูปที่ 7 สมรรถนะของระบบต่างๆ ณ SNR ที่ทำให้เกิด BER =  $10^{-4}$  เมื่อมีผลกระทบจาก SA = 5°, 15° และ 25° ที่ค่า AD ต่างๆ



รูปที่ 8 สมรรถนะของระบบต่างๆ ที่มีผลกระทบจาก SA = 15° และสัญญาณรบกวนที่ 1.5% และ 3% ที่ AD = 2.5  $\text{Tb/in}^2$  และ 3  $\text{Tb/in}^2$



รูปที่ 9 สมรรถนะของระบบต่างๆ ที่มีผลกระทบจาก SA = 15° และ SA = 25° ณ ความรุนแรงของสัญญาณรบกวนสี่บิตที่ค่าต่างๆ ที่ AD = 2.5 Tb/in<sup>2</sup> และ 3 Tb/in<sup>2</sup>

## 6. บทสรุป

BPMR เป็นเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลของ HDD ที่จะเข้ามาแทนที่เทคโนโลยี PMR ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน ซึ่งเทคโนโลยี PMR ไม่สามารถเพิ่มความหนาแน่นเชิงพื้นที่ได้ เนื่องจากขีดจำกัดทางซูเปอร์พาราแมกเนตริก อย่างไรก็ตามระบบ BPMR ต้องเผชิญกับผลกระทบจาก ITI, ISI, สัญญาณรบกวนสี่บิต, และการเอียงของหัวอ่าน เป็นต้น ผลกระทบเหล่านี้ทำให้สมรรถนะของระบบด้อยลงเป็นอย่างมาก ดังนั้นบทความนี้ได้นำเสนอวิธีการลดความซับซ้อนของวงจรตรวจหาและแก้ไขที่ได้นำเสนอไว้ใน [17] จากการลดความซับซ้อนทำให้สามารถลดจำนวนสถานะและ

เส้นสาขาของแผนภาพเทอร์ลิสที่ใช้ในวงจรตรวจหาวิเทอร์บี จาก 36 สถานะและ 6 เส้นสาขา เหลือเพียง 32 สถานะและ 4 เส้นสาขา โดยจากการทดลองพบว่าที่ AD น้อยกว่า 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ระบบที่ลดความซับซ้อนจะให้สมรรถนะที่ใกล้เคียงกับระบบที่ไม่ได้มีการลดความซับซ้อน อย่างไรก็ตามเมื่อ AD มีค่ามากกว่า 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ระบบที่ลดความซับซ้อนจะให้สมรรถนะที่ด้อยกว่าระบบที่ไม่ได้มีการลดความซับซ้อน เพราะเวลาที่ AD มากกว่า 2.5 Tb/in<sup>2</sup> ค่าสัมประสิทธิ์ของเมทริกซ์ของช่องสัญญาณ BPMR จะมีค่าสูงเกินกว่าที่จะละทิ้งหรือบังคับให้เป็นศูนย์ได้ ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอจึงเหมาะสมสำหรับใช้ในระบบ BPMR ที่มีค่า AD ต่ำกว่า 2.5 Tb/in<sup>2</sup>



## 7. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม หมายเลขทุน TSRI\_65\_6.1

## 8. เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Ali, J. Qadir, R. Rasool, A. Sathiaselan, A. Zwitter, and J. Crowcroft, Big data for development: Applications and techniques, Big Data Analytic, 2016, (1), 2.
- [2] J. Lin, R. Luley, and K. Xiong, Active learning under malicious mislabeling and poisoning attacks, 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Proceeding, 2021, 1-6.
- [3] D.S. Kuo, K.Y. Lee, X.M. Yang, S. Xiao, Y. Hsu, Z. Yu, M. Feldbaum, T. Klemmer, Y. Kubota, J.-U. Thiele, P. Steiner, K. Wago, S. Dallorto and D. Olynick Heated dot magnetic recording media - Path to 10 TDOTS/in<sup>2</sup>, 2016 International Conference of Asian Union of Magnetics Societies (ICAUMS), Proceeding, 2016, 1.
- [4] S. Koonkamkhai, P. Keeratiwintakorn, and P. Kovintavewat, Target and equalizer design for high-density bit-patterned media recording, ECTI-CIT Transactions, 2012, 6(2), 128-135.
- [5] Y. Wang and B.V.K.V. Kumar, Improved multitrack detection with hybrid 2-d equalizer and modified Viterbi detector, IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(10), 1- 10.
- [6] S. Koonkamkhai, C. Warisam and P. Kovintavewat, An iterative two-head two-track detection method for staggered bit-patterned magnetic recording systems, IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7), 1-7.
- [7] T. Wu, M.A. Armand and J.R. Cruz, Detection-decoding on BPMR channels with written-in error correction and ITI mitigation, IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(1), 1-11.
- [8] L.M.M. Myint, P. Supnithi, and P. Tantaswadi, An inter-track interference mitigation technique using partial ITI estimation in patterned media storage, IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10), 3691-3694.
- [9] S. Nabavi, B.V.K.V. Kumar, and J.G. Zhu, Modifying Viterbi algorithm to mitigate intertrack interference in bit-patterned media, IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(6), 2274-2276.
- [10] S. Nabavi, B.V.K.V. Kumar and J.A. Bain, Mitigating the effects of track mis-registration in bit-patterned media, 2008 IEEE International Conference on Communications, Proceeding, 2008, 2061-2065.



- [11] L. Alink, J.P.J. Groenland, J. de Vries and L. Abelmann, Determination of bit patterned media noise based on island perimeter fluctuations, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(11), 4574-4577.
- [12] Y. Ng, B.V.K.V. Kumar, K. Cai, S. Nabavi, and T.C. Chong, Picket-shift codes for bit-patterned media recording with insertion/ deletion errors, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, 46(6), 2268-2271.
- [13] A.R. Iyengar, P.H. Siegel and J.K. Wolf, Write channel model for bit-patterned media recording, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, 47(1), 35 -45.
- [14] Z. He, J. Mou, K.S. Chan, S.H. Lam and W. Lin, A near zero skew actuation mechanism for hard disk drives, *Microsystem Technologies*, 2015, 21(1), 131-137.
- [15] Z. He, J. Mou and K.S. Chan, Mechanisms of minimum skew angle actuation for hard disk drives, *The 3<sup>rd</sup> International Conference on Control, Mechatronics and Automation (ICMA 2015), Proceeding*, 2016, 02002.
- [16] K. Kankhunthod, C. Warisarn, S. Koonkarnkhai, and P. Kovintavewat, Multilayer perceptron-based skew-angle estimation for bit-patterned magnetic recording, *The 36<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2021), Proceeding*, 2021, 1-3.
- [17] S. Koonkarnkhai, C. Warisarn and P. Kovintavewat, A simple skew angle detection and suppression method for bit-patterned magnetic recording, *AIP Advances*, 2021, 11(1), 015229.
- [18] S. Nabavi and B.V.K.V. Kumar, Two-dimensional generalized partial response equalizer for bit-patterned media, *IEEE International Conference on Communications, Proceeding*, 2007, 6249-6254.
- [19] J. Moon and W. Zeng, Equalization for maximum likelihood detector, *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, 31(2), 1083-1088.