



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการศึกษาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและแม่เหล็ก
ของหัวบันทึกที่มีผลกระทบจากการคายประจุไฟฟ้าสถิต

**Study of Relationship of Electrical and Magnetic Parameters of
Recording Heads Affected by Electrostatic Discharge**

โดย

รองศาสตราจารย์ ดร. อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร

มกราคม พ.ศ. 2552

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการศึกษาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและแม่เหล็ก
ของหัวบันทึกที่มีผลกระทบจากการคายประจุไฟฟ้าสถิต

Study of Relationship of Electrical and Magnetic Parameters of
Recording Heads Affected by Electrostatic Discharge

รองศาสตราจารย์ ดร. อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการอุดมศึกษาและสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกอ. และ สกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ ได้รับการสนับสนุนหลักจาก สำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ) และสำนักงานสนับสนุนการวิจัย (สกว) ภายใต้ทุนเพิ่มขีดความสามารถด้านการวิจัยของอาจารย์รุ่นกลางในสถาบันอุดมศึกษา ประจำปีงบประมาณ 2548 รหัสโครงการ RMU4880033 และทุนสนับสนุนบางส่วนจาก กองทุนวิจัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

อย่างไรก็ตาม งานวิจัยนี้ จะไม่สามารถสำเร็จได้เลยหากไม่ได้รับการสนับสนุนทางด้านข้อมูล เครื่องมือทดสอบ และห้วงบันทึกตัวอย่าง จาก บริษัท เวสต์เทิร์นดิจิทัล (บางปะอิน) จำกัด โดยเฉพาะท่านเหล่านี้ ดร. ดวงพร สมพงษ์ นายพรชัย รักษ์พงษ์ศิริ นายปรีชา สีลานุกรม และบุคลากรของบริษัททุกท่านที่ให้ความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง รวมถึงการสนับสนุนอย่างเต็มที่จาก รองศาสตราจารย์ ดร. กิตติชัย ไตรรัตนศิริชัย รองอธิการบดีฝ่ายวิจัยและถ่ายทอดเทคโนโลยี และอดีตคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น รวมถึงบุคลากรของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ทุกท่าน

คณะผู้วิจัย จึงใคร่ขอแสดงความขอบพระคุณหน่วยงานและท่านทั้งหลายที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ที่ให้การสนับสนุนการวิจัยในรูปแบบต่างๆ จนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงตามจุดมุ่งหมาย มา ณ. ที่นี้ด้วย

คณะผู้วิจัย

บทคัดย่อ

รหัสโครงการ : RMU 4880033

ชื่อโครงการ : โครงการศึกษาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของหัวบันทึกที่มีผลกระทบจากการคายประจุไฟฟ้าสถิต

ชื่อนักวิจัยและสถาบัน : รองศาสตราจารย์ ดร. อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

e-mail address : apirat@kku.ac.th

ระยะเวลาโครงการ : 42 เดือน

จากการศึกษาพบว่า เมื่อเกิดการคายประจุไฟฟ้าสถิต ที่เป็นลำดับแตกต่างกันของแบบจำลองมนุษย์ แบบจำลองอุปกรณ์ที่สะสมประจุ และแบบจำลองเครื่องจักรกล นั้น จะทำให้เกิดความเสียหายที่แตกต่างกัน โดยหากมีการใช้แบบจำลองเครื่องจักรกลแล้ว จะพบว่า แรงดันที่ทำให้เกิดความเสียหายในระดับเกิดการทะลุ ระดับพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลง และระดับสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลง นั้น มีค่าแรงดันต่ำกว่า แบบจำลองมนุษย์ หรือแบบจำลองอุปกรณ์สะสมประจุเพียงอย่างเดียว โดยการใช้เครื่องทดสอบการคายประจุไฟฟ้าสถิตชนิด 3 โมเดล ที่สร้างขึ้นมานี้ จะให้ผลการทดสอบที่ดีจากการป้องกันแรงดันจากแบบจำลองทั้งสาม อีกทั้งการใช้หลักการแปลงเวฟเลท ในการวิเคราะห์สัญญาณ พบว่า สามารถคาดการณ์การเกิดความเสียหายของหัวบันทึกได้เป็นอย่างดี

คำหลัก : การคายประจุไฟฟ้าสถิต; หัวบันทึกทางแม่เหล็ก; หลักการแปลงเวฟเลท

Abstract

Project Code : RMU 4880033
Project Title : Study of Relationship of Electrical and Magnetic Parameters of Recording Heads Affected by Electrostatic Discharge
Investigator : Associate Professor Dr. Apirat Siritaratiwat
Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Khon Kaen University
e-mail address : apirat@kku.ac.th
Project Period : 42 months

From the study, it is found that when the electrostatic discharge (ESD) is occurred in a sequence of human body model (HBM), charged device model (CDM) and machine model (MM), the degree of damage is entirely different. It is particularly observed that when the MM is concerned, a threshold voltage detected in all damaging levels; breakdown, parameter degradation and noise degradation, is lower than individual HBM or CDM. By using the newest invented source of a 3-Model-ESD supplier, it shows a good result. In addition, by using Wavelet Transform Technique for signal analysis, it can well predict the damage of recording heads.

Keywords : Electrostatic discharge; Wavelet transform; magnetic recording head.

	สารบัญ	หน้า
บทที่ 1 บทนำ		
1.1	ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2	วัตถุประสงค์ของการวิจัย	4
1.3	วิธีการดำเนินการวิจัย	4
1.4	ขอบเขตของการวิจัย	4
1.5	ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
1.6	สถานที่ทำวิจัย	5
	บรรณานุกรม	6
บทที่ 2 วรรณกรรมและผลงานที่เกี่ยวข้อง		
2.1	โครงสร้างห้วงบันทึก	8
2.2	แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็ก	10
2.3	มาตรฐานการทดสอบคายประจุไฟฟ้าสถิต	16
2.4	ผลของการคายประจุไฟฟ้าสถิตที่มีต่อห้วงบันทึกชนิด GMR	28
2.5	สัญญาณรบกวนของห้วงบันทึกชนิด GMR	35
	บรรณานุกรม	50
บทที่ 3 การแปลงเวฟเล็ท		
3.1	บทนำ	53
3.2	หลักการของการแปลงเวฟเล็ท	54
3.3	การแปลงเวฟเล็ทแบบดิสกรีต	57
3.4	เวฟเล็ทชนิด Daubechies	64
3.5	การหาค่าผิดพลาดในการแปลงเวฟเล็ท	69
	บรรณานุกรม	71
บทที่ 4 การออกแบบการวิจัย		
4.1	ระบบการทดสอบไฟฟ้าสถิตสำหรับห้วงบันทึก	72
4.2	การออกแบบชุดทดสอบไฟฟ้าสถิตชนิด 3 โมเดล	74
4.3	การออกแบบชุดควบคุมแรงดัน	76
4.4	การออกแบบชุดสวิตช์ควบคุมการทดสอบ	77
4.5	การออกแบบชุดอ่านสัญญาณห้วงบันทึก	79
4.6	การออกแบบชุดควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก	83
4.7	การแยกสัญญาณรบกวนจากสัญญาณห้วงบันทึก	88
4.8	ชุดควบคุมอุณหภูมิที่ถาดวางห้วงบันทึก HGA	90
4.9	การทำงานของโปรแกรมควบคุมการทดสอบ	90
	บรรณานุกรม	94

	หน้า
บทที่ 5 วิธีการทดลอง	
5.1 เงื่อนไขการทดสอบ	95
5.2 ค่าพารามิเตอร์ในการวัด	95
5.3 เงื่อนไขการหยุดทดสอบ	99
5.4 การทดสอบจริง	100
 บทที่ 6 ผลการทดลอง	
6.1 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองมนุษย์ (HBM)	103
6.2 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองเครื่องมือ (MM)	111
6.3 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองประจุจากอุปกรณ์ (CDM)	116
6.4 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองมนุษย์และเครื่องมือ (HBM-MM)	119
6.5 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองมนุษย์และอุปกรณ์ (HBM-CDM)	123
6.6 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองเครื่องมือและอุปกรณ์ (MM-CDM)	125
6.7 ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตโดยแบบจำลองมนุษย์ เครื่องมือ และอุปกรณ์ (HBM-MM- CDM)	126
บรรณานุกรม	129
 บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	
7.1 สรุปผลการทดสอบจริง	130
7.2 เปรียบเทียบผลการทดลอง	131
7.3 ข้อเสนอแนะ	134
 ผลงาน (Outputs) ของคณะผู้วิจัยจากโครงการนี้	136
 ภาคผนวก สำเนาบทความและเอกสารที่ยื่นจดสิทธิบัตร	137

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ประเทศไทยเป็นประเทศที่ส่งออกฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Harddisk drive) รายใหญ่ประเทศหนึ่งของโลก ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาให้มีความสามารถในการเก็บข้อมูลสูงมากขึ้นเป็นลำดับ จึงได้นำเทคโนโลยีของแผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กมาใช้เป็นส่วนอ่านข้อมูลของหัวบันทึก (Recording head) ได้แก่ ชนิดเอเอ็มอาร์ (Anisotropy magnetoresistance, AMR) แผ่นฟิล์มชนิดจีเอ็มอาร์ (Giant magnetoresistance, GMR) หรือแบบสปินวาล์ว (Spin Valve, SV) และชนิดทีเอ็มอาร์ (Tunneling magnetoresistance, TMR) ที่กำลังเริ่มใช้ ในปัจจุบัน แผ่นฟิล์มบางแม่เหล็กนี้มีคุณสมบัติความต้านทานของแผ่นฟิล์มเปลี่ยนแปลงตามสนามแม่เหล็ก จึงเรียกว่าเป็นแผ่นฟิล์มแบบแมกเนโตรซิสแตนซ์ (Magnetoresistance Film) [1]

เนื่องจากแผ่นฟิล์มชนิดนี้ประกอบด้วยชั้นของสารแม่เหล็กชนิดเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic) และชั้นของสารไดอามกเนติก (Diamagnetic) ที่บางมาก ดังนั้นการเคลื่อนที่ของประจุผ่านชั้นสารดังกล่าว อาจทำให้เกิดความร้อนเกิดขึ้นพอที่จะทำให้ลายฟิล์มแม่เหล็ก หรือความต่างศักย์ที่เกิดจากการคายประจุไฟฟ้าสถิตอาจจะมีมากเพียงพอที่จะทำให้เกิดการทะลุ (Breakdown) ของชั้นไดอิเล็กตริก ซึ่งการเคลื่อนที่ของประจุไฟฟ้าสถิตเหล่านี้สามารถเกิดขึ้นได้ในทุกขั้นตอนของกระบวนการผลิตหัวบันทึก และปรากฏการณ์นี้เรียกว่า ปรากฏการณ์การคายประจุไฟฟ้าสถิต (Electrostatic Discharge Effect) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า ESD [2]

ผลของการคายประจุไฟฟ้าสถิต หรือ ESD นี้เป็นปัญหาที่สำคัญมากในอุตสาหกรรมการผลิตหัวบันทึก (Recording Head) โดยเฉพาะหัวบันทึกแบบแผ่นฟิล์มแม่เหล็กบางซึ่งไวต่อการถูกทำลายจาก ESD เป็นอย่างมากโดยที่ไม่สามารถเห็นหรือเตือนล่วงหน้าได้ ทำให้เกิดการสูญเสียในกระบวนการผลิตถึงแม้ว่าจะมีการป้องกันแล้วก็ตาม

ปัจจุบันได้มีการแบ่งระดับความเสียหายเป็น 3 ระดับ [3] ได้แก่

1.1.1 ความเสียหายในระดับรุนแรง (Hard ESD damage)

เป็นความเสียหายเนื่องจากการคายประจุไฟฟ้าสถิตในระดับที่ทำให้เกิดความเสียหายต่อส่วนที่ใช้อ่านอย่างรุนแรงได้แก่การเกิดความเสียหายบริเวณส่วนที่ใช้อ่านหลอมละลายเนื่องมาจากความร้อน (Joule Heating) [4-5] ซึ่งเกิดจากกระแสไฟฟ้าจำนวนมากไหลผ่าน ซึ่งกระแสนี้เกิดจากไฟฟ้าสถิตคายประจุผ่านส่วนที่ใช้อ่านทำให้ความต้านทานมีค่าสูงขึ้น ความเสียหายในชั้นแม่เหล็กทำให้แอมพลิจูดลดลง [5] การกลับทิศทางของชั้นพิน (Pinning reversal) ทำให้ขั้ว (Polarity) ของแอมพลิจูดเปลี่ยนไป [6-7] การยืดยาว (Diffusion) ของส่วนอ่านทำให้ความต้านทานต่ำลง [3] การคายประจุระหว่างขั้วทั้งสี่ที่ต่อขนานกัน ทำให้ฉนวนที่คั่นระหว่างตัวนำ (contact) กับฐาน (Substrate) เกิดการทะลุ [8] ซึ่งผลเหล่านี้ทำให้เกิดความเสียหายต่อหัวบันทึกในระดับทั้งเชิงกายภาพซึ่งตรวจสอบได้โดยการวัดค่าเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว การใช้กล้องถ่ายภาพไมโครสโคปชนิดสแกนอิเล็กตรอน (Scanning electron microscope, SEM) เพื่อวิเคราะห์ทางกายภาพ ซึ่งสามารถตรวจสอบได้ในระหว่างกระบวนการผลิต และสามารถกำจัดหัวบันทึกออกจากสายการผลิตก่อนที่จะทำการประกอบเข้ากับชั้นของหัวบันทึก (Head stack assembly, HSA)

1.1.2 ความเสียหายในระดับเบา (Soft ESD damage)

เป็นการคลายประจุไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำที่ทำให้หัวบันทึกลดคุณภาพลง (Degrade) ซึ่งเป็นอีกปัญหาหนึ่งที่สำคัญ เนื่องจากการตรวจสอบในระดับการผลิตเป็นไปได้ยาก การเปลี่ยนแปลงเหล่านี้ก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเชิงสัญญาณในระดับต่ำได้แก่ การลดลงของแอมพลิจูด ความต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ซึ่งจะตรวจพบได้ในขั้นตอนการทดสอบไฟฟ้าสถิตเท่านั้น เนื่องจากการวัดความเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์เปรียบเทียบกับค่าเริ่มต้นก่อนและหลังทดสอบไฟฟ้าสถิต เกิดสัญญาณรบกวนชนิดเปลี่ยนแปลงจากฐาน (Baseline popping noise, BLPN) [9] การเกิดการแผ่กระจายสนามสัญญาณรบกวน [10] การเกิดผลกระทบต่อการรูปร่างของเส้นกราฟฮิสเตอร์เรซิสฟ (Hysteresive curve) เรียกว่าสัญญาณรบกวนแบบบาร์กเฮาเซน (Barkhausen noise) [11] การลดลงของค่าเฉลี่ยของแอมพลิจูด (Track average amplitude, TAA) [12] ซึ่งพารามิเตอร์การหยุดในแทร็ค (off-track profile) และสัญญาณรบกวนแบบกระโดด (Popcorn noise) [13-14] เป็นต้น การตรวจสอบการลดคุณภาพของหัวบันทึกลงนั้นทำได้ยากขึ้น ส่วนมากจะพบหลังจากการใช้งานจริงไประยะหนึ่งภายใต้สภาวะกดดันต่าง ๆ [15] ซึ่งส่งผลให้อายุการใช้งานของหัวบันทึกลดลง [16]

1.1.3 ความเสียหายแบบแฝง (Quasi ESD damage)

เป็นความเสียหายแบบแฝงที่เกิดจากกรณีอื่น ในกรณีที่ค่า GMR มีสถานะปกติ แต่มีสัญญาณออกมีสัญญาณรบกวนในบางกรณี เป็นผลมาจากการลดลงของความสูงในการบิน (Flying high) เนื่องจากอุณหภูมิต่ำลง หรือการเพิ่มความจุในการบันทึกข้อมูล ทำให้เพียงพอที่จะแผ่กระจายสนามไฟฟ้าจากหัวบันทึกไปยังแผ่นบันทึกข้อมูล (Media) ซึ่งอาจทำให้เกิดการคลายประจุไฟฟ้าสถิตไปทำลาย GMR ผ่านทางการเชื่อมโยงโดยค่าการเก็บประจุ (Capacitive coupling) [17] ระหว่างหัวบันทึกกับแผ่นบันทึกข้อมูลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบนี้ขึ้น

ในงานวิจัยนี้เป็นศึกษาการเริ่มเกิดสัญญาณรบกวนในสัญญาณทดสอบหัวบันทึกเนื่องจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิต ซึ่งเป็นความเสียหายแบบเบาที่ทำให้หัวบันทึกลดคุณภาพลง โดยทดสอบกับโมเดลการคลายประจุไฟฟ้าสถิตจากมนุษย์สู่อุปกรณ์ (HBM) จากเครื่องมือสู่อุปกรณ์ (MM) จากการคลายประจุจากภายในหัวบันทึกสู่ภายนอก (CDM) และการคลายประจุแบบตามลำดับ (Serial-ESD) ซึ่งในปัจจุบันนั้นยังไม่มีการศึกษาผลกระทบจากการคลายประจุแบบตามลำดับนี้ เพื่อศึกษาผลของการคลายประจุไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำที่เริ่มทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ได้แก่ ค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ค่าความต้านทาน GMR ความไม่สมมาตรของแอมพลิจูด (Amplitude asymmetry) และขั้วของแอมพลิจูด (Signal polarity or phase) และศึกษาระดับการเกิดสัญญาณรบกวนโดยใช้เทคนิคการแปลงเวฟเลต (Wavelet transform)

การแปลงเวฟเลต (Wavelet transform) ได้ถูกใช้มาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1990 ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลายในทางประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital signal processing) และการประมวลผลภาพ (Image processing) โดยเฉพาะการแปลงเวฟเลตแบบดิสกรีต (Discrete wavelet transform) โดยทั่วไปมักใช้เทคนิคการแปลงเวฟเลตการวิเคราะห์สัญญาณทางเวลา (Time domain analysis) เพื่อที่จะวิเคราะห์สัญญาณทางไฟฟ้าในช่วงสภาวะเวลาคงตัว (Steady state) และวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

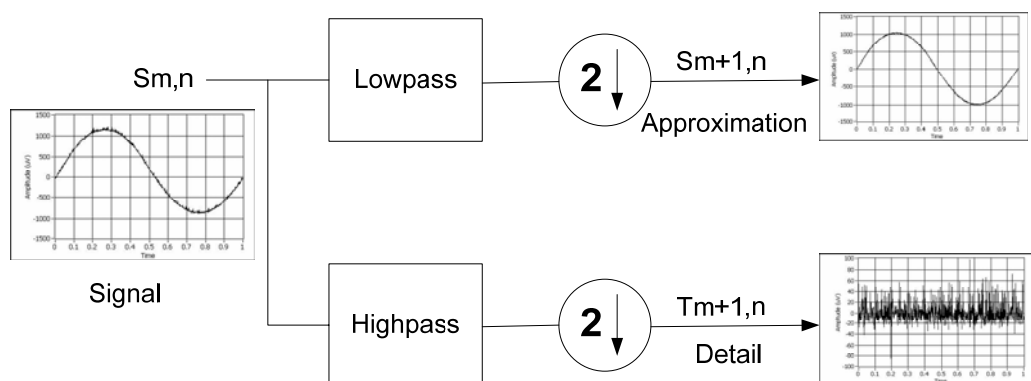
Mallat และ Meyer [18] ได้นำเสนอการแปลงเวฟเลตเพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบหลายความละเอียด (Multi-resolution) ในหลาย ๆ ปีต่อมา I. Daubechies [19] ได้ค้นพบเวฟเลตชนิดออร์ทोगอนัล (orthogonal wavelet) และต่อมาตระกูลเวฟเลตของ Daubechies ได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในการประยุกต์ใช้ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ได้แก่ การบีบอัดสัญญาณ (Signal compression) การกำจัด

สัญญาณรบกวน (Denoising) การตรวจจับความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous detection) การจำแนกสัญญาณ (Classification or fusion) และการแยกส่วนประกอบสัญญาณ (Decomposition) คุณลักษณะเวฟเลทชนิดออร์โทโกนอล (Orthogonal wavelet) คือสามารถเอาเฉพาะส่วนที่สำคัญ (Non-redundant) ของสัญญาณมาสร้างสัญญาณกลับ (Reconstruction) มาให้เหมือนต้นฉบับได้ เวฟเลทชนิดออร์โทโกนอลที่ใช้กันอย่างแพร่หลายได้แก่ Daubechies, Morlets, Coiflets และ Symlets

ข้อดีของการแปลงเวฟเลทก็คือ มีความแม่นยำ (Accuracy) โดยไม่เสียความเร็วในการคำนวณ และมีเสถียรภาพในการคำนวณเชิงเลข (Numerical stability) ที่ดีซึ่งเหมาะกับการประยุกต์ใช้ในระบบเครื่องมือวัด [20] ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการตรวจจับความบกพร่องในโดเมนทางเวลาของสัญญาณออกจากหัวบันทึกที่เป็นผลตอบสนองต่อสนามแม่เหล็ก เช่นการกระโดดของสัญญาณ (Glitch) หรือสัญญาณรบกวนในระดับต่ำๆโดยใช้เทคนิคการแปลงเวฟเลท ซึ่งมีความเหมาะสมที่จะตรวจจับความบกพร่องนี้ เพื่อเป็นประโยชน์ใช้ในเชิงของการเพิ่มเสถียรภาพให้หัวบันทึกดังที่จะกล่าวต่อไป

การตรวจหาความบกพร่องในผลตอบสนองต่อรูปคลื่นไซน์ของหัวบันทึกที่มีสัญญาณรบกวนในลักษณะการกระโดด (Jump or spike) เป็นตัวบ่งชี้ถึงเสถียรภาพในโดเมนของวัสดุเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic materials) [21] ถ้าหากมีสัญญาณรบกวนดังกล่าวเกิดขึ้น มักจะมีผลถึงเสถียรภาพของหัวบันทึกด้วย ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการเทคนิคการตรวจจับความบกพร่องดังกล่าวหรือสัญญาณรบกวนอื่นๆที่เกิดขึ้นโดยใช้เทคนิคการแปลงเวฟเลท (Wavelet transform) เพื่อหาความสัมพันธ์ของระดับการเกิดไฟฟ้าสถิตที่มีผลต่อระดับสัญญาณรบกวน โดยจะทำการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในรูปคลื่นไซน์ ซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อสนามแม่เหล็กรูปคลื่นไซน์ของหัวบันทึก หลังจากนั้นได้ทำการวัดรูปร่างของสัญญาณโดยใช้การ์ดแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก (Data acquisition card, DAQ) ที่มีความละเอียดสูง แล้วนำมาประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อหาความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณ หรือหาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยใช้เทคนิคการแปลงเวฟเลท ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้เวฟเลทตระกูล Daubechies ที่มีสัมประสิทธิ์ 4 ค่า (Db4) เนื่องจากให้ประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณสูงซึ่งส่งผลถึงประสิทธิภาพการแยกสัญญาณ (Signal decomposition) สูงเช่นกัน มีความผิดพลาดในการคำนวณต่ำ และเหมาะสมกับสัญญาณรูปไซน์มากที่สุด [22-23] เมื่อเปรียบเทียบกับเวฟเลทตระกูลอื่น

จากภาพที่ 1.1 แสดงหลักการแยกสัญญาณโดยเทคนิคการแปลงเวฟเลท ซึ่งแยกส่วนประกอบออกมาสองส่วนได้แก่ ส่วนของการประมาณค่าสัญญาณ (Signal approximation) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ผ่านการกรองด้วยความถี่ต่ำ (Lowpass filter) และส่วนของรายละเอียดสัญญาณ (Signal detail) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ผ่านการกรองด้วยความถี่สูง (Highpass filter) โดยงานวิจัยนี้ศึกษาเฉพาะส่วนของรายละเอียดสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากไฟฟ้าสถิต



ภาพที่ 1.1 การแยกส่วนประกอบของสัญญาณด้วยเทคนิคการแปลงเวฟเลท

ในการทดสอบเข้ากับขั้วของหัวบันทึกในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 2 ลักษณะได้แก่ การทดสอบโดยการคลายประจุไฟฟ้าสถิตเข้ากับขั้วที่ใช้อ่านทั้งสองขั้ว (R+ และ R-) ในระดับแรงดันต่ำ ซึ่งทดสอบกันโดยปกติในระดับการผลิต และการวิเคราะห์ความเสียหาย (Failure analysis) เป็นการไหลของกระแสที่เกิดจากไฟฟ้าสถิตที่ไหลในแนวเดียวกับกระแสไบอัส (Bias current) และการทดสอบโดยการคลายประจุไฟฟ้าสถิตเข้ากับขั้วที่ใช้อ่าน (R+) ขั้วกับฐาน (Substrate) เป็นการทดสอบในแนวที่มีทิศทางกระแสของกระแสจากไฟฟ้าสถิตไปตามแนวตั้งฉากกับทิศทางกระแสไบอัส เป็นการทดสอบความคงทนของฉนวนที่มีต่อไฟฟ้าสถิตซึ่งจำเป็นต้องใช้ระดับการทดสอบแรงดันที่สูงกว่าการทดสอบจากขั้ว R+ ไปยัง R- ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงได้สร้างระบบการสร้างแรงดันไฟฟ้าสถิตที่มีระดับสูงขึ้นและสามารถควบคุมได้โดยใช้คอมพิวเตอร์ โดยที่ยังคงสามารถทดสอบที่ระดับแรงดันต่ำได้เช่นเดิม เพื่อเพิ่มความสามารถในการทดสอบไฟฟ้าสถิตที่มีต่อหัวบันทึกให้ทดสอบได้หลายเงื่อนไขมากขึ้น เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือในกระบวนการผลิตหัวบันทึกในปัจจุบัน

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 ศึกษาผลกระทบจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตที่มีต่อหัวบันทึกในระดับต่ำ
- 1.2.2 ศึกษาการเริ่มเกิดความเสียหายของหัวบันทึกเนื่องจากไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำ โดยวิเคราะห์จากพารามิเตอร์ไฟฟ้าและแม่เหล็ก
- 1.2.3 ศึกษาการเทคนิคในการตรวจวัดการเริ่มเกิดความเสียหายของหัวบันทึกเนื่องจากไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำ โดยเปรียบเทียบกับค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าและทางแม่เหล็กมาตรฐาน
- 1.2.4 พัฒนาและออกแบบและสร้างชุดทดสอบไฟฟ้าสถิตโดยใช้ HBM MM และ CDM ที่ใช้คอมพิวเตอร์ควบคุม เพื่อประยุกต์ใช้ในเชิงอุตสาหกรรมต่อไป
- 1.2.5 พัฒนาและออกแบบสร้างชุดทดสอบสนามแม่เหล็กเพื่อวัดวัดสัญญาณรบกวนในหัวบันทึกเพื่อประยุกต์ใช้ในเชิงอุตสาหกรรมต่อไป

1.3 วิธีการดำเนินการวิจัย

- 1.3.1 ศึกษางานวิจัยผลกระทบจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตที่มีต่อหัวบันทึกที่มีการศึกษาผ่านมา
- 1.3.2 ศึกษาเทคนิคการตรวจวัดการเริ่มเกิดความเสียหายของหัวบันทึกเนื่องจากไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำ
- 1.3.3 สร้างชุดทดสอบไฟฟ้าสถิตโดยใช้ HBM MM และ CDM
- 1.3.4 สร้างชุดทดสอบสนามแม่เหล็กและชุดวัดสัญญาณรบกวนในหัวบันทึก
- 1.3.5 ทำการทดสอบไฟฟ้าสถิตทั้งสามโมเดลกับหัวบันทึกชนิด GMR
- 1.3.6 วิเคราะห์ผลการทดลองที่เกิดขึ้น
- 1.3.7 จัดทำรายงาน

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษาผลกระทบจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตที่มีต่อหัวบันทึก
- 1.4.2 ศึกษาความบกพร่องทางสัญญาณของหัวบันทึกที่เกิดจากความเครียดทางไฟฟ้า และจากไฟฟ้าสถิต

1.4.3 ศึกษาการตรวจวัดการเริ่มเกิดความเสียหายของหัวบันทึกเนื่องจากไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำ โดยใช้เทคนิคการแปลงเวฟเล็ท (Wavelet transform) และเปรียบเทียบกับพารามิเตอร์ไฟฟ้าและแม่เหล็กมาตรฐาน

1.4.4 ออกแบบและสร้างชุดทดสอบไฟฟ้าสถิตโดยใช้ HBM MM และ CDM ที่ใช้คอมพิวเตอร์ควบคุม

1.4.5 ออกแบบและสร้างชุดทดสอบแม่เหล็กและชุดวัดสัญญาณรบกวนในหัวบันทึกที่ใช้คอมพิวเตอร์ควบคุม

1.4.6 ทำการทดสอบกับหัวบันทึกชนิด GMR

1.4.7 วิเคราะห์ผลการทดลองที่เกิดขึ้น

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้ชุดทดสอบไฟฟ้าสถิตโดยใช้ HBM MM และ CDM ที่ใช้งานที่มีความยืดหยุ่นสูงเพื่อประยุกต์ใช้ในเชิงอุตสาหกรรมต่อไป

1.5.2 ได้ชุดทดสอบแม่เหล็กและชุดวัดสัญญาณรบกวนในหัวบันทึกเพื่อประยุกต์ใช้ในเชิงอุตสาหกรรมต่อไป

1.5.3 ได้ทราบถึงเทคนิคการตรวจจับการเริ่มเกิดความเสียหายเนื่องจากการเกิดไฟฟ้าสถิตในระดับต่ำเพื่อประโยชน์ในการเพิ่มความน่าเชื่อถือในการผลิตหัวบันทึกได้อีกระดับหนึ่ง

1.6 สถานที่ทำวิจัย

1.6.1 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

1.6.2 บริษัท เวสเตอร์นดิจิตอล (ประเทศไทย) จำกัด

บรรณานุกรม

1. อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร. “แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็ก”. Engineering Transaction A Research Publication of Mahanakorn University of Technology, Vol.3 No.1 January-April 2000, pp. 63-66.
2. A. Wallash, “Standardized ESD testing of magneto-resistive recording heads.”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.33 No.5 (1997), pp. 2911-2915.
3. Junya Matsugi, Yoshiaki Mizoh, Taro Nakano, Kazuo Nakamura, and Hiroshi Sakakima, “ESD Phenomena in GMR Heads in the Manufacturing Process of HDD and GMR Heads.”, IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing, Vol. 28, No.3, JULY 2005, pp. 206-212.
4. H. Tian and J.K. Lee, “Electrostatic discharge damage of MR heads.”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31 No. 5 (1995), pp. 2624-2628.
5. A. Wallash and Y.K. Kim, “Magnetic changes in GMR heads caused by electrostatic discharge.” IEEE Transactions on Magnetics, Vol.34 No.4 (1998), pp. 1519-1521.
6. M. Takahashi, T. Maeda, M. Sakai, H. Morita and M. Matsuzaki, “ESD induced pinned layer reversal in spin-valve GMR heads.” IEEE Trans. Magn. Vol.34 No.4 (1998), pp. 1522.
7. C.F. Lam, C. Chang, R. Karimi, “A study of ESD sensitivity in AMR and GMR recording heads”, EOS/ESD Symposium Proceedings, EOS-20, 1998, pp. 360-367.
8. A. Siritaratiwat, N. Suwannata, J. Pinnoi and C. Puprichitkul, “Voltage Raised in Al_2O_3 Gap of GMR Head in The Trim Shunt Tab Process.”, Proceedings of the 23rd International EOS/ESD 2001 Symposium, 9-13 September 2001, Oregon, USA, pp. 299-304.
9. Y. Shen, R. Leung, J.Z.F. Sun, “Baseline popping of spin-valve recording heads induced by ESD.”, EOS/ESD Symposium Proceedings, EOS-22, 2000, pp. 355.
10. T. Ohtsu, H. Yoshida, N. Hatanaka, “Field emission noise caused by capacitance coupling ESD in AMR/GMR heads.”, EOS/ESD Symposium Proceedings, EOS-23, 2001, pp. 173.
11. T. Hamaguchi, T. Ichihara, T. Ohtsu, “Analysis of Barkhausen noise failure caused by ESD in a GMR head.”, EOS/ESD Symposium Proceedings, EOS-24, 2002, pp. 119.
12. Yoshiaki Mizoh, Taro Nakano, Kozo Tagashira, Kazuo Nakamura, and Tatsuya Suzuki, “Soft ESD phenomena in GMR heads in the HDD manufacturing process”, Journal of Electrostatics, Vol.64 (2006) pp. 72-79.
13. Fransis H.,Liu and Mark H. Kryder, “Inductance Flucation, Domain instability, and Popcorn noise in Thin Film Heads ”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.30, No.6, November 1994, pp. 3885-3887.
14. A. Siritaratiwat, O. Phochai, K. Tangchaichit, R. Ung-arunyawee, R. Sivaratana, P.W. Nutter, “Synthetic dynamic test of base line popping noise in recording heads”, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol.316, 2007, pp. 192-194.
15. Takayoshi Ohtsu , Kouji Kataoka, Akira Morinaga and Shoji Natori, “Study on magnetic instability of GMR heads using quasi-static tester with laser heating function.”, Journal of Electrostatics, Vol. 62, October 2004, pp. 211-218.

16. I. Tsu, M. Davis, and C. Chang, **"Effect of low level ESD on the lifetime of GMR heads."** EOS/ESD Symposium Proceedings, EOS-01, 2001, pp. 187-191.
17. T. Ohtsu, H. Yoshida, and N. Hatanaka, **"Field emission noise caused by capacitance coupling ESD in AMR/GMR head"**, 11th RCJ Reliability Symp. Announcement Article Collection, 2001, pp. 129-132.
18. W. Sweldens, M.B. Ruskai, G. Beylkin, R. Coifman, I. Daubechies, S. Mallat, Y. Meyer, and L. Raphael, **"Wavelets and their applications and Bartlett"**, Journal of Approximation theory, Vol.74, 1993, pp. 364-365.
19. I. Daubechies, **"Orthogonal bases of compactly supported wavelets"**, Communications on pure and applied mathematics, Vol. 41, 1988, pp. 909- 916.
20. D. Giaouris and J.W. Finch, **"Denoising using wavelets on electric drive applications"**, Electric power systems research, Vol.78, 2008, pp. 559-565.
21. Fransis H.,Liu and Mark H. Kryder, **"Inductance Flucation, Domain instability, and Popcorn noise in Thin Film Heads "**, IEEE Transactions on Magnetics. Vol.30, No.6, November 1994, pp. 3885-3887.
22. M.C.E Rosas-Orea, M. Hernandez-Diaz, V. Alarcon-Aquino and L.G.Guerrero-Ojeda, **"A comparative Simulation Study of Wavelet Based Denoising Algorithms"**, IEEE Proceeding of the 15th International Conference on Electronics, Communications and Computers, 2005, pp. 125-130
23. Sabah Mohamed Ahmeda and Mohammed Abo-Zahhad, **"A new hubrid algorithm for ECG signal compression based on the wavelet transformation of the linerarity predicted error"**, Journal of Medical Engineering & Physics, Vol.23, 2001, pp. 117-126.

บทที่ 2

วรรณกรรมและผลงานที่เกี่ยวข้อง

2.1 โครงสร้างหัวบันทึก (Recording Head Structure)

ปัจจุบันได้มีการแข่งขันในตลาดการผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่สูงมาก ซึ่งจะแข่งขันการผลิตกันในด้านความจุของข้อมูลที่สูงขึ้น ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีของหัวบันทึกโดยใช้ฟิล์มแม่เหล็กบางเป็นส่วนใหญ่ อ่านข้อมูลแทนแบบขดลวดเดิม และส่วนที่ใช้เขียนนั้นยังใช้แบบขดลวดเช่นเดิม แต่จะออกแบบให้มีความกว้างของข้อมูลที่แคบลง ดังนั้นการใช้เทคโนโลยีดังกล่าวจะทำให้ความจุของข้อมูลต่อพื้นที่ของสื่อบันทึกข้อมูล (Media) สูงขึ้น [1] ในปี ค.ศ.1992 แผ่นฟิล์มแม่เหล็กบางชนิดเอเอ็มอาร์ (Anisotropic Magnetoresistance หรือ AMR) ได้ถูกนำมาใช้ในหัวบันทึกเป็นครั้งแรก ต่อมาจึงเปลี่ยนเป็นแบบจีเอ็มอาร์ [2] (Giant Magnetoresistive หรือ GMR) และในปี ค.ศ.1997 เป็นต้นมาจึงเปลี่ยนมาเป็นแบบสปินวาล์ว (Spin-valve Magnetoresistance หรือ SV) ปัจจุบันได้เริ่มมีการใช้แผ่นฟิล์มแบบทีเอ็มอาร์ (Tunneling Magnetoresistance หรือ TMR) ซึ่งหลักการก็คือ ค่าความต้านทานของแผ่นฟิล์มจะเปลี่ยนไปตามขนาดของสนามแม่เหล็กที่ผ่านแผ่นฟิล์ม การวัดค่าความเปลี่ยนแปลงของความต้านทานของแผ่นฟิล์มต่อสนามแม่เหล็กจะอยู่ในรูปของอัตราส่วน

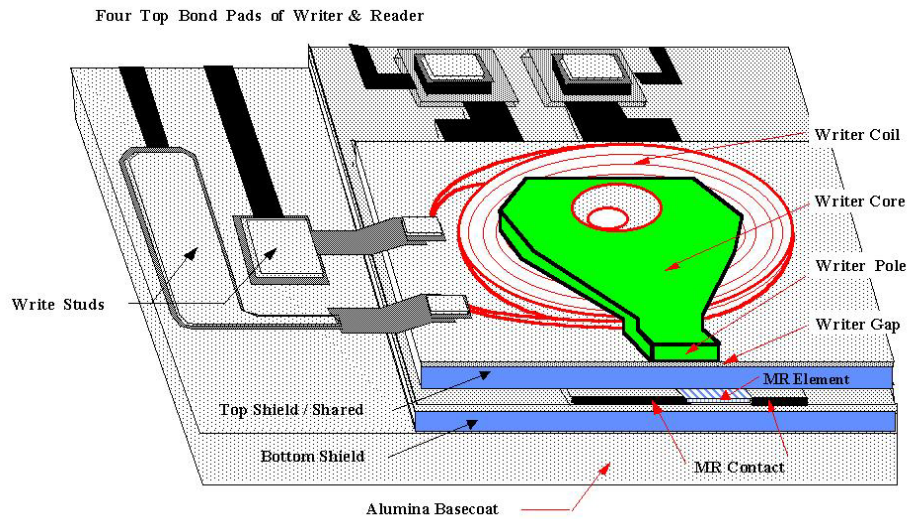
$$\%GMR = \frac{\Delta R}{R} \times 100 \% \quad (2.1)$$

โดยที่ R คือ ความต้านทานในสภาวะปกติ และ ΔR คือความต้านทานที่เปลี่ยนไปเนื่องจากสนามแม่เหล็ก

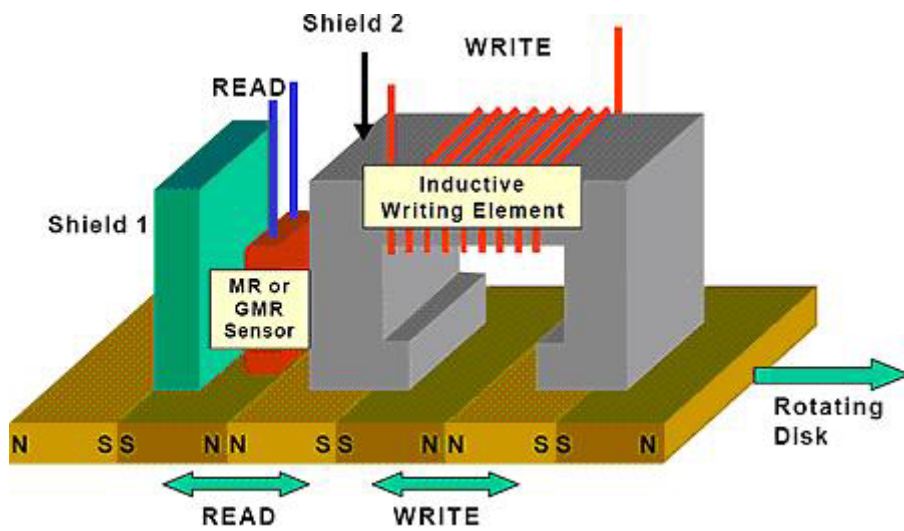
โครงสร้างของหัวบันทึกชนิดแผ่นฟิล์มแม่เหล็กบางแสดงในภาพที่ 2.1 ประกอบไปด้วยส่วนที่ใช้เขียน (Writer) ซึ่งพันด้วยขดลวดรอบแกนที่ใช้เขียน (Writer core) ส่วนที่ใช้อ่าน (Reader) ที่ทำจากแผ่นฟิล์มแม่เหล็กบาง ซึ่งมีแผ่นโลหะประกบด้านบน (Top shield) และประกบด้านล่าง (Bottom shield) เพื่อใช้ป้องกันสนามแม่เหล็กทั้งภายในและภายนอก โดยที่แผ่นฟิล์มบางแม่เหล็กจะถูกต่อเข้ากับหน้าสัมผัส (Contact) เพื่อเอาสัญญาณอ่านข้อมูลออกมาใช้งาน ซึ่งส่วนหน้าสัมผัสและแผ่นฟิล์มบางแม่เหล็กจะถูกป้องกันการลัดวงจรกับแผ่นป้องกันด้านบนและด้านล่างด้วยฉนวนจำพวกอลูมิเนียมออกไซด์ (Alumina Oxide หรือ Al_2O_3) ส่วนประกอบทั้งหมดจะถูกต่อเข้ากับฐานรอง (Substrate) ที่เป็นโลหะจำพวกอลูมิเนียม หัวบันทึกที่ถูกประกอบเข้าด้วยกันทั้งหมดเรียกว่าสไลเดอร์ (Slider) และภาพที่ 2.2 แสดงถึงการวางหัวบันทึกบนสื่อ

การนำสไลเดอร์มาใช้งานสามารถทำได้โดยการต่อเข้ากับแขนจับ (Suspension) ที่เป็นโลหะเพื่อใช้เป็นแขนในการเลื่อนสไลเดอร์ไปยังแทร็กข้อมูลที่ต้องการ และต่อสายสัญญาณที่ใช้อ่านและเขียนออกมาจากหัวบันทึกโดยใช้สายนำสัญญาณแบบอ่อน (Flex on suspension หรือ FOS) ซึ่งสามารถอ่อนตัวได้เมื่อมีการเคลื่อนที่ของแขนจับ เรียกส่วนประกอบทั้งหมดนี้ว่า HGA (Head Gimbal Assembly) [2] ดังภาพที่ 2.3

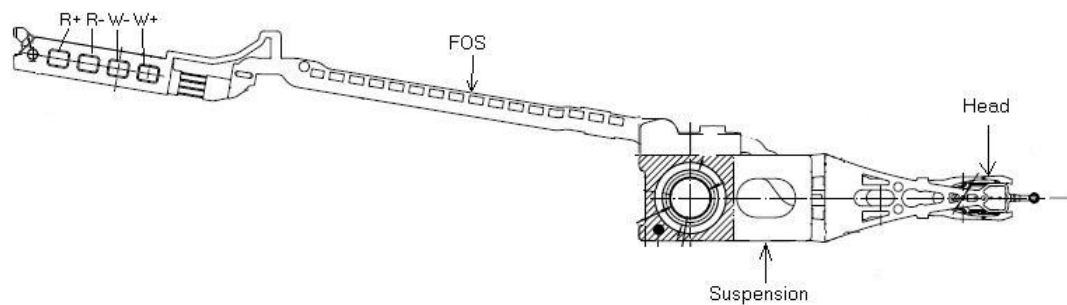
เมื่อต้องการนำหัวบันทึกไปใช้งานในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะต้องมีการอ่าน-เขียนข้อมูลในแผ่นบันทึกทั้งสองหน้าหรือหลายๆแผ่นได้ จึงต้องมีการนำ HGA มาต่อเข้ากันหลายชั้น บนฐานรูปร่างคล้ายตัว E (E-block) ซึ่งอยู่ติดกับขดลวดและชุดคอยล์ความคุมการหมุน (Voice coil) สัญญาณที่ต่อออกมาจากสายสัญญาณแบบอ่อนจะถูกต่อเข้ากับวงจรขยายสัญญาณ (Preamplifier) เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณเขียน-อ่าน ข้อมูลไปยังสไลเดอร์ ซึ่งเรียกส่วนประกอบทั้งหมดนี้ว่า HSA (Head Stack Assembly) ดังภาพที่ 2.4



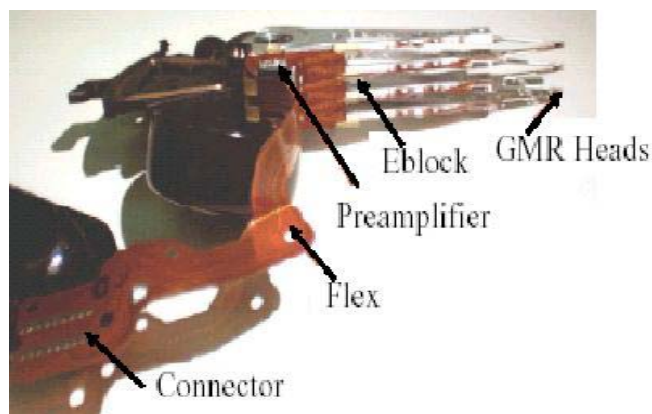
ภาพที่ 2.1 โครงสร้างของหัวบันทึกชนิดแผ่นฟิล์มแม่เหล็กบาง [2]



ภาพที่ 2.2 ทิศทางการวางหัวบันทึกเพื่อเขียน-อ่านข้อมูล [3]



ภาพที่ 2.3 โครงสร้างของหัวบันทึกที่ประกอบบนแกน หรือ HGA [4]



ภาพที่ 2.4 โครงสร้างของ HGA ที่วางเป็นชั้น ๆ หรือ HSA [5]

2.2 แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็ก (Magnetic Thin Film)

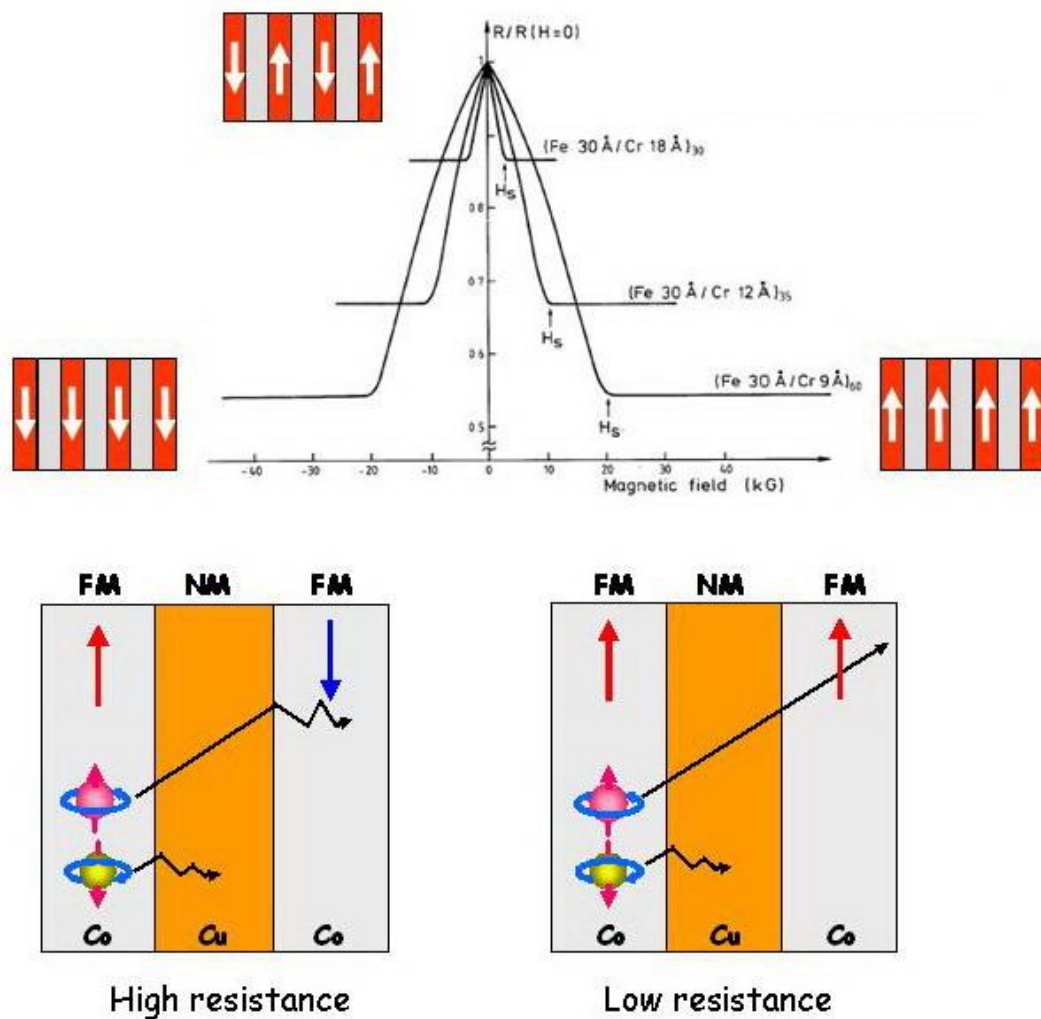
เนื่องด้วยปัจจุบันได้มีการพัฒนาฮาร์ดดิสก์ให้มีความจุของข้อมูลเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาหัวบันทึกให้มีความเล็กลงเป็นอย่างมาก ทำให้หัวบันทึกมีโอกาสที่จะเสียหายเนื่องจากไฟฟ้าสถิตมากขึ้นตาม ปัจจุบันแผ่นฟิล์มบางชนิดเอเอ็มอาร์ (AMR) ได้ถูกยกเลิกในกระบวนการผลิตหัวบันทึกแล้ว ยังคงเหลือแต่ชนิดจีเอ็มอาร์ (GMR) ซึ่งกำลังจะหมดไปในไม่ช้านี้ และปัจจุบันเริ่มมีการใช้แผ่นฟิล์มชนิดทีเอ็มอาร์ (TMR) มากขึ้น แต่ยังคงมีการเผยแพร่รายงานการศึกษาผลกระทบจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตที่ยังน้อยอยู่ อย่างไรก็ตามการศึกษาผลกระทบจากการคลายประจุในหัวบันทึกชนิด GMR ยังคงเป็นแนวทางในการศึกษากับชนิด TMR ต่อไป ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเสนอเฉพาะหลักการของแผ่นฟิล์มชนิด GMR ที่ได้มีการศึกษาผลกระทบจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตจนถึงระดับเชิงลึกดังที่จะกล่าวต่อไป และหลักการของแผ่นฟิล์มหัวบันทึก TMR ที่ปัจจุบันกำลังเริ่มมีการศึกษาแล้ว

2.2.1 แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กชนิด GMR

ปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กของแผ่นฟิล์มชนิด GMR ได้ถูกค้นพบในแผ่นฟิล์มแบบหลายชั้น (Multilayer Film) ซึ่งเป็นแผ่นฟิล์มที่มีชั้นสารแม่เหล็กสลับกับชั้นสารที่ไม่เป็นแม่เหล็กและมีความหนาน้อยกว่า 10 nm เพื่อความจุของข้อมูลที่สูงกว่าเดิม ดังภาพที่ 2.5 โดยปรากฏการณ์นี้สามารถพบได้ในโครงสร้างอื่น ๆ ที่คล้ายกัน เช่น โครงสร้างแบบสปินวาล์ว (Spin-valve หรือ SV) [1]

ภาพที่ 2.5 แสดงปรากฏการณ์ GMR ซึ่งมีสมมุติฐานมาจากอิเล็กตรอนที่เกิดการกระเจิง (Scattering) เนื่องจากอะตอมที่ไม่บริสุทธิ์และโครงสร้างอะตอมที่ไม่สมบูรณ์ การกระเจิงของอิเล็กตรอนขึ้นอยู่กับทิศทางการหมุนตัวของอิเล็กตรอน และทิศทางของแมกเน็ตเซชัน อิเล็กตรอนที่หมุนลงจะมีอัตราการกระเจิงน้อยกว่าอิเล็กตรอนที่หมุนขึ้น จำนวนของอิเล็กตรอนที่หมุนลงนั้นจะมีอัตราการกระเจิงน้อยกว่าหรืออยู่ในสถานะที่ถูกจับตัว (Occupied) มากกว่าจำนวนของอิเล็กตรอนที่ถูกหมุนขึ้น ซึ่งความไม่สมมาตรนี้เองก่อให้เกิดสถานะความเป็นแม่เหล็ก และส่งผลให้ความต้านทานแตกต่างกันทั้งสองข้างเนื่องมาจากการหมุนของอิเล็กตรอนนี้

ความต้านทานทางแม่เหล็กของแผ่นฟิล์มจะมีค่าต่ำเมื่อแผ่นฟิล์มถูกวางในสนามแม่เหล็กที่มีค่าสูงพอประมาณ ซึ่งเป็นผลให้แมกเน็ตเซชัน (Magnetization) ขนานกันและมีทิศทางเดียวกัน (Parallel) แต่เมื่อสนามแม่เหล็กเป็นศูนย์หรือน้อยกว่า แมกเน็ตเซชันทั้งสองนี้จะหมุนตัวจนขนานกันแต่มีทิศทางตรงข้ามกัน (Antiparallel) ทำให้ค่าความต้านทานทางแม่เหล็กของแผ่นฟิล์มชนิดนี้มีค่าสูงขึ้น



ภาพที่ 2.5 โครงสร้างของแผ่นฟิล์ม GMR และการเปลี่ยนค่าความต้านทานเนื่องจากสนามแม่เหล็ก [5]

ค่าอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานหาได้จาก

$$\frac{\Delta R}{R_P} = \frac{R_{AP} - R_P}{R_P} \quad (2.2)$$

เมื่อ ΔR คือ ความแตกต่างระหว่างค่าความต้านทานสูงสุดและค่าความต้านทานต่ำสุด

R_P คือ ค่าความต้านทานในกรณีที่แมกนีโตเซชันมีทิศทางขนานกัน

R_{AP} คือ ค่าความต้านทานในกรณีที่แมกนีโตเซชันมีทิศทางตรงข้ามกัน

จากปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในแผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กแบบ GMR ที่ความต้านทานเปลี่ยนแปลงตามแมกนีโตเซชันนี้ สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับมุมระหว่างแมกนีโตเซชันได้ดังนี้ [7]

$$R(H) = R_0 - \Delta R \cos \zeta \quad (2.3)$$

เมื่อ	$R(H)$	คือ ความต้านทานที่วัด ณ สนามแม่เหล็กใด ๆ
	R_0	คือ ความต้านทานสูงสุด
	ΔR	คือ ความแตกต่างระหว่างค่าความต้านทานสูงสุดและค่าความต้านทานต่ำสุด
	ζ	คือ มุมระหว่างแมกนีโตเซชันทั้งสอง

โครงสร้างของแผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กชนิด GMR ประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน ได้แก่ ส่วนฐาน (Substrate) ทำจากแผ่นกระจก ซิลิคอน หรืออลูมิเนียม แล่ชั้นแม่เหล็ก (Magnetic layer) ทำจากสาร เช่น โคบอลต์ (Co) นิกเกิล (Ni) หรือเพอร์มาลอยด์ (Py หรือ NiFe) เป็นต้น และแล่ชั้น (Nonmagnetic Layer or Spacer) ทำจากสารที่ไม่เป็นแม่เหล็ก เช่น เงิน (Ag) ทองแดง (Cu) หรือโครเมียม (Cr) เป็นต้น

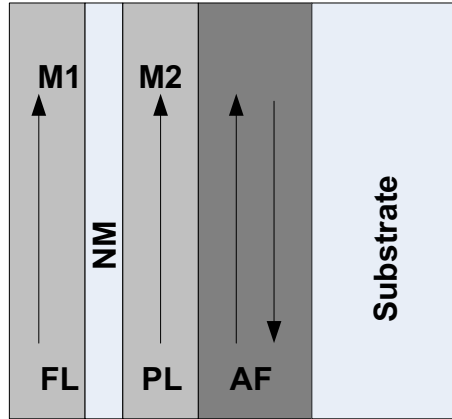
2.2.2 แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กชนิด SV

ความต้านทานทางแม่เหล็กชนิดสปินวาล์ว (Spin Valve, SV) ได้ถูกค้นพบครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1991 [8] มีหลักการเช่นเดียวกับกับแผ่นฟิล์มชนิด GMR แผ่นฟิล์ม SV ให้ค่าความต้านทานแม่เหล็กสูงกว่าแผ่นฟิล์มแบบ GMR มาก เนื่องจากแผ่นฟิล์ม GMR นั้นบ่อยครั้งมักมีปรากฏการณ์ AMR เกิดขึ้นทำให้ค่าความต้านทานลดลงไป

แผ่นฟิล์มแบบ SV ประกอบด้วยชั้นของสารแม่เหล็กเฟอร์โรที่ไม่ถูกจับคู่ควบ (Uncoupled) จำนวน 2 ชั้น ในขณะที่ GMR มีเพียงชั้นเดียว การอธิบายการเกิดความต้านทานทางแม่เหล็กของ SV ทำได้เช่นเดียวกับ GMR ที่มีผลมาจากความไม่สมดุลของอิเล็กตรอนที่หมุนตัวขึ้นและลง โดยที่ความต้านทานในสถานะแอนติเฟอร์โร (Antiferromagnetic) มีค่าสูงสุด ดังนั้นขนาดอัตราการเปลี่ยนแปลงความต้านทานทางแม่เหล็กของแผ่นฟิล์ม SV นิยมเทียบกับความต้านทานในสถานะแอนติเฟอร์โร

โครงสร้างของแผ่นฟิล์มบางแม่เหล็กแบบ SV แสดงในภาพที่ 2.6 ประกอบด้วยชั้นต่างๆ ดังนี้

- 1) แล่ชั้นแม่เหล็กที่เป็นอิสระ (Free Layer, FL) จะเป็นสารแม่เหล็กอ่อน (Soft magnetic material) แมกนีโตเซชันของชั้นนี้สามารถหมุนได้เป็นอิสระตามค่าของสนามแม่เหล็กภายนอกที่ป้อนเข้ามา โดยใช้สนามแม่เหล็กค่าต่ำๆ
- 2) แล่ชั้น (Non-Magnetic Layer or Spacer, NM) มักนิยมใช้สารที่เป็นตัวนำที่ไม่มีความเป็นแม่เหล็กหรือสารไดอะแมกเนติก (Diamagnetic) เช่น ทองแดง (Cu) เงิน (Ag) หรือทองคำ (Au) เป็นต้น
- 3) แล่ชั้นแม่เหล็กที่ถูกบังคับทิศทาง (Pinned Layer, PL) แมกนีโตเซชันของชั้นนี้จะเปลี่ยนแปลงทิศทางได้ยากกว่าชั้น PL ซึ่งชั้นนี้จะเปลี่ยนทิศทางได้ก็ต่อเมื่อมีการป้อนแม่เหล็กสูงกว่าสภาพบังคับของแล่ชั้นแม่เหล็กแอนติเฟอร์โร สารที่ใช้ในชั้นนี้จะเป็นสารแม่เหล็กอ่อน (Soft magnetic material)
- 4) แล่ชั้นที่มีการแลกเปลี่ยน (Exchange Layer) เป็นตัวบังคับทิศทางของแล่ชั้น PL ใช้สารแม่เหล็กจำพวกแอนติเฟอร์โร (Antiferromagnetic material)
- 5) ฐาน (Substrate) ทำมาจาก กระจก อลูมิเนียม หรือซิลิคอน



ภาพที่ 2.6 แสดงโครงสร้างทั่วไปของแผ่นฟิล์ม SV

การหาขนาดการเปลี่ยนแปลงความต้านทานทางแม่เหล็กของแผ่นฟิล์ม SV หาได้โดย

$$MR(\%) = \frac{\Delta R}{R_{sat}} \times 100\% = \frac{|R - R_{sat}|}{R_{sat}} \times 100\% \quad (2.4)$$

เมื่อ ΔR คือ ความแตกต่างระหว่างค่าความต้านทานสูงสุดและค่าความต้านทานต่ำสุด
 R_{sat} คือ ความต้านทานที่สภาวะอิ่มตัว

อัตราส่วนระหว่างขนาดของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทางแม่เหล็กและผลต่างของสนามแม่เหล็ก เป็นการเปรียบเทียบความไวของการเปลี่ยนแปลงความต้านทานต่อขนาดของสนามแม่เหล็กภายนอก มีสมการดังนี้

$$\frac{MR}{\Delta H} = \frac{(\Delta R / R_{sat})}{\Delta H} \quad (2.5)$$

เมื่อ ΔH คือ ผลต่างของสนามแม่เหล็กภายนอกที่ทำให้เกิดผลต่างของค่าความต้านทาน

ค่าความต้านทานทางแม่เหล็กที่วัดได้จากแผ่นฟิล์ม SV นี้ จะขึ้นอยู่กับมุมแมกนีโตเซชันของชั้นแม่เหล็กทั้งสอง โดยไม่ขึ้นกับทิศทางการสเปปัล ซึ่งแสดงได้โดยสมการที่ 2.6

$$\Delta R \propto \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (2.6)$$

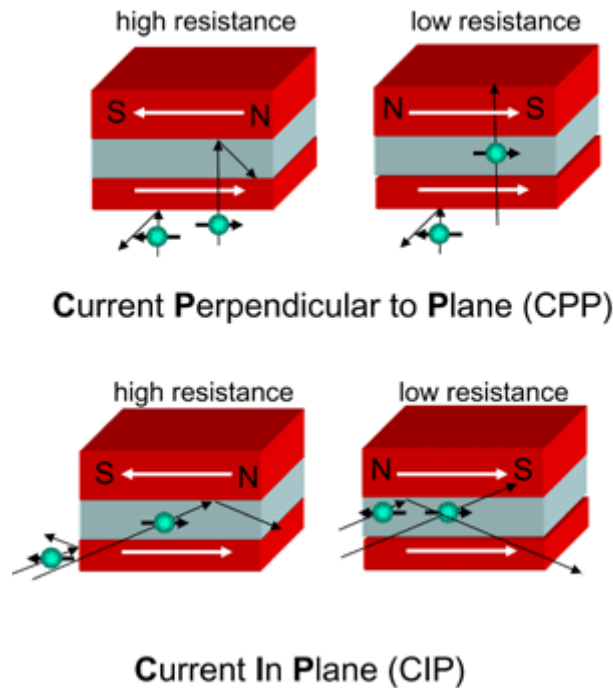
หรือ

$$\Delta R \propto \sin(\theta_1) \quad (2.7)$$

เมื่อ θ_1 คือ มุมระหว่างทิศทางการสเปปัล (i) กับทิศทางแมกนีโตเซชันของชั้น FL

θ_2 คือ มุมระหว่างทิศทางการสเปปัล (i) กับทิศทางแมกนีโตเซชันของชั้น PL

ในการจ่ายกระแสเพื่อทดสอบแผ่นฟิล์มนั้นพบว่าเมื่อจ่ายกระแสในแนวระนาบของแผ่นฟิล์ม (Current in Plane, CIP) ค่าความต้านทานทางแม่เหล็กที่ได้จะต่ำกว่าการจ่ายกระแสในแนวตั้งฉากกับแนวระนาบแผ่นฟิล์ม (Current Perpendicular Plane, CPP) ทั้งแบบ GMR และ SV ดังแสดงในภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 แสดงทิศทางการไหลของกระแสในแผ่นฟิล์ม [9]

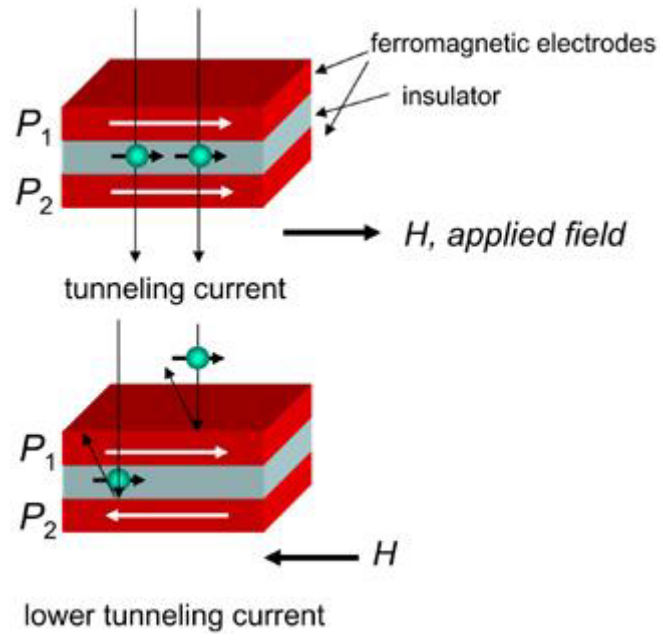
- (บน) ทิศทางการไหลของกระแสในแผ่นฟิล์มตั้งฉากกับแนวระนาบ
- (ล่าง) ทิศทางการไหลของกระแสในแผ่นฟิล์มขนานกับแนวระนาบ

2.2.3 แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กชนิด TMR/TuMR

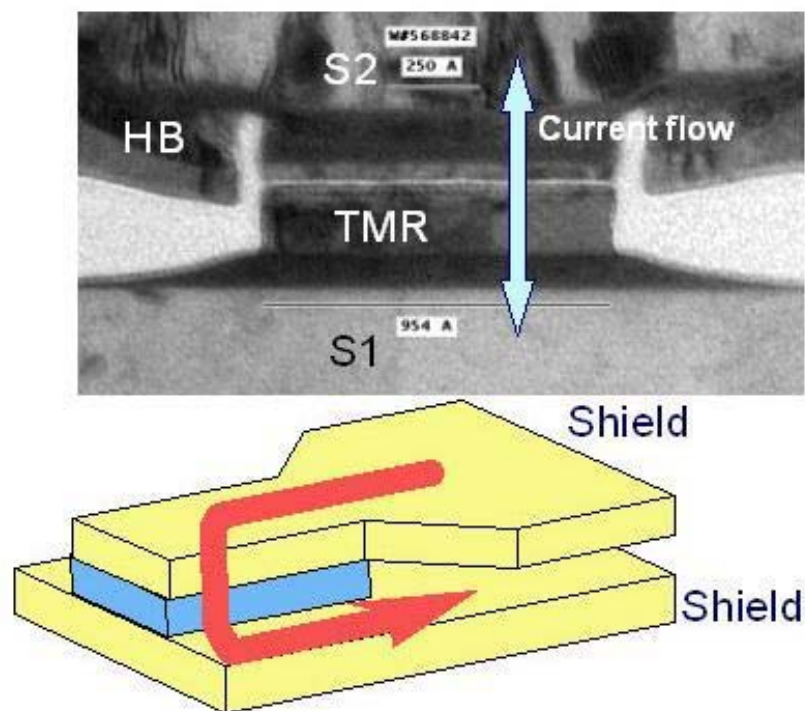
แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็กชนิดที่เอ็มอาร์ (Tunneling Magneto Resistance, TMR) ปัจจุบันได้มีการใช้ในเชิงพาณิชย์แล้ว ในภาพที่ 2.8 แสดงโครงสร้างทั่วไปของแผ่นฟิล์มชนิดนี้ ซึ่งประกอบไปด้วยแถบแม่เหล็กเฟอร์ไรต์ 2 ชั้น คั่นด้วยชั้นฉนวนไฟฟ้าบาง ๆ (Insulator thin layer) และมีการจ่ายกระแสในแนวตั้งฉากกับระนาบของแผ่นฟิล์ม กระแสจะไหลทะลุผ่านแถบชั้นต่าง ๆ ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นอุโมงค์ของกระแส (Tunneling current)

ค่าความต้านทานของแผ่นฟิล์มจะขึ้นอยู่กับทิศทางการเรียงตัวของแมกนีโตสปินของชั้นแม่เหล็กเฟอร์ไรต์ทั้งสอง เป็นผลมาจากทิศทางการหมุนของอิเล็กตรอนระหว่างชั้นเฟอร์ไรต์ทั้งสองนี้ เมื่อทิศทางของแมกนีโตสปินทั้งสองขนานกัน เป็นไปได้ว่าอุโมงค์กระแสระหว่างสองชั้นที่ไหลผ่านชั้นฉนวนจะมีขนาดใหญ่ขึ้นส่งผลให้มีกระแสไหลเพิ่มขึ้น เมื่อทิศทางของแมกนีโตสปินทั้งสองตรงข้ามกัน อุโมงค์กระแสระหว่างสองชั้นที่ไหลผ่านชั้นฉนวนจะมีขนาดเล็กลง ส่งผลให้มีกระแสไหลลดลง ซึ่งค่ากระแสของ TMR ฟิล์มจะเพิ่มขึ้นสูงถึง 100% ที่อุณหภูมิห้อง

ภาพที่ 2.9 แสดงการวางแผ่นฟิล์มในหัวบันทึกโดยต่อกับตัวนำเพื่อนำสัญญาณมาใช้งาน ซึ่งตัวนำทั้งสองนี้ทำหน้าที่เป็นฉนวนป้องกันสนามแม่เหล็กจากส่วนเขียนด้วย ซึ่งทิศทางการไหลของ TMR นี้อยู่ในทิศทางตั้งฉากกับแนวระนาบ (CPP)



ภาพที่ 2.8 หลักการทั่วไปของแผ่นฟิล์ม TMR [9]



ภาพที่ 2.9 โครงสร้างหัวบันทึกที่ใช้แผ่นฟิล์ม TMR [10]

ค่าสภาพต้านทานหาได้โดย

$$\rho_s = \rho_0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\rho}{\rho_0} \cdot \cos\theta \quad (2.8)$$

เมื่อ ρ_s คือ สภาพต้านทานที่สภาวะอิมิตัว

ρ_0 คือ สภาพต้านทานที่สภาวะสนามแม่เหล็กเป็นศูนย์

θ คือ มุมระหว่างแมกนีโตเซชันของแถบชั้นแม่เหล็กทั้งสอง

ค่าความต้านทานทางแม่เหล็กหาได้จาก

$$TMR(\%) = \frac{|R_{AP} - R_P|}{R_P} \times 100\% \quad (2.9)$$

เมื่อ $TMR(\%)$ คือ เปอร์เซนต์ค่าความต้านทานทางแม่เหล็กของแผ่นฟิล์ม TMR

R_{AP} คือ ความต้านทานที่วัดเมื่อแมกนีโตเซชันมีทิศทางตรงข้ามกัน

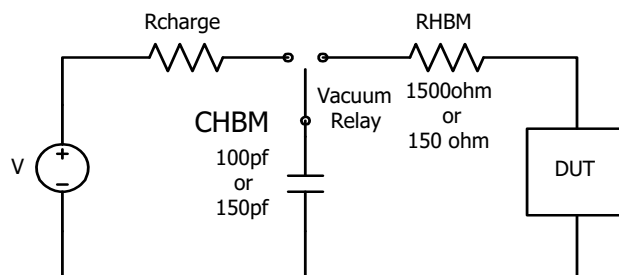
R_P คือ ความต้านทานที่วัดเมื่อแมกนีโตเซชันมีทิศทางเดียวกัน

2.3 มาตรฐานการทดสอบคายประจุไฟฟ้าสถิต

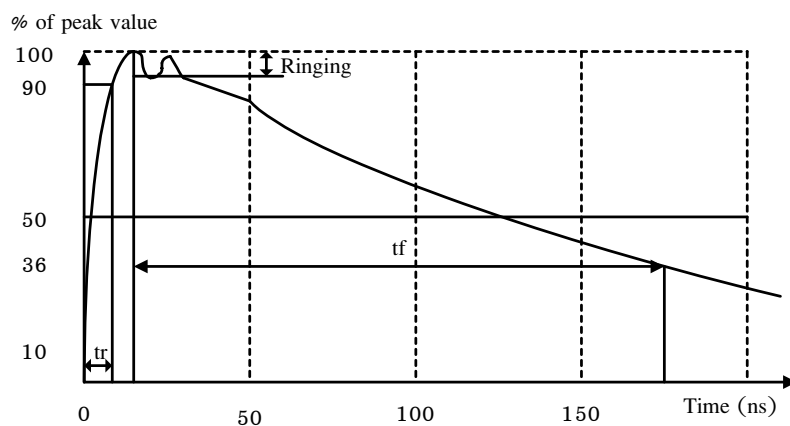
ได้มีการแบ่งแบบวิธีการจำลองการทดสอบการคายประจุไฟฟ้าสถิต (ESD simulation model) ออกเป็น 7 แบบ [11] ได้แก่

2.3.1 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตในมนุษย์ (Human Body Model, HBM)

เป็นการจำลองการคายประจุไฟฟ้าสถิตจากผู้ปฏิบัติงานสู่อุปกรณ์ ซึ่งแบบจำลองนี้จะสร้าง แรงดันอิมพัลส์ (Impulse) ที่มีรูปร่างเหมือนการคายประจุไฟฟ้าตามธรรมชาติในมนุษย์ โดยที่แทนร่างกายของมนุษย์ด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor) และ ตัวต้านทาน (Resistor) เนื่องจากการมีค่าการเก็บประจุ (Capacitance) ระหว่างร่างกายของมนุษย์ กับกราวด์ (Earth or Ground) จึงทำให้สามารถสะสมประจุได้ และเมื่อไรก็ตามที่ส่วนใดส่วนหนึ่งของร่างกายของร่างกายมนุษย์สัมผัสกับวัสดุก็จะทำให้เกิดกระแสไหลสู่วัสดุ ซึ่งแทนส่วนของกระแสด้วยค่าความต้านทาน โดยทั่วไปค่ามาตรฐานของ MIL-STD-883 (Military Standard) ค่าความจุคือ 100 พิโคฟาราด และค่าความต้านทานคือ 1,500 โอห์ม และมาตรฐานของ IEC 801-2 (International Electrical Code) ค่าความจุคือ 150 พิโคฟาราด และค่าความต้านทานก็คือ 150 โอห์ม คุณสมบัติของรูปคลื่นหลักเมื่อทดสอบโดยการลัดวงจรจุดที่ต่อกับอุปกรณ์ที่ถูกทดสอบ (Device Under Test, DUT) คือเวลาช่วงขาขึ้นของคลื่น(tr) (10% - 90% ของยอดคลื่น) มีค่าน้อยกว่า 10×10^{-9} วินาที และความยาวทางคลื่น (tf) มีค่าประมาณ $(150 \pm 20) \times 10^{-9}$ วินาที รูปร่างของคลื่นวัดได้จากการวัดค่ากระแส (Current probe) ซึ่งวงจรการทดสอบนั้นได้แสดงดังภาพที่ 2.10 และลักษณะรูปคลื่นที่เป็นไปตาม MIL-STD-883 D ดังภาพที่ 2.11



ภาพที่ 2.10 วงจรการทดสอบ HBM



ภาพที่ 2.11 รูปคลื่นที่ได้จาก HBM ตาม MIL-STD-833 D

มาตรฐาน STM5.1-1998 ได้แบ่งระดับความไวต่อไฟฟ้าสถิตชนิด HBM ของอุปกรณ์ออกเป็น 7 ระดับ ตามตารางที่ 2.1 ซึ่งในการทดสอบหัวบันทึกนั้นจะอยู่ใน Class 0 นอกจากนี้ยังได้แบ่งระดับแรงดันเสียหายในอุปกรณ์ประเภทต่างๆตามตารางที่ 2.2

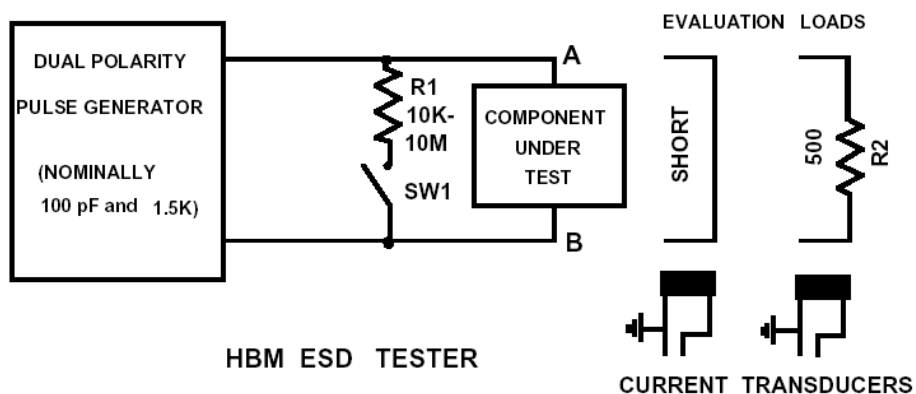
ตารางที่ 2.1 ระดับความไวของอุปกรณ์ต่อไฟฟ้าสถิตชนิด HBM ตาม STM5.1-1998

Class	Voltage Range
Class 0	< 250 volts
Class 1A	250 volts to < 500 volts
Class 1B	500 volts to < 1,000 volts
Class 1C	1000 volts to < 2,000 volts
Class 2	2000 volts to < 4,000 volts
Class 3A	4000 volts to < 8000 volts
Class 3B	> = 8000 volts

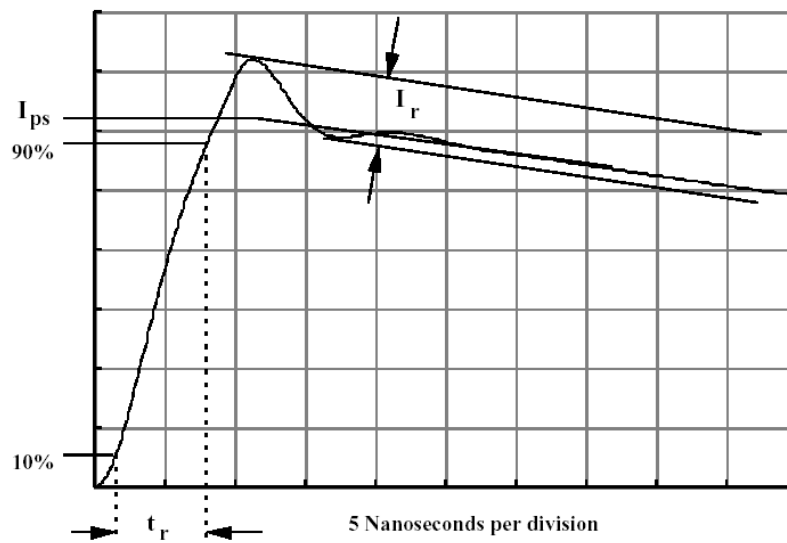
ตารางที่ 2.2 ระดับความเสียหายต่อไฟฟ้าสถิตชนิด HBM เมื่อแบ่งตามอุปกรณ์ ตาม STM5.1-1998 เรียงลำดับแรงดันจากสูงลงไปหาแรงดันต่ำ

ESD Sensitivity of Representative Electronic Devices Devices or Parts with Sensitivity Levels of 0-1,999 volts (HBM)
Device or Part Type
Microwave devices (Schottky barrier diodes, point contact diodes and other detector diodes >1 GHz)
Discrete MOSFET devices
Surface acoustic wave (SAW) devices
Junction field effect transistors (JFETs)
Charged coupled devices (CCDs)
Precision voltage regulator diodes (line of load voltage regulation, <0.5%)
Operational amplifiers (OP AMPs)
Thin film resistors
Integrated circuits
AMR and GMR Disk Drive Recording Heads
Laser Diodes
Hybrids
Very high speed integrated circuits (VHSIC)
Silicon controlled rectifiers (SCRs) with $I_o < 0.175$ amp at 10°C ambient

ในการสอบเทียบรูปคลื่นชนิด HBM นั้น มาตรฐาน STM5.1-1998 ได้กำหนดวงจรการทดสอบไว้ดังภาพที่ 2.12 ซึ่งแบ่งออกเป็น การทดสอบแบบลัดวงจรซึ่งมีลักษณะรูปคลื่นดังภาพที่ 2.13 มีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.3 และการทดสอบแบบผ่านตัวต้านทานขนาด 500 โอห์ม ซึ่งมีลักษณะรูปคลื่นดังภาพที่ 2.14 มีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.4



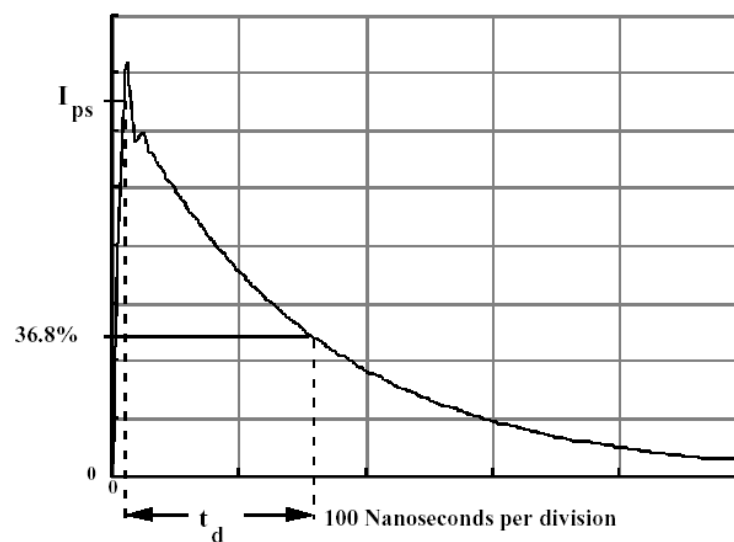
ภาพที่ 2.12 วงจรทดสอบรูปคลื่น ESD ของ HBM



ภาพที่ 2.13 รูปคลื่นกระแสที่ได้จากการทดสอบ ESD เมื่อลัดวงจร

ตารางที่ 2.3 ค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่นเมื่อทดสอบลัดวงจร

Parameter	Value
I_{PS} for 250V stress (ampere)	0.17 ($\pm 10\%$)
I_{PS} for 500V stress (ampere)	0.33 ($\pm 10\%$)
I_{PS} for 1000V stress (ampere)	0.67 ($\pm 10\%$)
I_{PS} for 2000V stress (ampere)	1.33 ($\pm 10\%$)
I_{PS} for 4000V stress (ampere)	2.67 ($\pm 10\%$)
I_{PS} for 8000V stress (ampere) (4)	5.33 ($\pm 10\%$)
t_r (pulse rise time)	2 to 10 nanoseconds
I_r (peak to peak ringing)	< 15% of I_{ps} . No ringing 100 nanoseconds after start of pulse



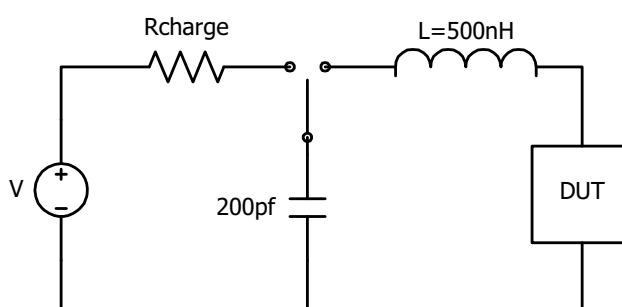
ภาพที่ 2.14 รูปคลื่นกระแสที่ได้จากการทดสอบ ESD เมื่อผ่านตัวต้านทาน 500 โอห์ม

ตารางที่ 2.4 ค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่นเมื่อทดสอบกับความต้านทาน 500 โอห์ม

Parameter	Value
t_d (pulse duration)	150 nanoseconds $\pm$ 20 nanoseconds

2.3.2 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตในเครื่องมือ (Machine Model, MM)

เป็นการทดสอบถึงความเสียหายจากไฟฟ้าสถิตเมื่อวัสดุถูกแตะต้องโดยเครื่องมือ เช่น เครื่องมือทดสอบที่จุดตรวจสอบ (INSPECTION) หรือหุ่นยนต์อัตโนมัติในส่วนของการผลิต วงจรทดสอบเป็นไปตามภาพที่ 2.15 ซึ่งเป็นไปตาม ESD-STM 5.2 - 1999



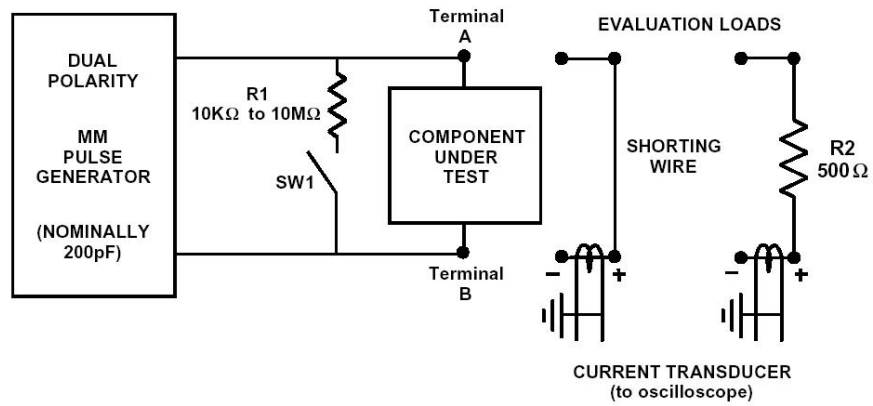
ภาพที่ 2.15 วงจรการทดสอบ MM

มาตรฐาน STM5.2-1999 ได้แบ่งระดับความไวต่อไฟฟ้าสถิตชนิด MM ของอุปกรณ์ออกเป็น 4 ระดับ ตามตารางที่ 2.5

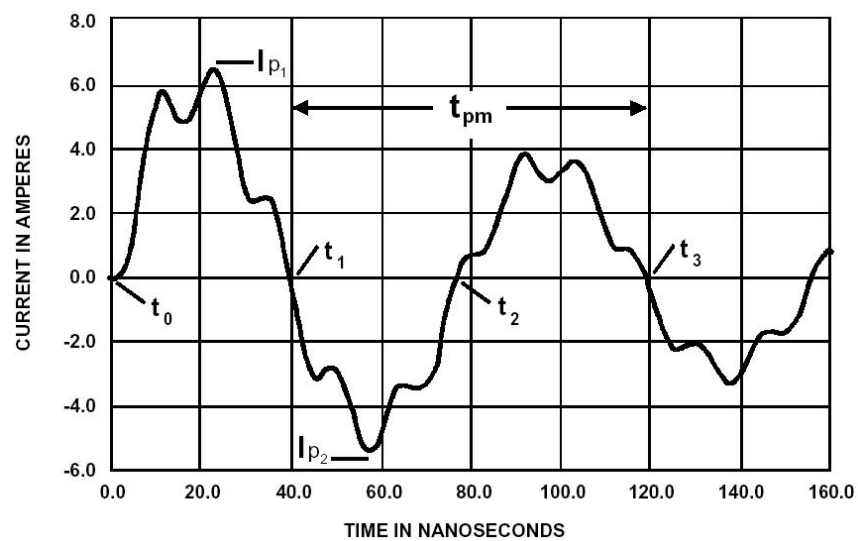
ตารางที่ 2.5 ระดับความไวของอุปกรณ์ต่อไฟฟ้าสถิตชนิด MM ตาม STM5.2-1999

CLASS	VOLTAGE RANGE
CLASS M1	< 100 VOLTS
CLASS M2	100 VOLTS TO < 200 VOLTS
CLASS M3	200 VOLTS TO < 400 VOLTS
CLASS M4	> OR = 400 VOLTS

ในการสอบเทียบรูปคลื่นชนิด MM ซึ่งมาตรฐาน STM5.2-1999 ได้กำหนดวงจรการทดสอบไว้ดังภาพที่ 2.16 ซึ่งแบ่งออกเป็นการทดสอบแบบลัดวงจรซึ่งมีลักษณะรูปคลื่นดังภาพที่ 2.17 มีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.6 และการทดสอบแบบผ่านตัวต้านทานขนาด 500 โอห์ม ซึ่งมีลักษณะรูปคลื่นดังภาพที่ 2.18 มีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.7



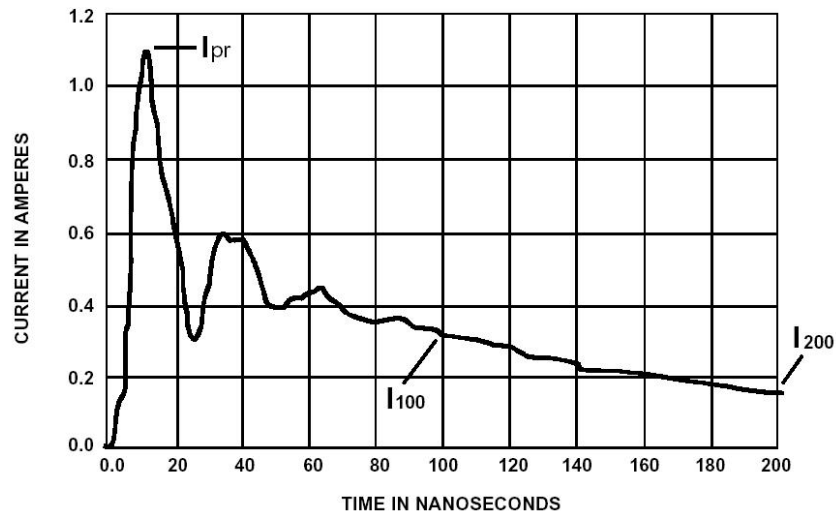
ภาพที่ 2.16 วงจรทดสอบรูปคลื่น ESD ของ MM



ภาพที่ 2.17 รูปคลื่นกระแสที่ได้จากการทดสอบ ESD เมื่อลัดวงจรที่แรงดัน 400 V

ตารางที่ 2.6 ค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่นเมื่อลัดวงจร

Parameter	Parameter Value		
	socket pin count = 1 to 40 pins	socket pin count = 41 to 128 pins	socket pin count = 128 to 256+ pins (see Note 5)
Ip1 for 100 volt stress (ampere)	1.75 ±10%	1.75 ±15%	1.75 ±20%
Ip1 for 200 volt stress (ampere)	3.5 ±10%	3.5 ±15%	3.5 ±20%
Ip1 for 400 volt stress (ampere)	7.0 ±10%	7.0 ±15%	7.0 ±20%
Ip2 as % of Ip1, for all stress levels	67% to 90%	67% to 90%	67% to 90%
tpm (nanoseconds) (see Note 4)	66 to 90	66 to 90	66 to 90



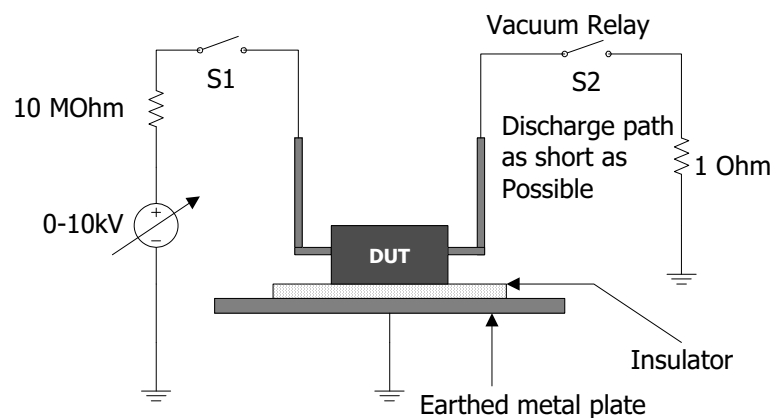
ภาพที่ 2.18 รูปคลื่นกระแสที่ได้จากการทดสอบ ESD เมื่อผ่านความต้านทาน 500 โอห์มที่แรงดัน 400 V

ตารางที่ 2.7 ค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่นเมื่อทดสอบกับความต้านทาน 500 โอห์ม

Parameter	Parameter Value
I_{PR} (ampere)	0.85 - 1.2
I_{100} (ampere)	0.26 - 0.32
I_{200} as % of measured I_{100}	35% to 45%

2.3.3 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตในอุปกรณ์ (Charged Device Model, CDM)

เป็นการทดสอบในกรณีที่อุปกรณ์มีประจุภายในตัวเองแล้วเกิดการคายประจุสู่ภายนอก เช่น การนำอุปกรณ์ที่มีขาเป็นโลหะออกจากบรรจุภัณฑ์ที่เป็นฉนวนทำให้มีการเสียดสีกันระหว่างตัวถังของอุปกรณ์กับบรรจุภัณฑ์ ซึ่งทำให้เกิดโทรโบอิเล็กตริกขึ้น ทำให้มีประจุไฟฟ้าสะสมในอุปกรณ์ และทันใดนั้นเมื่อขาของอุปกรณ์ซึ่งเป็นโลหะไปสัมผัสกับโลหะอื่นหรือกราวด์ จะทำให้เกิดการคายประจุเกิดขึ้นซึ่งจะทำให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายขึ้น วงจรทดสอบแสดงไว้ดังภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.19 แบบการทดสอบ CDM

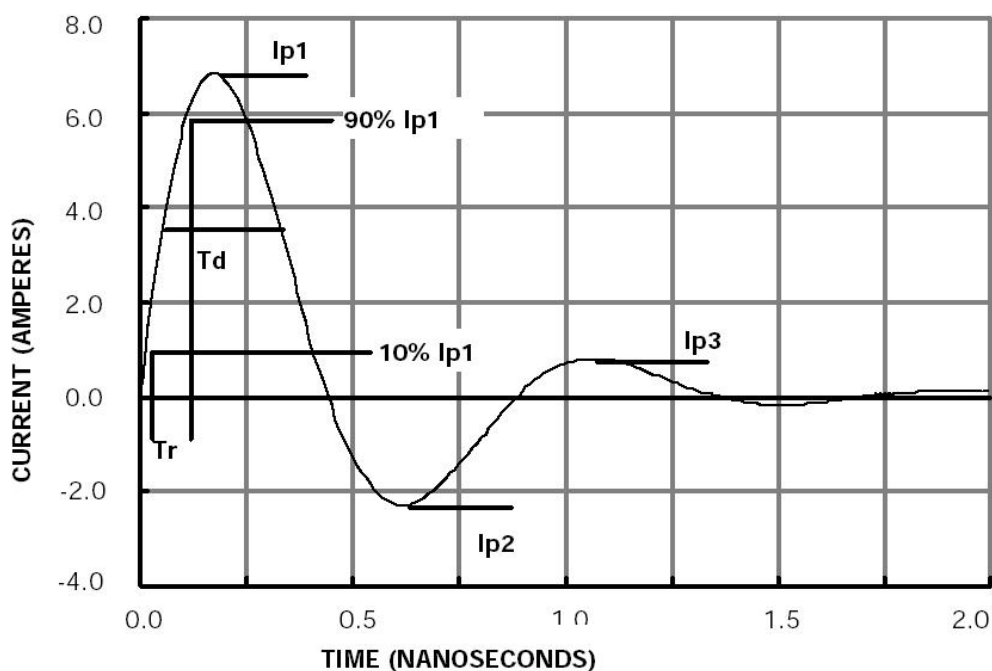
จากภาพที่ 2.19 การทดสอบคือ เปิดวงจร S2 และปิดวงจร S1 เพื่อให้ประจุเข้าอุปกรณ์ จากนั้นก็คายประจุโดยเปิดวงจร S1 และปิดวงจร S2

มาตรฐาน STM5.3.1-1999 ได้แบ่งระดับความไวต่อไฟฟ้าสถิตชนิด CDM ของอุปกรณ์ออกเป็น 4 ระดับ ตามตารางที่ 2.8

ตารางที่ 2.8 ระดับความไวของอุปกรณ์ต่อไฟฟ้าสถิตชนิด CDM ตาม STM5.3.1-1999

Class	Voltage Range
Class C1	<125 volts
Class C2	125 volts to < 250 volts
Class C3	250 volts to < 500 volts
Class C4	500 volts to < 1,000 volts
Class C5	1,000 volts to < 1,500 volts
Class C6	1,500 volts to < 2,000 volts
Class C7	=>2,000 volts

ในการสอบเทียบรูปคลื่นชนิด CDM ซึ่งมาตรฐาน STM5.3.1-1999 ได้กำหนดระบบการวัดไว้ 2 แบบคือระบบการวัดด้วยแบนด์วิดท์ขนาด 3.5 GHz ซึ่งมีลักษณะรูปคลื่นดังภาพที่ 2.20 มีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.9 และการทดสอบด้วยแบนด์วิดท์ขนาด 1 GHz ซึ่งมีลักษณะรูปคลื่นดังภาพที่ 2.21 มีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.10



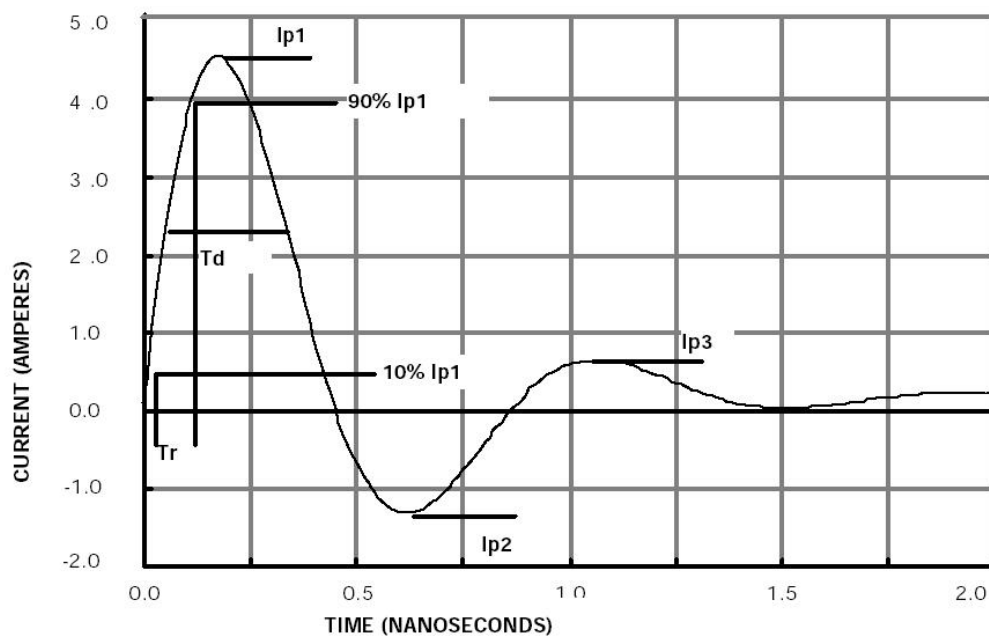
ภาพที่ 2.20 รูปคลื่นกระแสที่ได้จากการทดสอบ ESD ในระบบการวัดขนาด 3.5 GHz

ตารางที่ 2.9 ค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่นเมื่อทดสอบกับระบบการวัดขนาด 3.5 GHz

Requirements for the 3.5 gigahertz:

Charge voltage Volts $\pm 5\%$	Symbol	4 pF Verification module Amperes $\pm 20\%$	30 pF Verification module Amperes $\pm 20\%$
125	Ip_1	1.9	
250	Ip_1	3.75	
500	Ip_1	7.5	18.00
1000	Ip_1	15.0	
1500	Ip_1	22.5	
2000	Ip_1	30.00	

Parameter	Symbol	4 pF Verification Module All voltages	30 pF Verification Module 500V only
Rise Time	t_r (ps)	<200 ps	<250 ps
Full width at Half Height	t_d (ps)	<400 ps	<700 ps
Max 2nd peak	Ip_2	<50% Ip_1	<50% Ip_1
Max 3rd peak	Ip_3	<25% Ip_1	<25% Ip_1



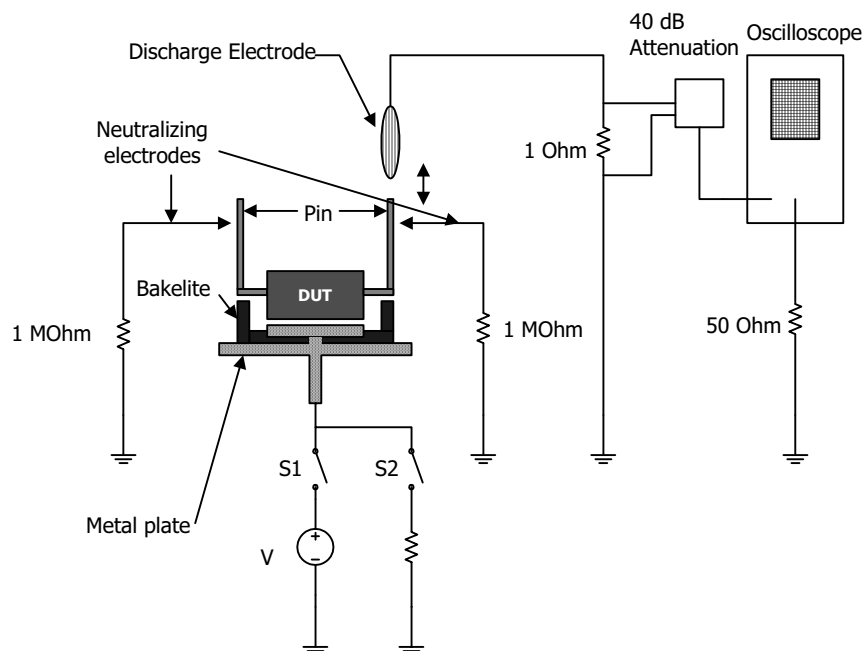
ภาพที่ 2.21 รูปคลื่นกระแสที่ได้จากการทดสอบ ESD ในระบบการวัดขนาด 1 GHz

ตารางที่ 2.10 ค่าพารามิเตอร์ของรูปคลื่นเมื่อทดสอบกับระบบการวัดขนาด 1 GHz

Requirements for one gigahertz:			
Charge Voltage Volts $\pm 5\%$	Symbol	4 pF Verification Module Amperes $\pm 20\%$	30 pF Verification Module Amperes $\pm 20\%$
125	I_{p1}	1.13	
250	I_{p1}	2.25	
500	I_{p1}	4.50	14.00
1000	I_{p1}	9.00	
1500	I_{p1}	13.50	
2000	I_{p1}	18.00	
Parameter	Symbol	4 pF Verification Module All Voltages	30 pF Verification Module 500 V only
Rise Time	t_r (ps)	<400 ps	<400 ps
Full width at Half Height	t_d (ps)	<600 ps	<1000 ps
Max 2nd peak	I_{p2}	<50% I_{p1}	<50% I_{p1}
Max 3rd peak	I_{p3}	<25% I_{p1}	<25% I_{p1}

2.3.4 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตในบรรจุภัณฑ์ (Charged Package Model, CPM)

เป็นการปรับปรุงจาก CDM ให้มีความละเอียดขึ้นโดยการลดผลของความชื้นสัมพัทธ์ ถ้าหากในขณะนั้นความชื้นสัมพัทธ์มีค่าที่สูง จะทำให้เวลาระหว่างการให้ประจุและการคายประจุนั้นมีผลต่อผลการทดสอบที่ได้จาก CDM โดยวงจรการทดสอบนั้นได้แสดงดังภาพที่ 2.22

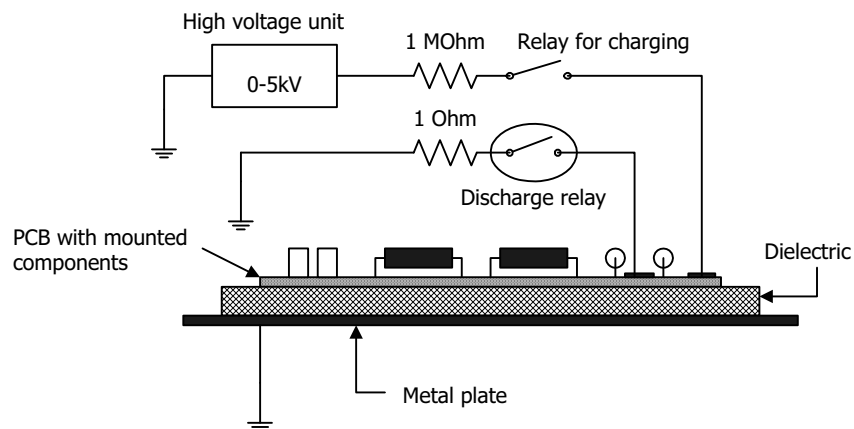


ภาพที่ 2.22 วงจรการทดสอบ CPM

จากภาพที่ 2.21 นั้นก่อนที่จะทำการสวิตช์ จะต้องทำให้ประจุมีสภาพเป็นกลางก่อน โดยต่ออิเล็กโทรด (Neutralizing electrodes) ลงไปที่กราวด์โดยผ่านความต้านทาน 1 เมกะโอห์ม จากนั้นก็ให้ประจุสู่อุปกรณ์โดยต่อแรงดันเข้าไปที่บรรจุกัมภ์ของอุปกรณ์ จากนั้นก็คายประจุโดยผ่านความต้านทาน 1 โอห์ม รูปร่างของคลื่นสามารถวัดได้โดยใช้ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)

2.3.5 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตในแผงวงจร (Charged Board Model, CBM)

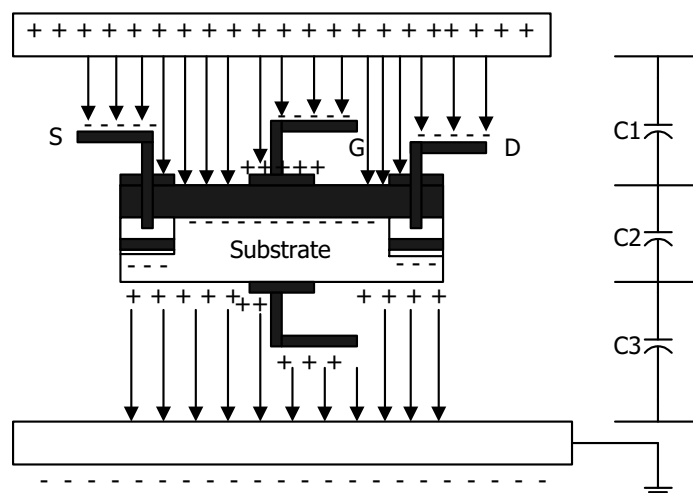
เป็นการทดสอบความเสียหายเนื่องจากไฟฟ้าสถิตหลังจากที่ได้ประกอบอุปกรณ์ลงบนแผงวงจรพิมพ์ (Printed circuit board) แล้ว ดังภาพที่ 2.23



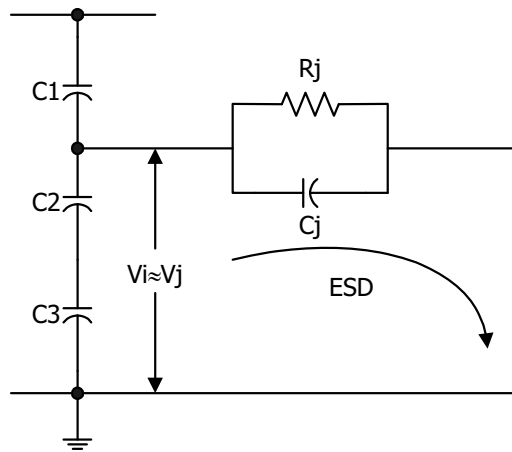
ภาพที่ 2.23 วงจรการทดสอบ CBM

2.3.6 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตเนื่องจากการเหนี่ยวนำ (Field Induced Model, FIM)

เป็นการจำลองในกรณีที่อุปกรณ์วางอยู่ในบริเวณที่สนามไฟฟ้า เช่น วางอยู่ใกล้วัตถุที่มีประจุ อุปกรณ์จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดประจุขึ้น ถ้าหากเกิดการต่อวงจรขาของอุปกรณ์เข้าด้วยกันหรือลงกราวด์ก็อาจจะทำให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์นั้นๆ ได้ดังภาพที่ 2.24 และ 2.25



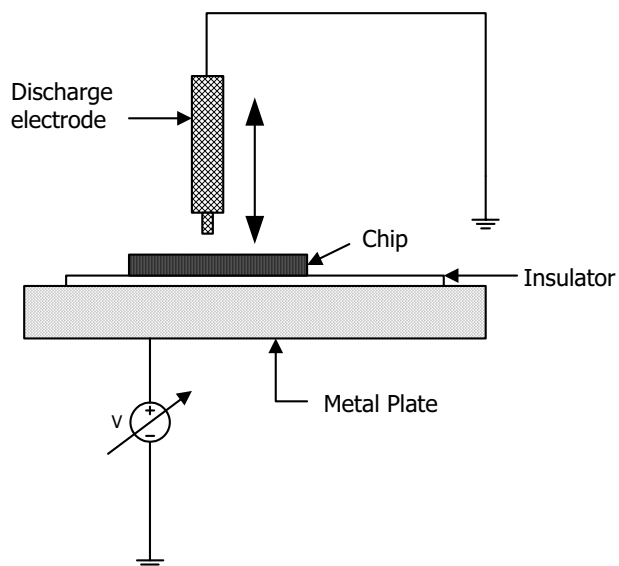
ภาพที่ 2.24 การเหนี่ยวนำให้เกิดประจุในอุปกรณ์



ภาพที่ 2.25 วงจรสมมูลของ FIM ส่วน R_j และ C_j แทนอุปกรณ์ที่นำมาทดสอบ

2.3.7 แบบจำลองการเกิดไฟฟ้าสถิตในชิพ (Charged Chip Model, CCM)

เป็นการทดสอบถึงความไวต่อไฟฟ้าสถิต (ESD-sensitivity) ของสารกึ่งตัวนำ โดยการคายประจุออกจากชิพผ่านทางอิเล็กโทรด วิธีการนี้เป็นการจำลองการหยิบชิพสารกึ่งตัวนำด้วยคีมแบบสุญญากาศ ดังภาพที่ 2.26



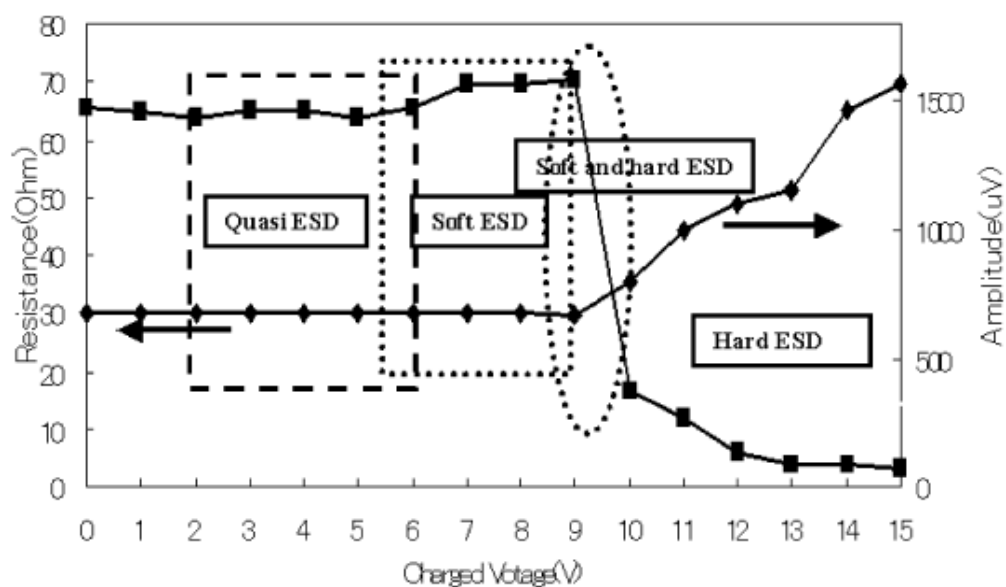
ภาพที่ 2.26 วงจรทดสอบพื้นฐานของ CCM

2.4 ผลของการคายประจุไฟฟ้าสถิตที่มีต่อหัวบันทึกชนิด GMR

ปรากฏการณ์ไฟฟ้าสถิตที่เกิดขึ้นทั้งหมดในกระบวนการผลิตหัวบันทึกชนิด GMR และกระบวนการผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ สามารถจำแนกชนิดการเกิดไฟฟ้าสถิตในหัวบันทึกได้ดังตารางที่ 2.11 และตามภาพที่ 2.27 ซึ่งสามารถจำแนกความเสียหายแบ่งออกได้เป็น 3 ระดับ [12] ดังนี้

ตารางที่ 2.11 การจำแนกความเสียหายที่เกิดจากไฟฟ้าสถิต

	Mode	Phenomena	Defect in HDD
Hard ESD	Mechanical breakdown and diffusion in stripe of GMR Head	Melting	High MRR
		Diffusion	Low dR/R
Soft ESD	Magnetic destruction	Defect in Permanent Magnet	Can be classified by QST and off-track profile
		Defect in Free layer	
		Defect in Pin layer	
		Defect in AFM	
		Otherwise	
Quasi ESD	GMR is Normal	Capacitance coupling ESD	Noise in RWT
		EMI	



ภาพที่ 2.27 ระดับความเสียหายต่อการคายประจุไฟฟ้าสถิต [12]

2.4.1 ความเสียหายแบบรุนแรง (Hard ESD damage)

เป็นความเสียหายที่ทำให้เกิดความเสียหายแบบรุนแรง ได้แก่เกิดการเบรกดาวน์ที่ฉนวนหรือการหลอมละลายของเซนเซอร์ ซึ่งความเสียหายแบบนี้สามารถตรวจสอบและพบเห็นได้โดยง่าย และสามารถกำจัดหัวบันทึกออกจากสายการผลิตก่อนที่จะทำการประกอบเข้ากับหัวบันทึก

การไหลของกระแสที่เกิดจากการคายประจุไฟฟ้าสถิตที่ชั่วทั้งสองของฟิล์มแม่เหล็กโดยตรง ทำให้อุณหภูมิที่แผ่นฟิล์มมีค่าสูงขึ้น ทำให้เกิดการเกิดการเปลี่ยนแปลงที่ชั้นแลกเปลี่ยน (Exchange layer) ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางแม่เหล็ก ทำให้ค่า MRR มีค่าสูงขึ้นหรือสูงมาก ซึ่งเป็นผลให้ $\Delta R/R$ มีค่าต่ำลง ถ้าค่าพลังงานนี้สูงขึ้นจะทำให้เกิดการหลอมละลาย (Melting) ของฟิล์ม ดังตัวอย่างในภาพที่

2.28 หรือทำให้เกิดยืดยาว (Diffusion) ของเซนเซอร์ ดังตัวอย่างในภาพที่ 2.29 หรือการพังของหัวบันทึกชนิดนี้เรียกว่าการเสียหายเนื่องพลังงานที่ทำให้เกิดความร้อน (Joule heating) [13] และเป็นการพังในลักษณะที่เป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิ [14] ซึ่งค่าพลังงานนี้หาได้จาก

$$I_{peak} = \frac{V_{HBM}}{R_{GMR} + 1500} \quad (2.10)$$

และ

$$E = \frac{I_{peak}^2 R_{GMR} \tau_{HBM}}{2} \quad (2.11)$$

โดยที่

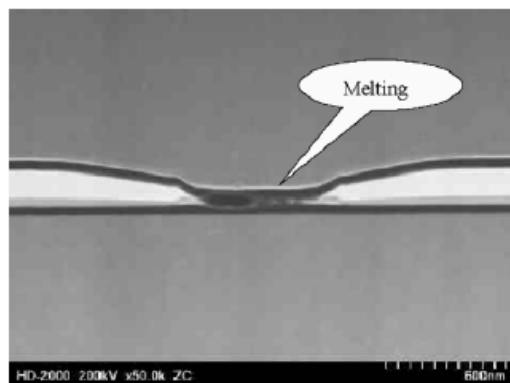
I_{peak} = ค่าสูงสุดของกระแสที่ไหลผ่านหัวบันทึก

V_{HBM} = ค่าแรงดัน HBM

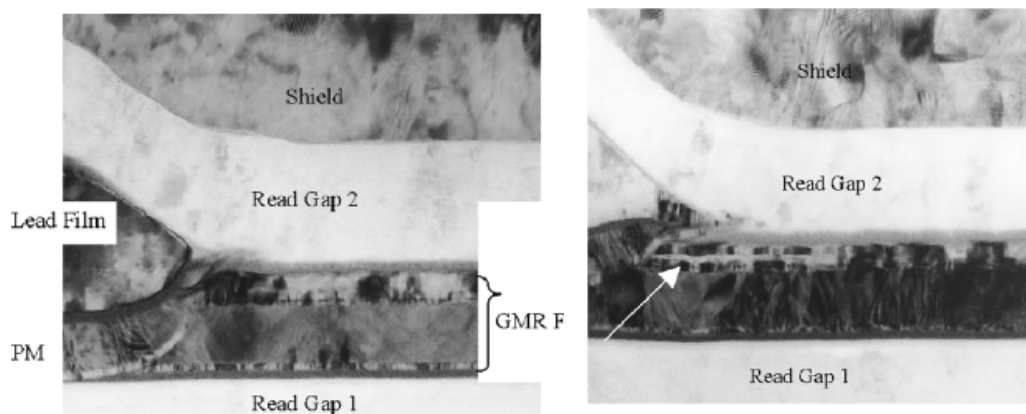
R_{GMR} = ความต้านทานของหัวบันทึก

τ_{HBM} = ค่าคงที่ของเวลาในการสลายประจุ (Decay time)

E = พลังงานมีหน่วยเป็นจูล



ภาพที่ 2.28 การเกิด ESD ทำให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายถึงขั้นหลอมละลาย [12]

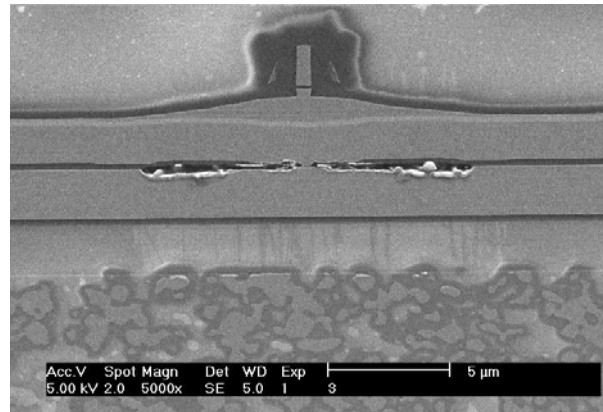


(ก)

(ข)

ภาพที่ 2.29 การยืดยาวกระจายของหัวบันทึก (ก) ปกติ (ข) เกิดการยืดยาว [13]

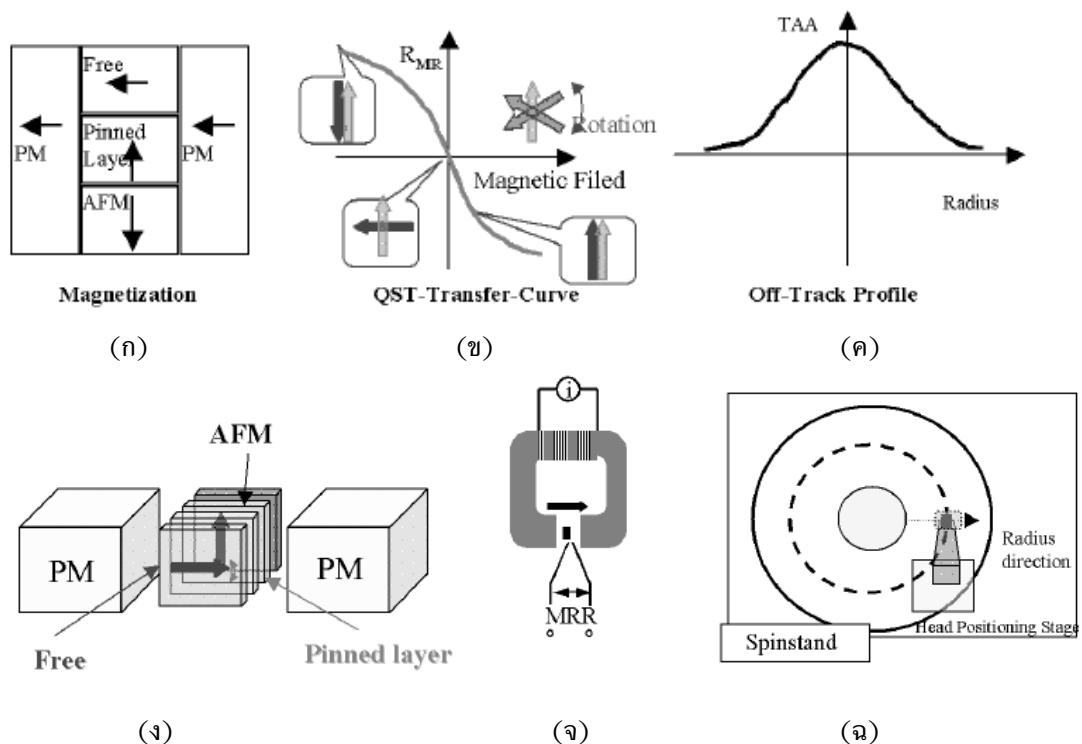
ถ้าหากมีการคลายประจุไฟฟ้าสถิตไปที่ชั้นของฉนวนคั่นระหว่างตัวนำ (Contact) กับฐาน (substrate) ในสภาวะที่มีการต่อขนานของขั้วหัวบันทึกทั้งสองขั้วจะพบการเบรกดาวนของฉนวนนี้ [15] ดังภาพที่ 2.30



ภาพที่ 2.30 การเบรกดาวนบริเวณฉนวนที่คั่นตัวนำของส่วนที่ใช้อ่านกับฐาน [16]

2.4.2 ความเสียหายแบบเบา (Soft ESD damage)

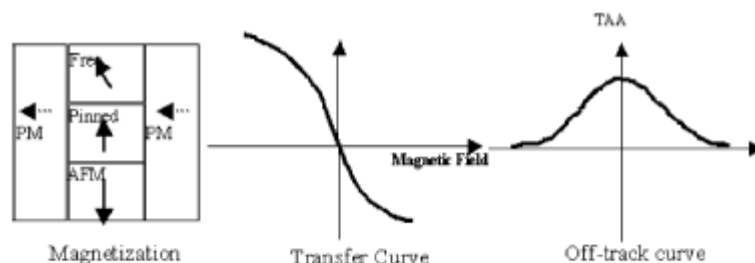
ความเสียหายแบบนี้บางครั้งเมื่อทดสอบหัวบันทึกแล้วจะแสดงผลปกติ แต่การลดคุณภาพจะแสดงเมื่อมีการใช้งานอย่างหนักเช่น เมื่อจ่ายกระแสไบอัสมาก ๆ มีความเครียดทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ใช้งานที่อุณหภูมิสูง เป็นผลทำให้อายุการใช้งานสั้นลง [17-19] ซึ่งเป็นปัญหาที่สำคัญมากในปัจจุบัน การเกิดแบบเบาที่เกิดในกรณีที่เป็นแม่เหล็กในส่วนของ GMR ถูกทำลายแต่ค่าความต้านทานไม่มีการเปลี่ยนแปลงหรือเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ลักษณะการเกิดความเสียหายแบบเบาแสดงในภาพที่ 2.31



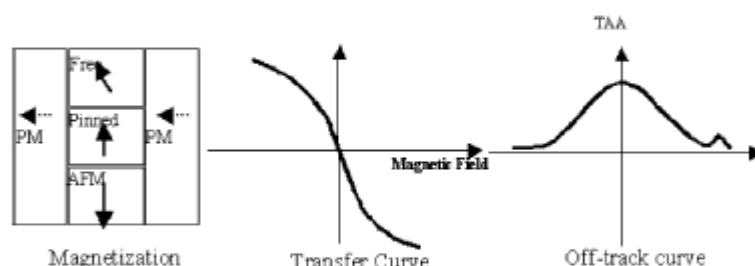
ภาพที่ 2.31 แมนนิโตเซชั่น กราฟโค้งทรานส์เฟอร์และ off-track profile [12]

ภาพที่ 2.31 (ก) แสดงถึงแสดงการเกิด Magnetization ของ GMR เมื่อมองจากด้านบน ภาพ (ง) แสดงชั้นต่างๆของ GMR ได้แก่ ไบอัสเลเยอร์ทำจากแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet, PM) ชั้นฟรี (Free layer) ชั้นพิน (Pinned layer) ชั้นและชั้นแอนติเฟอร์โรแมกเนติก (Antiferromagnetic layer, AFM) การเปลี่ยนแปลงความต้านทานของ GMR แสดงในภาพ (ข) ที่เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงความสัมพันธ์ของทิศทางระหว่างชั้นฟรีและชั้นพินโดยการจ่ายสนามแม่เหล็กกระแสสลับที่มีความถี่ต่ำดังภาพ (จ) คุณสมบัติออฟแทร็ก (Off-track profile) แสดงในภาพ (ค) สามารถวัดได้โดยใช้การเขียนอ่านข้อมูลด้วยเครื่องทดสอบการหมุน (Spin stand tester) ดังภาพ (ฉ)

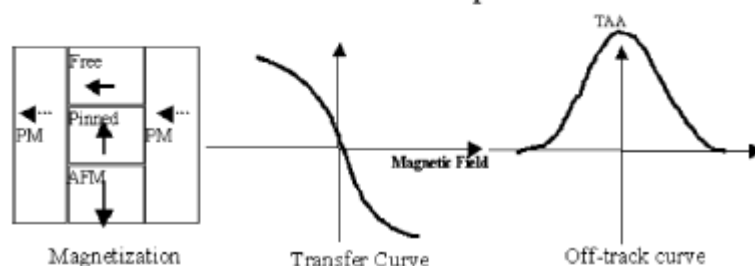
ลักษณะการเรียงตัวของชั้นแม่เหล็กต่างๆที่ผิดปกติไปจากภาพที่ 2.31 (ก) ซึ่งเป็นผลมาจากการเกิดความเสียหายแบบเบาะรูปแบบต่างๆ ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแม่เหล็กและไฟฟ้า เปรียบเทียบระหว่างทดสอบ QST และทดสอบ off track profile โดยวัดสัญญาณเฉลี่ยแทร็กแอมพลิจูด (Track average Amplitude, TAA) หลังจากการเกิด ESD ดังภาพที่ 2.32



(ก) Bad Bias or Low bias field

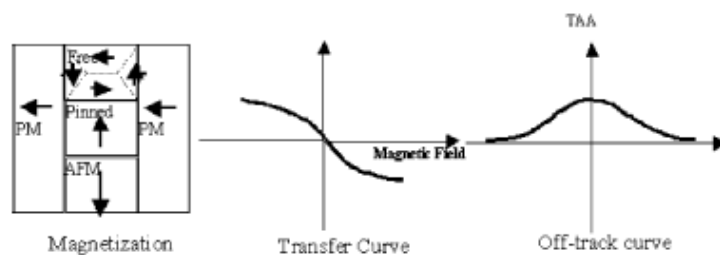


(ข) Low bias field and side bump

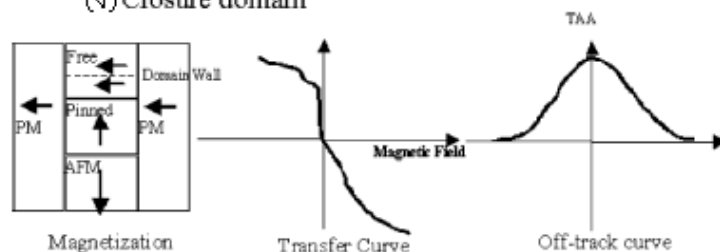


(ค) High output with instability by weak PM

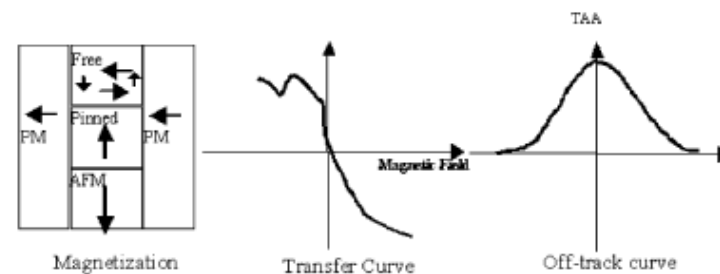
ภาพที่ 2.32 การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแม่เหล็กและไฟฟ้า [20]



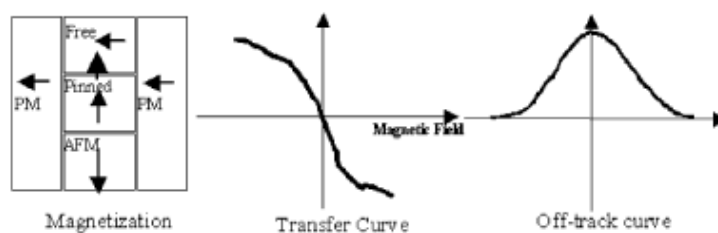
(จ) Closure domain



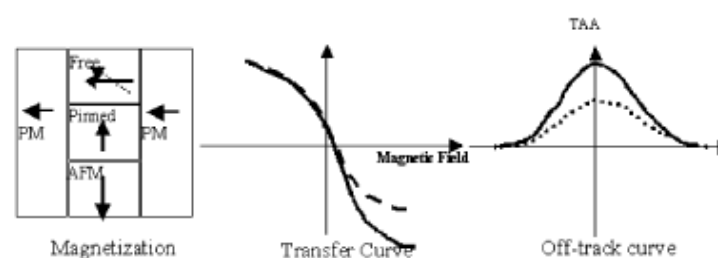
(ฉ) Barkhausen jump by Domain structure



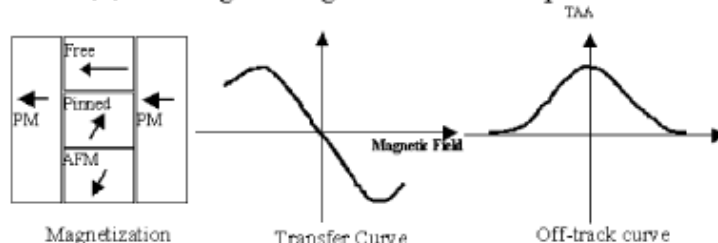
(ค) Closed domain Barkhausen jump



(ข) Ferro-coupling between pin and free

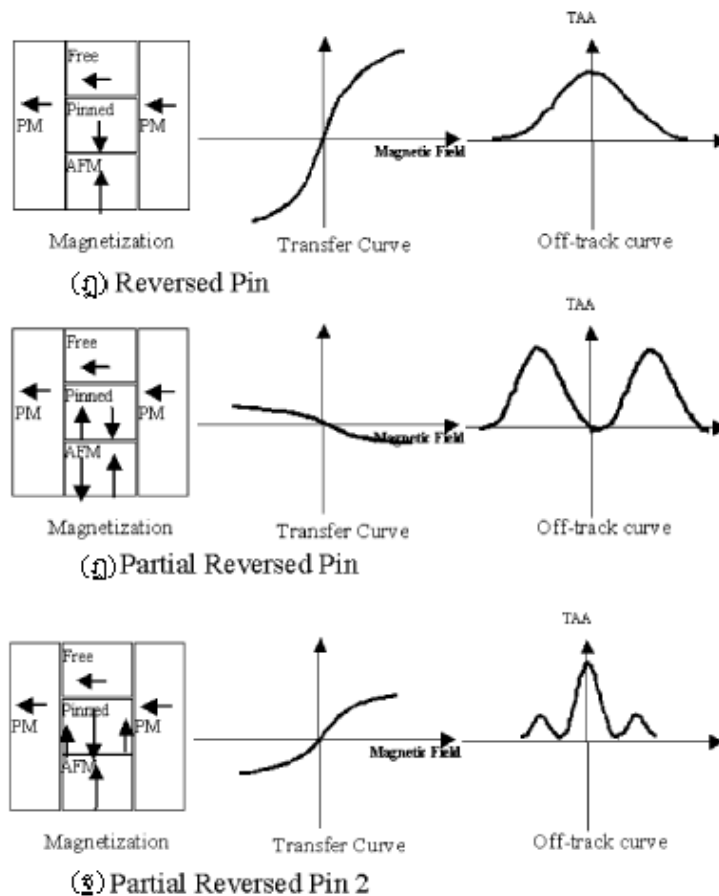


(ง) Dual stage of magnetization and output



(ญ) Tilted Pin

ภาพที่ 2.32 การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแม่เหล็กและไฟฟ้า (ต่อ)



ภาพที่ 2.32 การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแม่เหล็กและไฟฟ้า

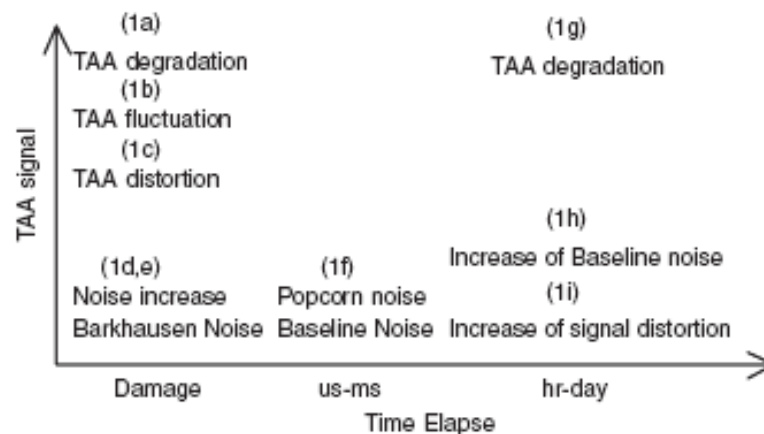
ภาพที่ 2.32 แสดงเกิดลักษณะความเสียหายแบบเบาที่เกิดขึ้นจากสาเหตุต่างๆ ได้แก่ (ก) เกิดการลดของสนามแม่เหล็กไบอัสเนื่องจาก PM มีสภาวะความเป็นแม่เหล็กลดลง (ข) PM มีสภาวะความเป็นแม่เหล็กลดลงทำให้มีการแกว่งบริเวณขอบของสัญญาณ TAA (ค) สัญญาณ TAA มีค่าสูงมากเนื่องจาก PM มีสภาวะความเป็นแม่เหล็กลดลงจนทำให้ขาดเสถียรภาพทำให้แมกนีไทเซชันของชั้น FL หมุนได้อย่างอิสระ (ง) เกิดโดเมนแบบปิดของชั้น FL ทำให้แอมพลิจูดลดลง (จ) เกิดการกระโดดแบบบาร์กเฮาเซนที่ผนังโดเมนชั้น FL (ฉ) เกิดการกระโดดแบบบาร์กเฮาเซน 2 จุด เนื่องจากเกิดผนังโดเมนชั้น FL แบบปิด (ช) เกิดคู่ควมแบบแม่เหล็กเฟอร์โรบางส่วนระหว่างชั้น PL และ FL ทำให้มีความบกพร่องในกราฟโค้งทรานส์เฟอร์ (ซ) เกิดแมกนีไทเซชันในชั้น FL 2 สถานะทำให้สัญญาณออกมี 2 สถานะเช่นกัน (ญ) เกิดการเอียงของทิศทางแมกนีไทเซชันในชั้น PL และ AFM เปลี่ยนไปจากทิศทางเดิมทำให้เกิดการลดลงของแอมพลิจูดในช่วงสนามแม่เหล็กสูงสุดในกราฟโค้งทรานส์เฟอร์ (ฎ) แอมพลิจูดกลับชั่วเนื่องจากเกิดการหมุนแบบกลับทิศทางของแมกนีไทเซชันในชั้น PL และ AFM (ฏ) แอมพลิจูดลดลงเนื่องจากเกิดการหมุนแบบกลับทิศทางของแมกนีไทเซชันในชั้น PL และ AFM บางส่วน (ฐ) แอมพลิจูดกลับชั่วเนื่องจากเกิดการหมุนแบบกลับทิศทางของชั้น PL บางส่วนและชั้น การกลับทิศทางของชั้น AFM อย่างสมบูรณ์

เมื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จากการศึกษากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์โดยวัดจากสัญญาณ TAA ตามช่วงเวลาที่พบหลังจากเกิดการคลายประจุไฟฟ้าสถิตสู่หัวบันทึกสัญญาณของหัวบันทึกมักจะปรากฏพฤติกรรมต่างๆ เปลี่ยนไปตามช่วงเวลา [20] ดังแสดงในภาพที่ 2.33 ความเสียหายที่ปรากฏตามระยะเวลาที่พบมีดังนี้

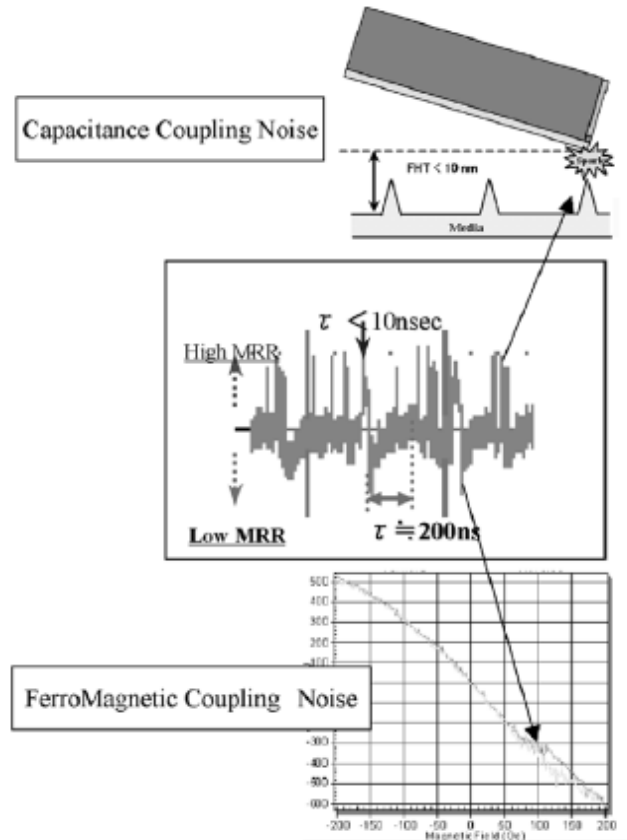
ความเสียหายแบบหนักจะตรวจพบโดยทันทีทันใด ได้แก่ การลดลงของสัญญาณ TAA (1a) การแกว่งของสัญญาณ TAA (1b)เกิดการบิดเบี้ยวในสัญญาณ TAA (1c) การเกิดสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น (1d) สัญญาณรบกวนบาร์กเฮาเซน (1e)

ความเสียหายที่ตรวจพบเป็นบางครั้งได้แก่ การเกิดสัญญาณรบกวนแบบปะทุหรือสัญญาณรบกวนแบบป๊อปคอร์น (Popcorn noise) และการเพิ่มของสัญญาณรบกวนฐาน (Base line noise) (1f)

ความเสียหายที่พบเมื่อทดสอบหรือใช้งานเป็นระยะเวลานานๆ ได้แก่ เป็นการลดขนาดของสัญญาณ TAA (1g) การเพิ่มของสัญญาณรบกวนฐาน และการเพิ่มความผิดเพี้ยนของสัญญาณ TAA (1h)



ภาพที่ 2.33 ลักษณะความบกพร่องของสัญญาณ TAAที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาต่างๆ [20]



ภาพที่ 2.34 แสดงการเกิดไฟฟ้าสถิตแบบแฝงที่อุณหภูมิต่ำ [20]

2.4.3 ความเสียหายแบบแฝง (Quasi ESD)

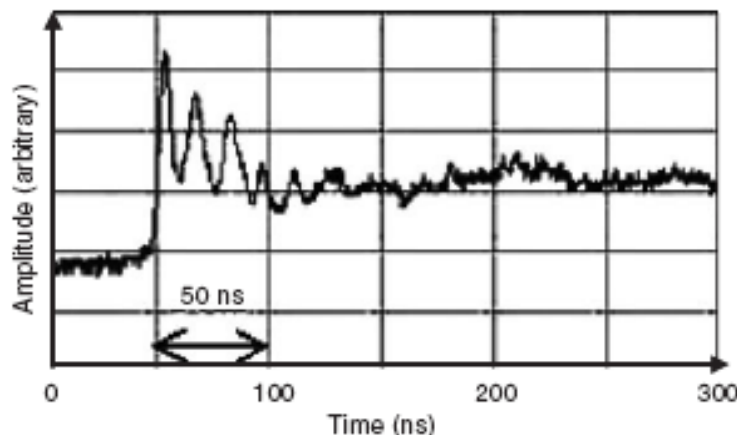
หมายถึง GMR มีสถานะปกติแต่สัญญาณออกมีสัญญาณรบกวนในบางกรณี ดังภาพที่ 2.34 ผลมาจากการลดลงของความสูงในการบิน (Flying high) เนื่องจากอุณหภูมิต่ำลง หรือการเพิ่มความจุในการบันทึกข้อมูล ทำให้เพียงพที่จะแผ่กระจายสนามไฟฟ้าจากหัวบันทึกไปยังแผ่นบันทึกข้อมูล (Media) ซึ่งอาจทำให้เกิดการคลายประจุไฟฟ้าสถิตไปทำลาย GMR ผ่านทางการเชื่อมโยงโดยการเก็บประจุ (Capacitive coupling) [20] ระหว่างหัวบันทึกกับแผ่นบันทึกข้อมูลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบนี้เกิดขึ้น 2 ชนิดได้แก่แบบบวก (positive) เกิดด้านที่มีค่า MRR สูง มีค่าเวลาลดลงของพัลส์ (Decay time) ที่สั้น และแบบลบ (negative) เกิดด้านที่มีค่า MRR ต่ำ มีค่าเวลาลดลงของพัลส์ ที่ยาวกว่า

2.5 สัญญาณรบกวนของหัวบันทึกชนิด GMR

ได้มีการศึกษาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในหัวบันทึกในรูปแบบต่าง ๆ กัน ซึ่งสัญญาณรบกวนนี้เกี่ยวข้องกับความเสี่ยงของหัวบันทึก ได้แก่

2.5.1 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของส่วนเขียน (Glitch after write)

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของส่วนเขียน (Writer) เกิดจากการคลายความเครียด (Stress relaxation) และเกิดจากการคลายความร้อน (Heat relaxation) ของชั้นสนามแม่เหล็กอย่างอ่อน (Soft magnetic layer) ของหัวบันทึกหลังจากหยุดจ่ายกระแสให้กับส่วนเขียน ซึ่งเรียกว่าการเกิดสัญญาณกระโดดหลังจากการเขียน (Glitch after write) ดังภาพที่ 2.35

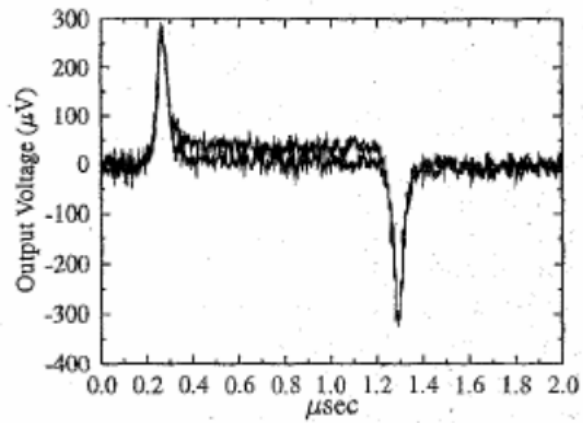


ภาพที่ 2.35 ลักษณะสัญญาณรบกวน popcorn ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของส่วนเขียน [20]

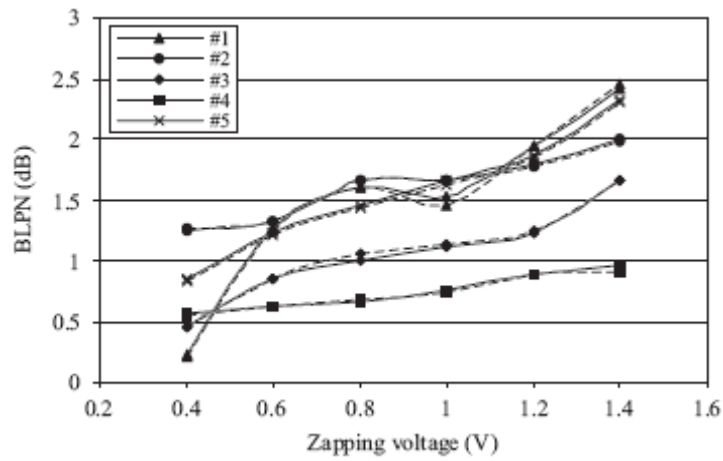
2.5.2 สัญญาณรบกวนจากการเลื่อนของสัญญาณรบกวนฐาน (Base line noise)

เป็นสัญญาณที่เกิดการเลื่อนฐานของสัญญาณจากการอ่านข้อมูลจริง ๆ ที่มีลักษณะรูปคลื่นเป็นพัลส์ชนิดแยกกัน (Isolation pulse) [21] ทำให้หัวบันทึกมีอัตราการอ่านผิดพลาด (Bit error rate) [22] เพิ่มขึ้น โดยทั่วไปเรียกสัญญาณรบกวนแบบนี้แบบว่า Base line popping noise หรือเรียกโดยย่อว่าเป็นสัญญาณรบกวนแบบ BLPN ดังภาพที่ 2.36

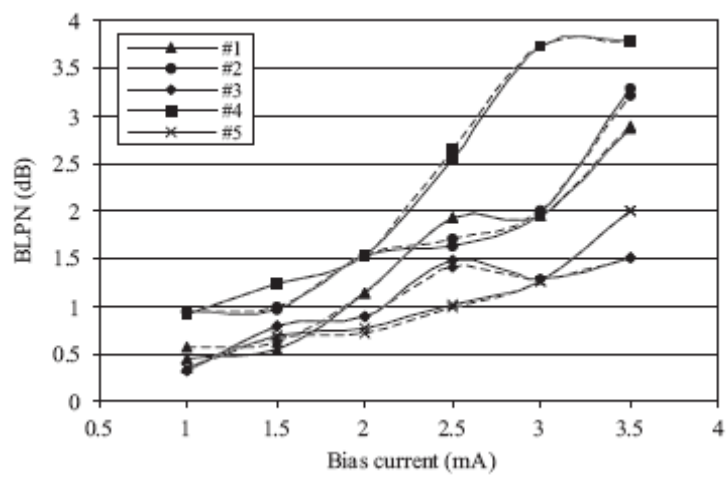
สัญญาณรบกวน BLPN ส่วนหนึ่งเกิดจาก ผลของการคลายประจุไฟฟ้าสถิต [23-24] ดังภาพที่ 2.37 และผลมาจากเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส [24] ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่า BLPN ซึ่งผลของการเพิ่มกระแสไบอัสทำให้ BLPN เพิ่มขึ้น ดังภาพที่ 2.38



ภาพที่ 2.36 ลักษณะการเลื่อนของสัญญาณรบกวนฐาน (BLPN) [21]



ภาพที่ 2.37 ผลการวัด BLPN เทียบกับแรงดันไฟฟ้า [24]



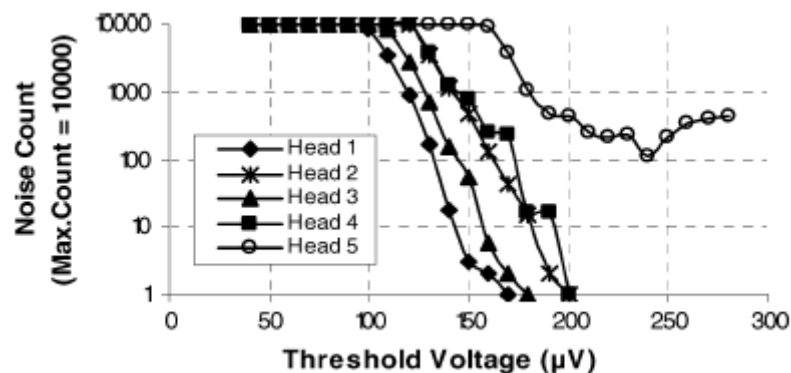
ภาพที่ 2.38 ผลการวัด BLPN เทียบกับกระแสไบอัส [24]

2.5.3 สัญญาณรบกวนแบบปะทุ (Popcorn noise)

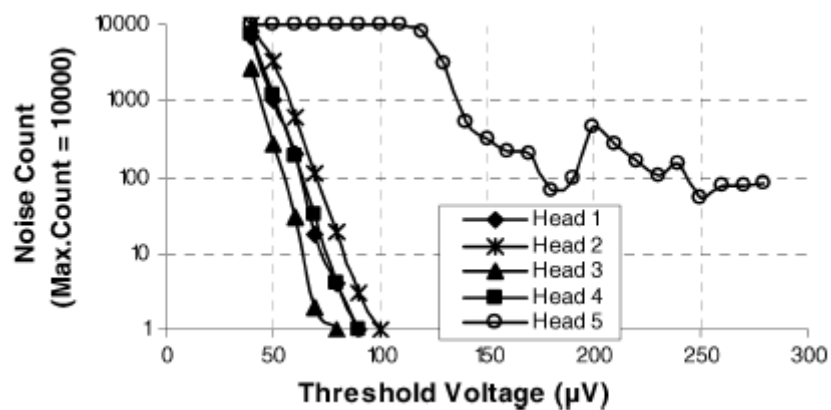
สัญญาณรบกวนแบบปะทุ (Popcorn noise, PCN) เป็นสัญญาณรบกวนที่เพิ่มมาจากระดับปกติ และมีลักษณะการเกิดที่ไม่ซ้ำกัน (Non-periodic) ซึ่งตรวจพบได้ยาก โดยทั่วไปการหาสัญญาณรบกวนแบบนี้ทำได้จากนับจำนวนการกระโดดเทียบกับสัญญาณขนาดของสัญญาณรบกวนฐาน (Noise level threshold) เช่น ผลจากการทดลองเปรียบเทียบการต่อไดโอดหนึ่งข้างทั้งสอง กับฐานข้างดังภาพที่ 2.39 (ก) และ (ข) ในการวัดค่า RGMR การต่อไดโอดเพียงข้างเดียวทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมากกว่าการต่อไดโอดเพียงข้างเดียวดังภาพที่ 2.40 และ ภาพที่ 2.41 ตามลำดับ [25]



ภาพที่ 2.39 การต่อไดโอด (ก) 1 ข้าง (ข) 2 ข้าง [25]

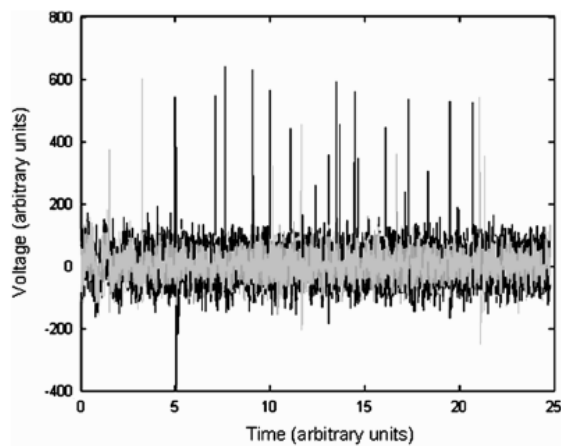


ภาพที่ 2.40 ผลการวัดสัญญาณรบกวนเมื่อต่อไดโอด 1 ข้าง [25]

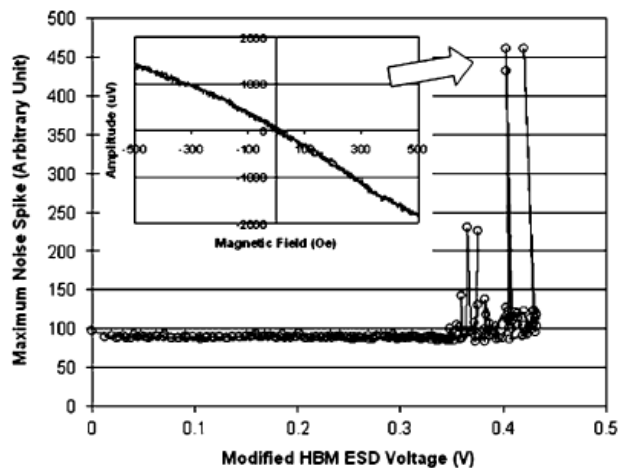


ภาพที่ 2.41 ผลการวัดสัญญาณรบกวนเมื่อต่อไดโอด 2 ข้าง [25]

ตัวอย่างสัญญาณรบกวนแบบ PCN ที่พบในการทดสอบไฟฟ้าสถิตกับหัวบันทึกชนิด MTJ (Magnetic tunneling junction) ดังแสดงในภาพที่ 2.42 และ 2.43 [26]



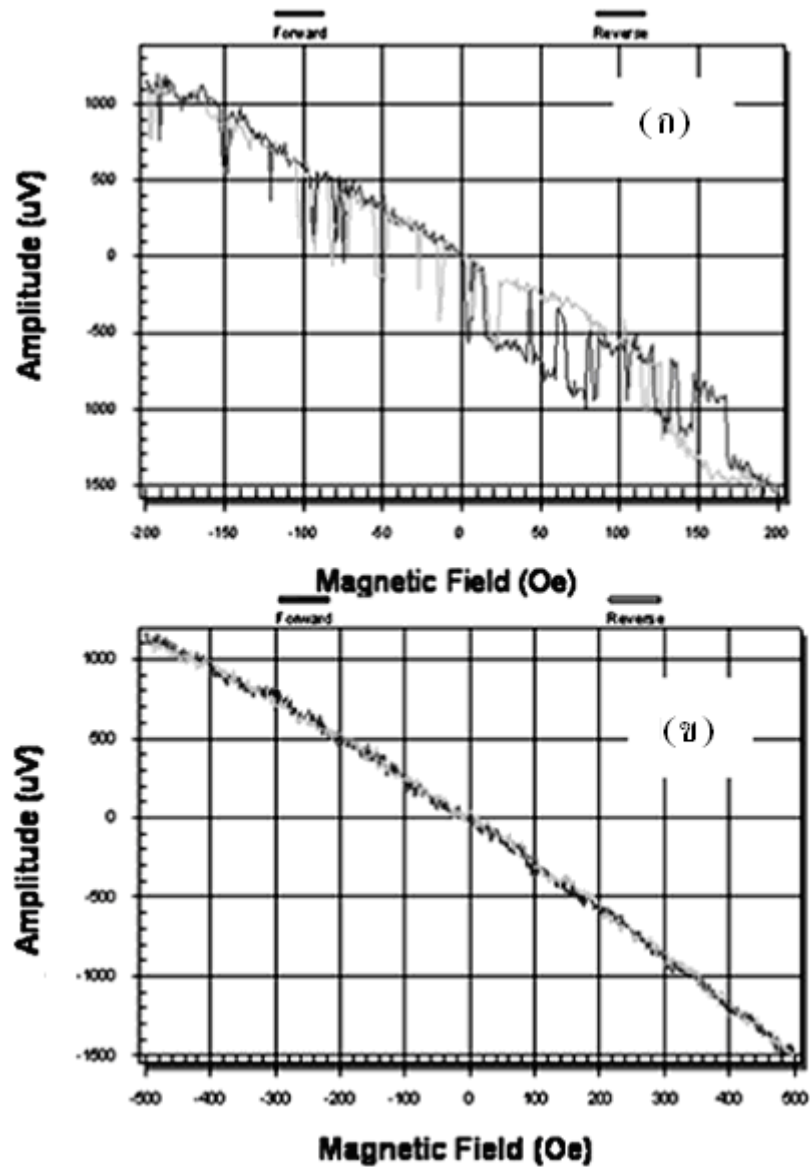
ภาพที่ 2.42 การกระโดด (Spike) ของสัญญาณจากหัวบันทึก MTJ เนื่องจากขาดเสถียรภาพ [26]



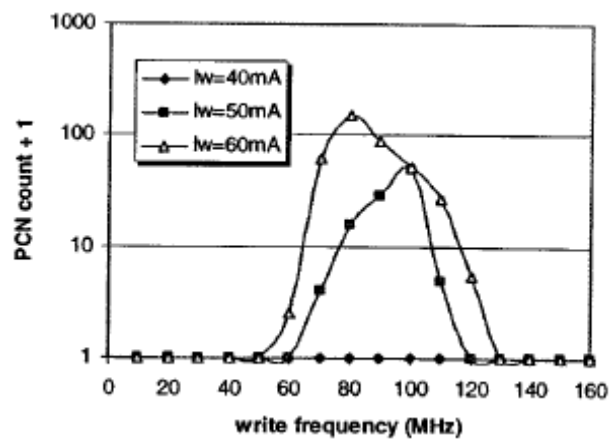
ภาพที่ 2.43 หัวบันทึกชนิด MTJ ขาดเสถียรภาพเนื่องจากไฟฟ้าสถิตมีสัญญาณรบกวนมากกว่าปกติ [26]

การเกิดการกระโดดของสัญญาณหัวบันทึกดังภาพที่ 2.44 เป็นการเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เกิดขึ้นในกราฟไค์ทราสเฟอร์ (ก) ซึ่งเป็นผลมาจากการขาดเสถียรภาพทางแม่เหล็ก เมื่อทำการคืนสภาพความเป็นแม่เหล็กใหม่ (Remagnetization, RM) จะทำให้โดยใช้สนามแม่เหล็กขนาด 9 kOe จ่ายไปตามทิศทางไบอัสด้วยแม่เหล็กถาวร (Permanent magnet longitudinal bias direction) พบว่ากราฟไค์ทราสเฟอร์กลับมาอยู่ในสภาวะปกติดังภาพที่ 2.44 (ข) ซึ่งเป็นตัวบ่งชี้ว่าส่วนประกอบสัญญาณรบกวนของความถี่ต่ำนี้สัมพันธ์กับความเสียหายทางแม่เหล็กของ MTJ ได้แก่ชั้นฟรี (Free layer) ซึ่งเป็นส่วนของการเกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่เป็นผลมาจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิต

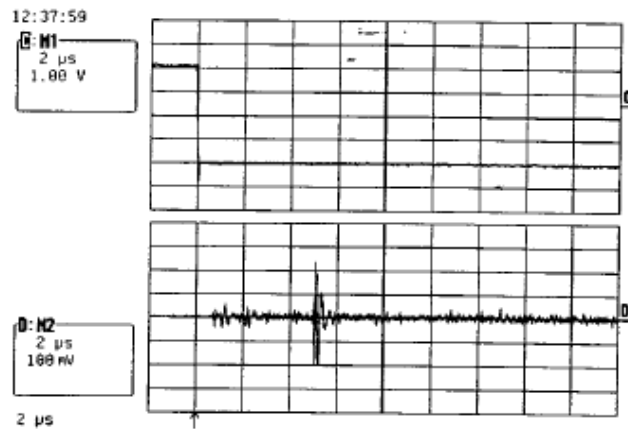
การเกิด PCN อีกรูปแบบหนึ่งเป็นผลเนื่องมาจากการเขียน ความสัมพันธ์ของความถี่ในการเขียนกับสัญญาณรบกวน PCN ของหัวบันทึกชนิด GMR [27] ดังภาพที่ 2.45 ตัวอย่างการเกิด PCN หลังการเขียนที่เวลา 5 μ s ดังภาพที่ 2.46



ภาพที่ 2.44 (ก) หัวบันทึกชนิด MTJ ขาดเสถียรภาพทำให้เกิดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำในกราฟ (ข) เมื่อทำการคืนสภาพความเป็นแม่เหล็กใหม่ ขนาด 9 kOe [26]



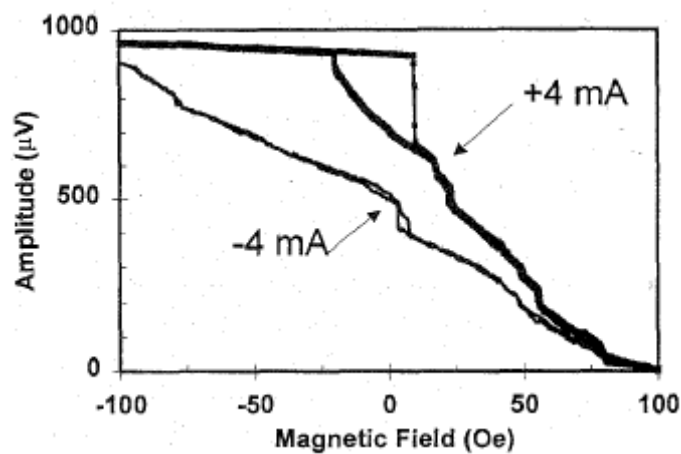
ภาพที่ 2.45 ผลการนับจำนวนที่เกิด PCN ซึ่งเพิ่มตามกระแสที่ใช้เขียน [27]



ภาพที่ 2.46 ลักษณะการเกิด PCN หลังจากการเขียน 5 μ s [27]

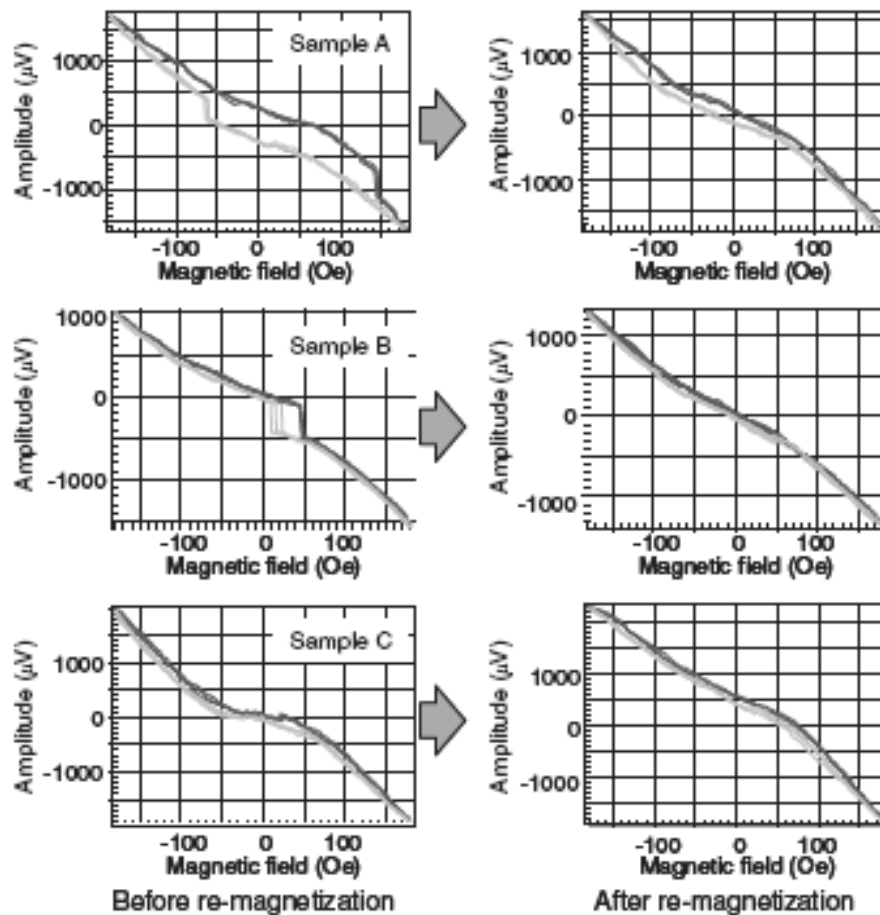
2.5.4 สัญญาณรบกวนบาร์กเฮาเซิน (Barkhausen noise)

เป็นสัญญาณรบกวนที่มีลักษณะการกระโดดทันทีทันใดของแอมพลิจูดที่สนามแม่เหล็กค่าใดค่าหนึ่งที่เกิดจากความไม่ต่อเนื่องในกระบวนการแมกนีไทเซชันที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กกระตุ้นภายนอก ซึ่ง เป็นผลจากการขาดเสถียรภาพในโดเมนแม่เหล็ก [28] การป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนบาร์กเฮาเซิน ทำได้โดยการเพิ่มเสถียรภาพของโดเมนแม่เหล็กด้วยการทำเพิ่มชั้นแม่เหล็กถาวร (Permanent magnet layer) ที่ขั้วทั้งสองของแผ่นฟิล์ม เพื่อทำหน้าที่ไบอัสแม่เหล็กถาวร (Hard bias) ให้แผ่นฟิล์ม GMR เกิดสถานะโดเมนแม่เหล็กเดี่ยว (Single domain state) [29–30] และการจํากระแสไบอัสที่เหมาะสมให้แผ่นฟิล์มก็สามารถลดผลของสัญญาณรบกวนบาร์กเฮาเซินได้เช่นกันดังภาพที่ 2.47



ภาพที่ 2.47 กราฟไค่ทรานสเฟอ์ของหัวบันทึกที่มีสัญญาณรบกวนโดยใช้กระแสไบอัสต่างกัน [31]

บางครั้งการเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องมาจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตหรือเกิดความเครียดทางกลที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบบาร์เฮาเซินขึ้น สามารถแก้ไขได้โดยการทำให้ชั้นแม่เหล็กถาวรของหัวบันทึกนั้นมีสถานะความเป็นแม่เหล็กเหมือนเดิม (Remagnetization, RM) [20] ซึ่งเป็นการจัดโครงสร้างโดเมนและสภาวะแม่เหล็กให้อยู่ในสภาวะปกติ ดังตัวอย่างการทำ RM ด้วยสนามแม่เหล็กขนาด 0.5 T เป็นระยะเวลาสั้นๆ เป็นเวลาไม่เกิน 5 วินาที ซึ่งแสดงให้เห็นว่าหลังจากทำ RM แล้วสัญญาณรบกวนลดลงดังแสดงในภาพที่ 2.48



ภาพที่ 2.48 ผลการลดสัญญาณรบกวนหลังจากทำ RM [20]

2.5.5 สัญญาณรบกวนแบบแปรผกผันกับความถี่

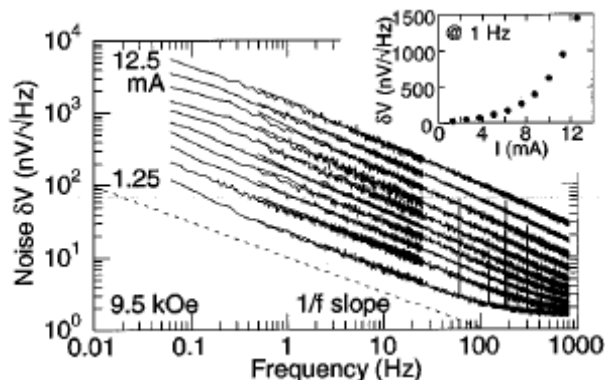
เป็นสัญญาณรบกวนที่มีสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน (Noise power spectrum density) แปรผกผันกับความถี่จึงนิยมเรียกสัญญาณรบกวนชนิดนี้ว่า สัญญาณรบกวนชนิด $1/f$

ในปี ค.ศ. 1937 Bernamout [32] ได้สังเกตพบสัญญาณรบกวนชนิด $1/f$ เกิดขึ้นในแผ่นฟิล์มบางพลาทินัม (Platinum thin film) ซึ่งคุณลักษณะคือแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น โดยทั่วไปก็คือสัญญาณรบกวนที่มีลักษณะแอมพลิจูดต่ำๆที่เกิดขึ้นในทุกๆส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ครอบคลุมไปถึงการเกิดสัญญาณรบกวนแบบจอห์นสัน (Johnson noise) และสัญญาณรบกวนแบบเรียบ (White noise) ซึ่งมีแอมพลิจูดคงที่ในทุกๆความถี่

สัญญาณรบกวนชนิด $1/f$ ในแผ่นฟิล์ม GMR ได้ถูกรายงานการค้นพบในหลายกลุ่มวิจัย [33-36] พบว่าความหนาแน่นและแมกนิจูดของสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่เกิดขึ้นในแผ่นฟิล์ม GMR มีค่าสูงกว่า AMR

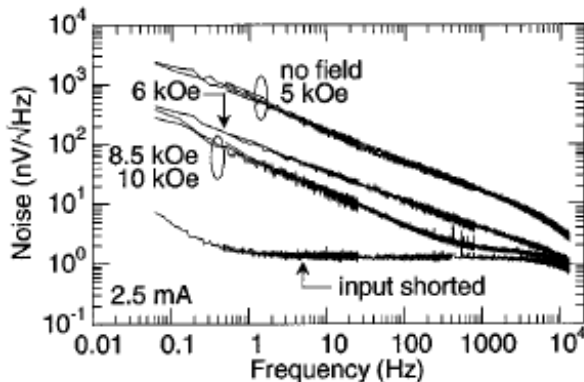
ระดับสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่เกิดขึ้นมีค่าสัมพันธ์กับกระแสไบอัส [37-38] เมื่อเพิ่มกระแสไบอัส สัญญาณรบกวน $1/f$ ก็มีค่าเพิ่มขึ้นตาม ดังภาพที่ 2.49 เป็นผลมาจากความหนาแน่นของกระแสไบอัสทำให้โดเมนแม่เหล็กมีทิศทางไปตามที่ทิศของกระแสเนื่องจากความนำของชั้น Cu และกระแสไบอัสยังทำให้เกิดการ coupling จากชั้นแม่เหล็กหลายๆชั้นไปยังชั้น Cu ที่บางกว่า ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าเมื่อความหนาแน่นของชั้น Cu เพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราส่วน GMR ลดลง ซึ่งจะทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณ

รบกวน (Signal to noise ratio, SNR) ลดลงตาม และการควบคุมความเรียบและความบกพร่องของชั้น Cu ก็มีผลในการลดสัญญาณรบกวนเช่นกัน



ภาพที่ 2.49 ระดับสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณรบกวนเมื่อเพิ่มกระแสตามภาพเล็ก [38]

การจำแนกผลเฉพาะสัญญาณรบกวนแบบ $1/f$ ออกจากสัญญาณรบกวนอื่นในหัวบันทึกชนิด GMR ทำได้โดยการใช้สนามแม่เหล็กที่อยู่ในย่านที่อิมิตซ์ของหัวบันทึก [38] การทดสอบในสภาวะที่มีการไบอัสให้เกิดสภาวะความเครียดเกิน (Over stress) เช่น จากผลการทดลองในหัวบันทึกบางหัวพบในภาพที่ 2.50 พบว่าที่สนามแม่เหล็กขนาด 3.5 kOe สังเกตพบสัญญาณรบกวนโทรภาพแบบสุ่ม (random telegraph noise) จำนวนมาก เมื่อเพิ่มสนามแม่เหล็กเป็น 5 kOe สังเกตเห็นเฉพาะสัญญาณรบกวนแบบ $1/f$ แต่จะลดลงเมื่อเพิ่มสนามแม่เหล็กขึ้นจนกระทั่งถึง 8.5–10 kOe สัญญาณรบกวนไม่มีการเปลี่ยนแปลง

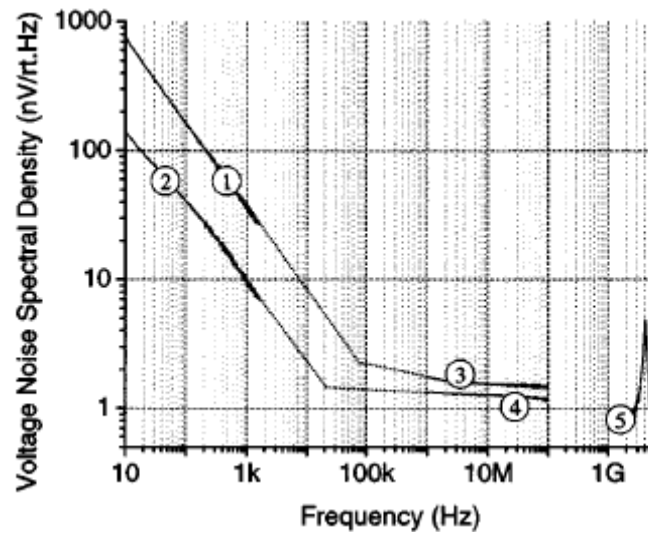


ภาพที่ 2.50 การอิมิตซ์ต่อสนามแม่เหล็กขนาด 8.5 – 10 kOe ของหัวบันทึก GMR [38]

2.5.6 สัญญาณรบกวนแม่เหล็ก

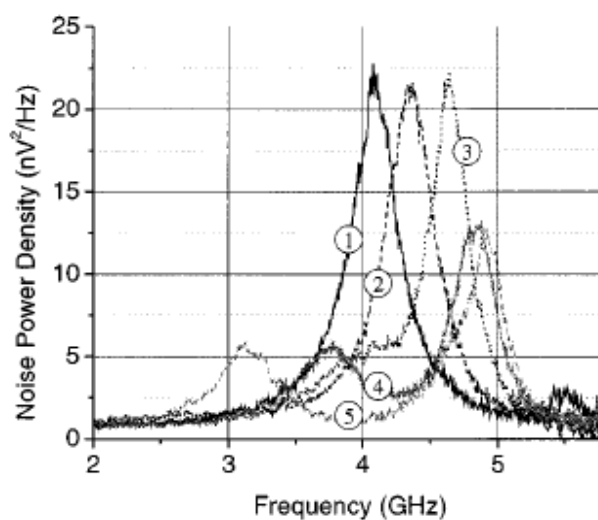
ปี ค.ศ.2002 Jason C.Jury และคณะ [39] ได้วัดและวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนใน GMR เซนเซอร์ 2 ช่วงตั้งแต่ 1–100 MHz และ 2– 6 GHz ดังภาพที่ 2.51 พบว่าสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำกว่า 1 MHz เป็นสัญญาณรบกวน $1/f$ ซึ่งขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสที่ความถี่มากกว่า 1 MHz ขึ้นไปเป็นสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical noise) ซึ่งก็คือสัญญาณรบกวน ไนควิสต์-จอห์นสัน (Nyquist – Johnson noise) และสัญญาณรบกวนแม่เหล็กเนื่องจากความร้อน (Magnetic thermal fluctuation noise) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสและความถี่ในขณะที่วัดในช่วงที่สนามแม่เหล็กไม่อิมิตซ์ และมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับความถี่เมื่อ

วันในสนามแม่เหล็กอิมิตัว ในช่วงความถี่ 4-5 GHz จะเกิดเรโซแนนซ์ในสัญญาณรบกวนแม่เหล็ก (Magnetic fluctuation noise or Thermal Magnetization noise) ซึ่งเชื่อว่ามีสาเหตุมาจาก การเกิดแมนนีโต เซชันของ FL อย่างไม่มีรูปแบบ ผลมาจากการทำไบอัสในแนวฮาร์ด (hard bias) ที่ไม่สูงพอ ดังภาพที่ 2.52 และดังภาพที่ 2.53 ซึ่งการเกิดสัญญาณรบกวนต่าง ๆ รวมไปถึงสัญญาณรบกวนแม่เหล็กเนื่องจากความร้อน นั้นทำให้หัวบันทึกมีค่า SNR ที่ต่ำลงซึ่งเป็นการลดประสิทธิภาพของหัวบันทึกลง

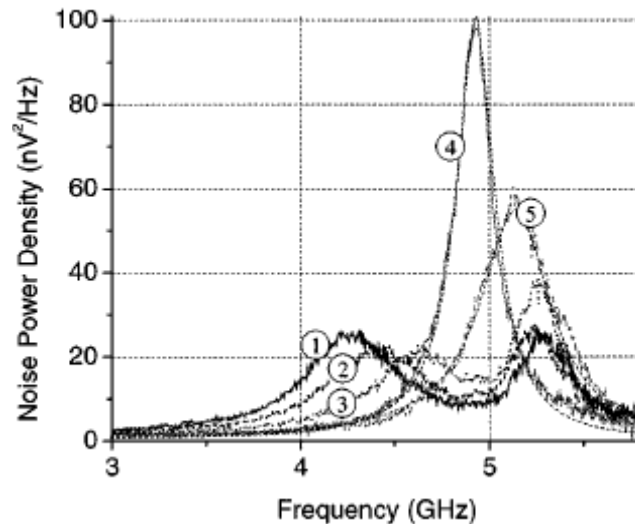


ภาพที่ 2.51 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณรบกวนในเซนเซอร์ GMR [39]

- (1) ขณะที่ยังไม่อิมิตัว
- (2) ขณะที่อิมิตัว
- (3) สัญญาณรบกวนแบบความร้อนวัดในขณะไม่อิมิตัว
- (4) สัญญาณรบกวนแบบความร้อนวัดในขณะอิมิตัว
- (5) เมื่อวัดสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 5 GHz

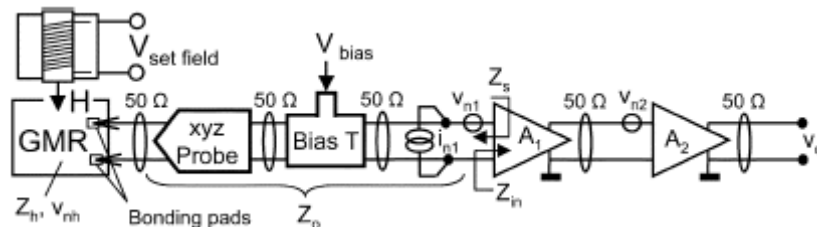


ภาพที่ 2.52 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณรบกวนเมื่อแถบ 1-5 แทนการจ่าย สนามแม่เหล็ก 0 -8 -16 -24 -32 kA/m ตามลำดับ [39]



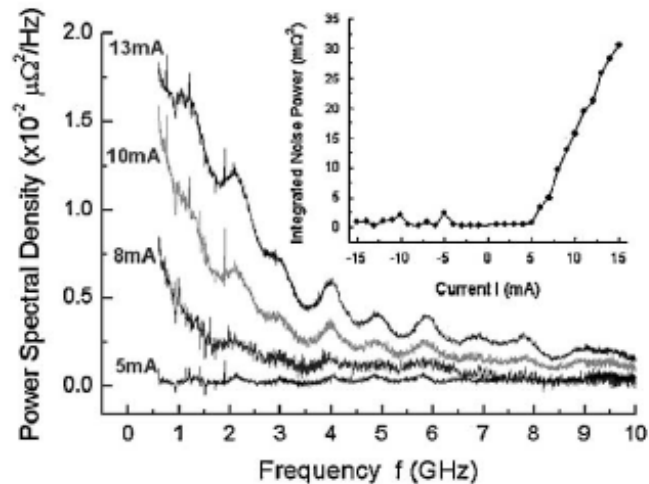
ภาพที่ 2.53 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณรบกวนเมื่อแถบ 1-5 แทนการจ่ายสนามแม่เหล็ก +4.8 +8 +16 +24 +32 kA/m [39]

วิธีการวัดสัญญาณรบกวน Thermal magnetic fluctuation (TMF) ในช่วงแถบสัญญาณกว้าง (Wide-band) ตั้งแต่ 1MHz ไปจนถึง 10 GHz สามารถทำได้โดยใช้วงจรการวัดดังภาพที่ 2.54 [40] ซึ่งเป็นการวางหัวบันทึกชนิด GMR/TMR บนหัววัดสัญญาณที่มีวงจรกรองสัญญาณแบบ T-network ที่มีความถี่ผ่านได้ตั้งแต่ 50 kHz ไปจนถึง 40 GHz และต่อสายวัดเข้ากับตัวขยายสัญญาณที่มีแถบความถี่กว้างตั้งแต่ 0.1 – 10 GHz แล้วต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์แถบความถี่ (Spectrum analyzer) หัวบันทึกจะถูกลงในสนามแม่เหล็กไบอัสกระแสตรงที่ควบคุมค่าสนามแม่เหล็กได้โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับ

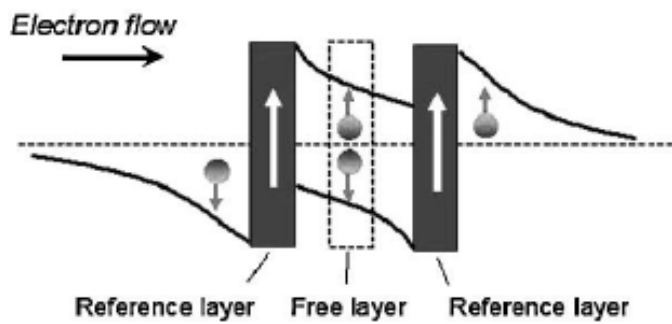


ภาพที่ 2.54 วงจรการวัดสัญญาณรบกวนความถี่สูง [40]

ผลของการจ่ายกระแสไบอัสที่มีต่อสัญญาณรบกวนในหัวบันทึกชนิดไบอัสกระแสตรงตั้งฉากกับแนวระนาบ (Current perpendicular to plane, CPP) SV GMR [41-42] ซึ่งผลของการเกิด spin transfer จะเหนี่ยวนำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็ก (Magnetic noise) ที่มีสเปกตรัมความถี่เกิดขึ้นในลักษณะแปรผกผันกับความถี่ ถ้าหากมีการจ่ายกระแสไบอัสจนทำให้ความหนาแน่นของกระแสไบอัสเกินจุดที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถหาสัญญาณรบกวนแบบนี้ได้โดยการวัดสัญญาณรบกวนทั้งหมดในสภาวะที่มีการจ่ายสนามแม่เหล็กตามปกติ และนำมาลบกับสัญญาณรบกวนชนิดจ่อห้นสันและสัญญาณรบกวนในระบบที่ไม่ใช่สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็ก (Nonmagnetic noise) ซึ่งได้จากการวัดในขณะที่สนามแม่เหล็กเกิดการอ้อมตัว ถ้าหากจ่ายกระแสไบอัสที่สูงเกินไป จะทำให้สัญญาณรบกวน 1/f จะมีค่าสูงขึ้น ดังภาพที่ 2.55 ซึ่งแสดงถึงระดับ (Current threshold) ของกระแสที่เป็นนัยสำคัญทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่ำสุด ซึ่งอยู่ในสภาวะที่เกิดการหักล้างกันระหว่าง spin transfer torque ใน FL

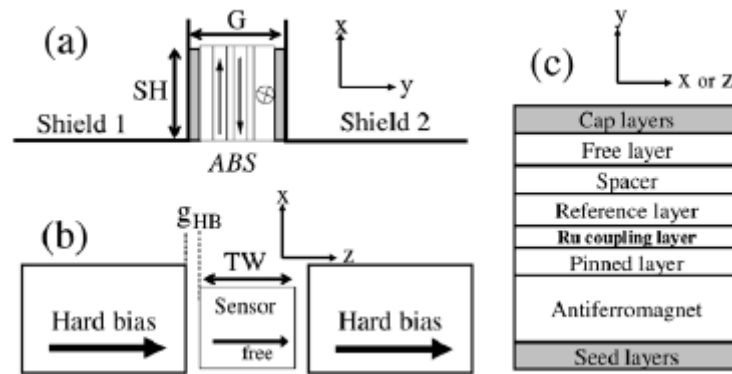


ภาพที่ 2.55 กำลังของสัญญาณรบกวนชนิดความถี่ความถี่ต่ำในสนามแม่เหล็ก 1300 Oe [41]

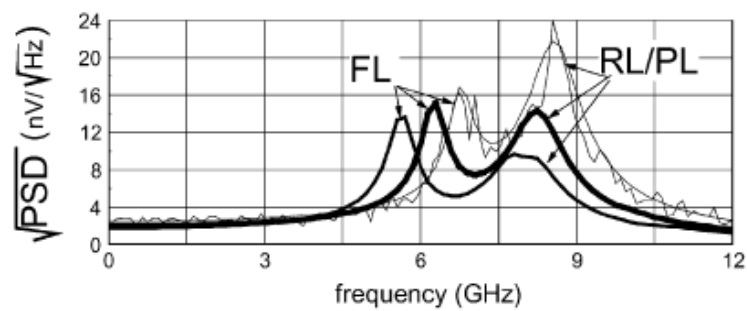


ภาพที่ 2.56 แสดงการกำจัดผลของ spin transfer โดยใช้ SV คู่ [42]

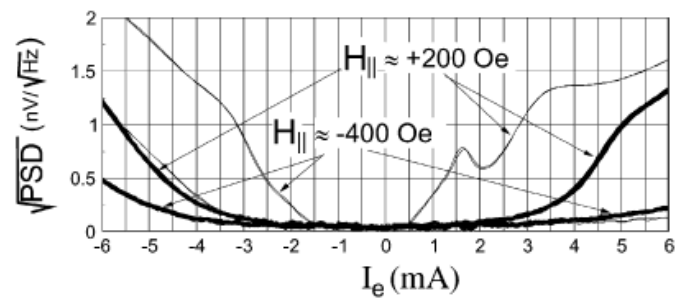
การลดผลนี้สามารถทำได้โดยการใช้โครงสร้างแบบ SV คู่ ดังภาพที่ 2.56 ในปี ค.ศ. 2006 Neil Smith และคณะ [43] ได้ศึกษา Magnetization fluctuation (Magnetic noise) ใน CPP GMR ซึ่งการขาดซึ่งเสถียรภาพนี้เกิดจากอุณหภูมิ (Thermal fluctuation) หรือ Spin torque โดยการจำลองและทดลองจริงในหัวบันทึกที่มีโครงสร้างดังภาพที่ 2.57 ซึ่งพบการเกิดเรโซแนนซ์สองจุดซึ่งเกิดจาก Free layer (FL) และ Reference layer (RL) หรือ Pinned Layer (PL) ดังภาพที่ 2.58 ซึ่งเป็นการวัดที่ความกว้างของแทร็ก (Track width, TW) ต่างกัน แแทร็กที่กว้างกว่าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ต่ำกว่าแทร็กที่แคบ จากผลที่ได้สามารถคำนวณหาค่ากระแสไบอัสที่เหมาะสมได้ดังภาพที่ 2.59 และจากการศึกษาโดยใช้การจำลองโดยใช้ไมโครแมกเนติก (Micromagnetic simulation) โดย Yuchen Zhou [44] ในปี ค.ศ. 2007 พบว่าการลดความหนาของชั้นฟิล์มจะทำให้ทั้งสัญญาณและสัญญาณรบกวนลดลง การลดความกว้างของแทร็กทำให้สัญญาณและสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ถ้าต้องการให้ค่าสัญญาณที่ได้ค่าสูงสุดในขณะที่สัญญาณรบกวนต่ำสุดต้องกระทำภายใต้ค่าสนามแม่เหล็ก hard bias (HB) ดังภาพที่ 2.60



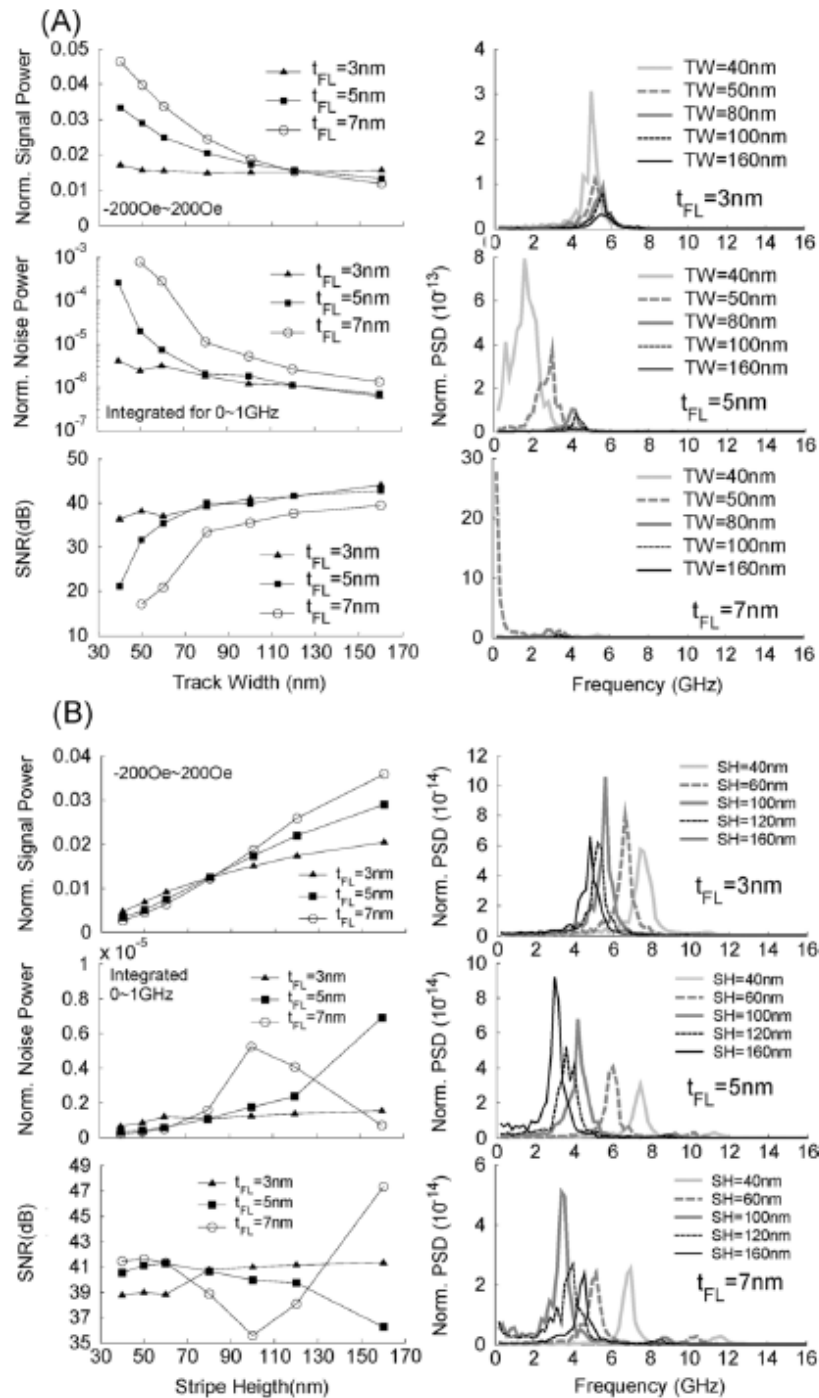
ภาพที่ 2.57 โครงสร้าง CPP SV (a) ภาพตัด (b) ทิศทางแมกนีโตชันของ FL ไปตาม Hard bias (c) โครงสร้างโดยทั่วไปของ CPP [43]



ภาพที่ 2.58 ผลการจำลองวัด PSD พบการเกิดเรโซแนนซ์ 2 จุด [43]



ภาพที่ 2.59 ผลการจำลองวัด PSD ที่ความถี่ 75 MHz เทียบกับกระแสไบอัส [43]

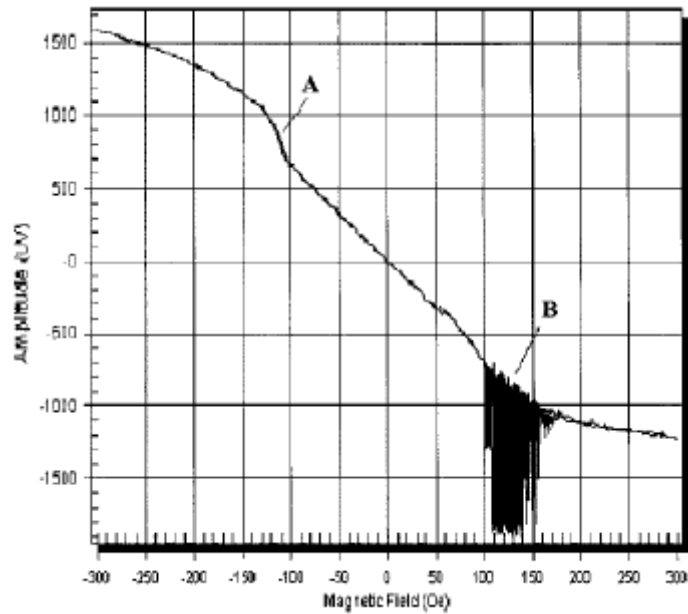


ภาพที่ 2.60 (A) กำลังของสัญญาณและสัญญาณรบกวนที่สนามแม่เหล็กเป็นศูนย์เมื่อแปรค่า TW
(B) กำลังของสัญญาณและสัญญาณรบกวนที่สนามแม่เหล็กเป็นศูนย์เมื่อแปรค่า SH [44]

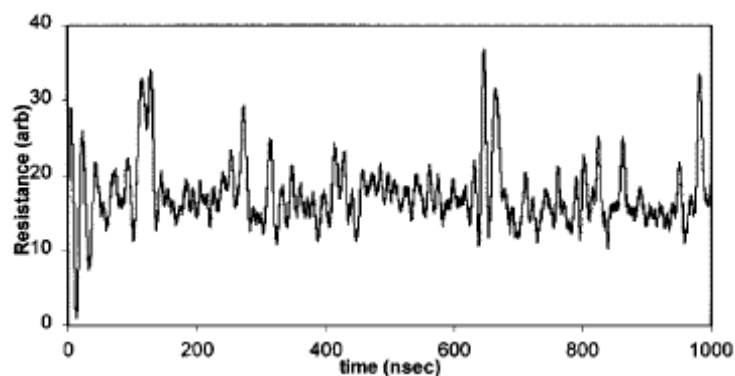
2.5.7 สัญญาณรบกวนในเส้นกราฟโค้งทรานส์เฟอร์

Mark Nichole [45] ศึกษาการเกิดสัญญาณรบกวนและการเกิดความไม่ต่อเนื่องในเส้นกราฟโค้งทรานส์เฟอร์ (Transfer curve) ที่ได้จากการวัดแอมพลิจูดของหัวบันทึก GMR จากการวัดในหัวบันทึกบางตัวที่ขาดเสถียรภาพได้ผล ดังรูปที่ 2.61 ซึ่งวัดโดยใช้ความถี่แซมปลิง (Sampling frequency) 100 kHz ซึ่งนำมาเปรียบเทียบกับกรวัดค่าความต้านทานที่ความถี่แซมปลิง สูงประมาณ 250MHz ณ ตำแหน่ง

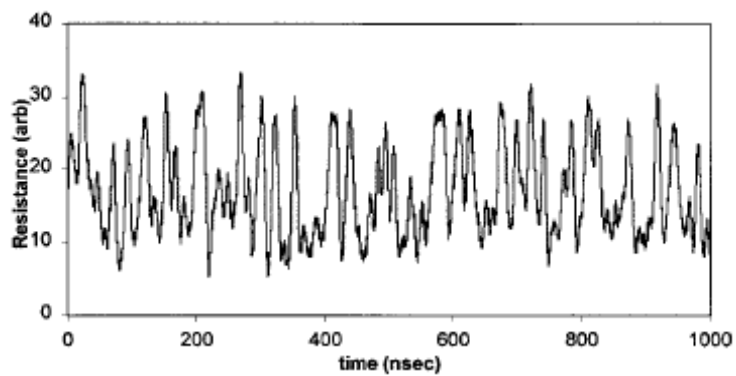
สนามแม่เหล็กที่มีการรบกวนเกิดขึ้น ภาพที่ 2.62 แสดงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในเส้นกราฟที่จุด A ซึ่งเป็นจุดกลางการเปลี่ยนความชัน ที่สนามแม่เหล็กขนาด -110 Oe ภาพที่ 2.63 แสดงสัญญาณที่จุดเปลี่ยนความชันของกราฟที่สนามแม่เหล็กขนาด -115 Oe ภาพที่ 2.64 แสดงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่จุด B ในกราฟ ณ ตำแหน่งสนามแม่เหล็กขนาด $+110$ Oe มีลักษณะเป็นอิมพัลส์ (Impulse) มีส่วนประกอบทั้งความถี่ต่ำและความถี่สูง และเกิดการกระโดด (Spike) ดังภาพที่ 2.65 ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ความถี่สูง



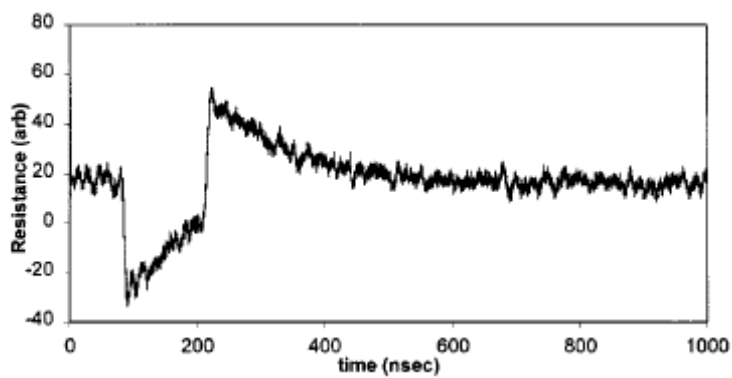
ภาพที่ 2.61 กราฟไค้ทรานเฟอร์แอมพลิจูดของหัวบันทึก GMR ที่ไม่มีเสถียรภาพ [45]



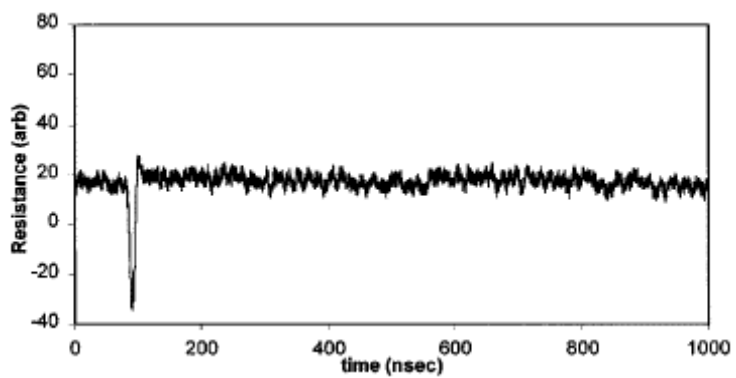
ภาพที่ 2.62 รูปคลื่นของแอมพลิจูดที่สนามแม่เหล็ก -110 Oe [45]



ภาพที่ 2.63 รูปคลื่นของแอมพลิฟายด์ที่สนามแม่เหล็ก -115 Oe [45]



ภาพที่ 2.64 รูปคลื่นของแอมพลิฟายด์ที่สนามแม่เหล็ก +100 Oe [45]



ภาพที่ 2.65 รูปคลื่นของแอมพลิฟายด์ที่สนามแม่เหล็ก +110 Oe [45]

บรรณานุกรม

1. อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร, “แผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็ก”. Engineering Transaction A Research Publication of Mahanakorn University of Thecnology, Vol.3, No.1, January-April 2000, pp. 63-66.
2. จิตติพร ภูไฟจิตรกุล, “Recording Head Fabrication”, ในเอกสารประกอบการสอนวิชา Recording Head Technology, ขอนแก่น: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยขอนแก่น, 2542
3. P. Grunberg, “Magnetic Field Sensor With Ferromagnetic Thin Layers Having Magnetically Antiparallel Polarized Components”, U.S. Patent 4,949,039, JUNE 14, 1989.
4. บริษัทเวสเตอร์นดิจิตอล (ประเทศไทย) จำกัด
5. Al Wallash, “ESD Testing of Head Stack Assemblies with GMR Heads”, Qumtum Corporation, 2001.
6. M. Baibich, J. Brono, A. Fert, F. Hguyen Van Dam, F. Petroff, P. Etienne, G. Creuzet, A. Friederich and J. Chazeles, “Giant Magnetoresistance of (001) Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices”, Phys. Rev. Lett.Vol.61, 1988, pp. 2472-2475.
7. H. Fujiwara and M. Parker, “Analytical model of Giant MR in multilayer with biquadratic Coupling”, Journal of Magnetic Material, Vol. 135, 1994, pp. L23-L29.
8. B. Dieny, V. Speriosu, S. Parkin, B. Gurney, D. Wihoit and D. Marui, “Giant Magnetoresistance in Soft Ferromagnetic Multilayers”, Phys Rev B, Vol.43, 1991, pp. 1297-1300
9. Magnetic Materials Center, National for Institute for Materials Science (NIMS), Japan.
10. Jesus Diaz, “New Hitachi Hard Drive Head Promises 4TB per Disk in 2011”, Hitachi Global Storage Co.,Ltd., 2007.
11. Sten Hellström, “ESD The Scourge of Electronics”, Berlin Germany, Springer Company 1998
12. Junya Matsugi, Yoshiaki Mizoh, Taro Nakano, Kazuo Nakamura, and Hiroshi Sakakima , “ESD Phenomena in GMR Heads in the Manufacturing Process of HDD and GMR Heads”, IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing, Vol.28, No.3, JULY 2005, pp. 206-212.
13. A. Wallash and Y.K. Kim, “Magnetic changes in GMR heads caused by electrostatic discharge.” IEEE Transactions on Magnetics, Vol.34 No.4, 1998, pp. 1519-1521.
14. C. Moore and A. Wallash, “ESD Testing of GMR Heads as Function of Temperature,” Proc. EOS/ESD Symposium, 1999, p. 309-314.
15. A. Siritaratiwat, N. Suwannata, J. Pinnoi and C. Pupaichitkul, “Voltage Raised in Al₂O₃ Gap of GMR Head in The Deshunting Process” EOS/ESD Symposium, 2001, p. 299-304.
16. อนุรักษ์ สุวรรณทา ในวิทยานิพนธ์เรื่อง “ศึกษาการคลายประจุไฟฟ้าสถิตในหัวบันทึกในขั้นตอนการตัดสายขนาน” มหาวิทยาลัยขอนแก่นปี พ.ศ. 2544
17. J. Luo, C. Yeh, and A. Sanayei, “GMR heads as ESD detectors – A direct assessment of subtle ESD,” Proc. EOS/ESD Symposium., Vol. EOS-01, 2001, p. 318-322.

18. I. Tsu, M. Davis, and C. Chang, "Effect of low level ESD on the lifetime of GMR heads", Proc. EOS/ESD Symposium, Vol. EOS-01, 2001, p. 187-191.
19. T. Ohtsu, H. Yoshida, and N. Hatanaka, "Field emission noise caused by capacitance coupling ESD in AMR/GMR head", in 11th RCJ Reliability Symp. Announcement Article Collection, 2001, pp. 129-132.
20. Yoshiaki Mizoh, Taro Nakano, Kozo Tagashira, Kazuo Nakamura, and Tatsuya Suzuki, "Soft ESD phenomena in GMR heads in the HDD manufacturing process", Journal of Electrostatics Vol.64, 2006, pp. 72-79.
21. Yimin Hsu, "Spectrum Analysis of Base Line Popping Noise in MR Heads", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 6, Nov 1995.
22. Chaung F. Lam, Caleb Change and Rahmat Karimi, "A study of ESD Sensitivity in AMR and GMR Recording Heads" EOS/ESD Symposium, 1998, p. 360-367.
23. Seshadri Ramaswamy, Jim Carter, John Stubbart, Ajay Sigh, Rick Krasnick and Ferruh Gocemen, "Effect of 1nS to 250mS ESD Transients on GMR Heads", Proc. EOS/ESD Symposium, 2000, pp. 505-510.
24. A. Siritaratiwat, O. Phochai, K. Tangchaichit, R. Ung-arunyawee, R. Sivaratana, P.W. Nutter, "Synthetic dynamic test of base line popping noise in recording heads", Journal of Magnetism and Magnetic Materials Vol. 316, 2007, pp. 192-194.
25. A. Siritaratiwat, D. Tongsoomporn, K. Chooruang, and N. Afzulpurkar, "A Study of Noise Effects Due to the Diode Protection for Shield Resistance Measurement of GMR Recording Heads", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 10, OCTOBER 2005, pp. 2941-2943.
26. Feng Liu, Clifton H. Chang, Jian Shen, and Bharat B. Pant, "Characteristics of Electrostatic Discharge Induced Damage on Magnetic Tunnel Junctions", IEEE Trans. on Magn., Vol. 42, No. 10, OCTOBER 2006, pp. 2447-2449.
27. Jing Zhang, Ravi Kemshetti, El-Amine Salhi, Tue Ngo, Curtis Macchioni, Dave Seagle, and Paul Rana, "Write Frequency Dependence of Popcorn Noise in GMR Heads", IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 36, No.5, SEPTEMBER 2000, pp. 2530-2532.
28. Heinz Bittel, "Noise of Ferromagnetic Materials", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-5, No. 3, SEPTEMBER 1969, pp. 359-365.
29. Takayoshi Ohtsu, Kouji Kataoka, Akira Morinaga, and Shoji Natori, "Study on magnetic instability of GMR heads using quasi-static tester with laser heating function", Journal of Electrostatics Vol.62, 2004, pp. 211-218.
30. Randy Jude Bordoos and Joel John Kagaoan, "A Case Study on Hidden ESD Events of GMR HGA Dynamic Test Fixture", EOS/ESD Symposium, 2000, p. 184-189.
31. A. Wallash, "A Study of Voltage Fluctuation, Noise and Magnetic Instability in Spin Valve GMR Recording Heads", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No. 4, JULY 1998, pp. 1450 - 1452.
32. J. Bernamont, "Fluctuation in The Resistance of Thin film", Proc. Phys. Soc., London, Vol.49, 1937, pp. 138-139.

33. H. T. Hardner, M. B. Weissman, M. B. Salamon and S. S. P. Parkin, **"Fluctuation-dissipation relation for giant magnetoresistive 1/f noise"**, Phys. Rev.B, Vol. 48, 1993, pp. 16156-16160
34. W.B.Weissman and N.E.Israeloff, **"Electrical noise measurements on magnetic films"**, Journal of Apply Physics, Vol.67, 1990, pp. 4884-4888.
35. R. J. M. van de Veerdonk, P. J. L. Belien, K. M. Schep, J. C. S. Kools, M. C. de Nooijer, M. A. M. Gijs, R. Coehoorn, and W. J. M. de Jonge, **"1/f noise in anisotropic and giant magnetoresistive elements"**, Journal of Apply Physics, Vol.82, no.12, 1997, pp. 6152-6156,
36. H. Wan, M. M. Bohlinger, M. Jenson and A. Hurst, **"Comparison of Flicker Noise in Single Layer, AMR and GMR Sandwich Magnetic Film Devices"**, IEEE Transaction on Magnetism, Vol.33, No.5, SEPTEMBER 1997, pp. 3409-3411
37. M. Xiao, K. B. Klaassen, J. C. L. van Peppen, and M. H. Kryder, **"Extra-low-frequency noise in GMR recording heads"**, Journal of Apply Physics, Vol.85, no.8, 1999, pp. 5855-5859.
38. Min Xiao, Klaas B. Klaassen, and Jack C. L. van Peppen, **"1/f Noise in Saturated GMR Heads"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 36, No.5, SEPTEMBER 2000, pp. 2593-2595.
39. Jason C. Jury, Klaas B. Klaassen, Jack C. L. van Peppen and Shan X. Wang, **"Measurement and Analysis of Noise Sources inGiant Magnetoresistive Sensors Up to 6 GHz"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol.38, No. 5, SEPTEMBER 2002, pp. 3545-3555.
40. Klaas B. Klaassen, Xinzhi Xing, and Jack C. L. van Peppen, **"Broad-Band Noise Spectroscopy of Giant Magnetoresistive Read Heads"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 41, No. 7, JULY 2005, pp. 2307-2317.
41. Jian-Gang Zhu, Nayoung Kim, Yuchen Zhou, Youfeng Zheng, Jeiwei Chang, Kochen Ju, Xiaochun Zhu, and Robert M. White, **"Current Induced Noise in CPP Spin Valves"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol.40, No.4, JULY 2004, pp. 2323-2325.
42. J. G. Zhu and X. Zhu, **"Spin transfer induced noise in CPP read heads"**, IEEE Transaction on Magnetism, Vol.40, Jan. 2004, pp. 182-188.
43. Neil Smith, J. A. Katine, Jeffrey R. Childress, and Matthew J. Carey, **"Thermal and Spin-Torque Noise in CPP (TMR and/or GMR) Read Sensors"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol.42, No.2, FEBRUARY 2006, pp. 114-119.
44. Yuchen Zhou," **Thermally Excited Low Frequency Magnetic Noise in CPP Structure MR Heads"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 43, No.6, JUNE 2007, pp. 2187-2192.
45. Mark Nichols, **"Noise and Discontinuities in GMR Transfer Curves"**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol.38, No.5, SEPTEMBER 2002, pp. 2456-2458.

บทที่ 3

การแปลงเวฟเล็ท

3.1 บทนำ

จากการศึกษาที่ผ่านมาในบทที่ 2 พบว่ามีการศึกษาการวัดสัญญาณรบกวนในหัวบันทึกโดยใช้เทคนิคต่าง ๆ โดยส่วนมากจะวัดโดยใช้แถบความถี่ (Frequency spectrum) เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแบบต่าง ๆ ได้แก่ สัญญาณรบกวนแบบ $1/f$ ซึ่งเกิดขึ้นในขณะที่จ่ายด้วยสนามแม่เหล็กกระแสตรง เพื่อการหาผลของการไบอัสหัวบันทึกด้วยกระแสค่าต่างกัน [1] การวัดสัญญาณรบกวนชนิดประทุ (Popcorn noise) หรือ PCN ทำได้โดยวิธีการนับค่าการกระโดดของสัญญาณเทียบกับระดับสัญญาณรบกวนฐาน [2] การวัดสัญญาณรบกวนชนิดเลื่อนฐาน (Baseline popping noise) หรือ BLPN ทำได้โดยการประมาณค่าด้วยวิธีการ Linear superposition ของสัญญาณ (Isolated pulse) [3] หรือใช้กระบวนการการสุ่มเทเลกราฟ (Random telegraph process) [4] นอกจากนี้ยังมีการศึกษาสัญญาณรบกวนชนิด $1/f$ ที่เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่สูง ประมาณ 5-6 GHz โดยการวัดสัญญาณรบกวนด้วยเครื่องมือวัดสเปกตรัมที่มีย่านความถี่สูง [5] การวัดการกระโดดแบบบาร์กเฮาเซินในเส้นกราฟไค์ทรานสเฟอร์ เป็นต้น

ในงานวิจัยเชิงการลดลงสมรรถนะของของหัวบันทึก (Head degradation) อันเนื่องมาจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตดังที่กล่าวมาในบทที่ 2 นั้น ส่วนมากจะเป็นการศึกษาในเชิงการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์บางตัวที่เกี่ยวข้องกับค่าสมรรถนะทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของหัวบันทึกเทียบกับค่าเริ่มต้นให้อยู่ในเงื่อนไขที่กำหนด จึงจะทราบถึงระดับแรงดันที่ทำให้หัวบันทึกลดคุณภาพลง แต่ถึงอย่างไรก็ตามก็ยังประยุกต์ใช้ในระดับการผลิตยาก เนื่องจากคุณสมบัติของการผลิตหัวบันทึกแต่ละหัวจะแตกต่างกัน (Tolerance) เช่น การบอกค่าความต้านทานและแอมพลิจูดของหัวบันทึก ค่าที่ให้นั้นอยู่ในย่านที่ยอมรับได้เท่านั้น จึงยากที่จะบอกได้ว่าจริง ๆ แล้วหัวบันทึกตัวใดมีคุณภาพลดลงจากที่ผลิตมาในครั้งแรก นอกจากการทดสอบสมรรถนะเชิงสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น

ในการศึกษาในบทที่ 2 พบว่าเมื่อหัวบันทึกมีความบกพร่องในเชิงแม่เหล็กมักจะแสดงการเกิดสัญญาณรบกวนแบบต่าง ๆ ออกมาในรูปแบบไม่ซ้ำกัน (Non periodic) ซึ่งยากที่จะตรวจพบได้ ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาการตรวจสัญญาณรบกวนและความไม่ต่อเนื่องในสัญญาณที่เกิดขึ้นเนื่องจากการคลายประจุไฟฟ้าสถิตในสภาวะที่มีการทดสอบด้วยสนามแม่เหล็กกระแสสลับรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal) ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่องในช่วงมุมตั้งแต่ $0 - 2\pi$ และไม่มีค่าที่ข้างเคียงเกิดขึ้น (Sideband frequency) จึงเป็นผลดีในการลดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่มีความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณทดสอบได้ และวิเคราะห์เชิงคุณสมบัติความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ง่าย ทำให้สามารถตรวจจับระดับสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ได้ต่ำลง

การแปลงเวฟเล็ท (Wavelet transform) ได้ถูกใช้มาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1990 ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลายในทางการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital signal processing) และการประมวลผลภาพ (Image processing) โดยเฉพาะการแปลงเวฟเล็ทแบบดิสครีต (Discrete wavelet transform) โดยทั่วไปมักใช้เทคนิคการแปลงเวฟเล็ทการวิเคราะห์สัญญาณทางเวลา (Time domain analysis) เพื่อที่จะวิเคราะห์สัญญาณทางไฟฟ้าในช่วงสภาวะเวลาคงตัว (Steady state) และวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

Mallat และ Meyer [6] ได้นำเสนอการแปลงเวฟเล็ทเพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบหลายความละเอียด (Multi-resolution) ในหลาย ๆ ปีต่อมา I. Daubechies [7] ได้ค้นพบเวฟเล็ทชนิดออร์โทโกนอล (orthogonal wavelet) และต่อมাত্রะกุลเวฟเล็ทของ Daubechies ได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในการประยุกต์ใช้ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ได้แก่ การบีบอัดสัญญาณ (Signal compression) การกำจัด

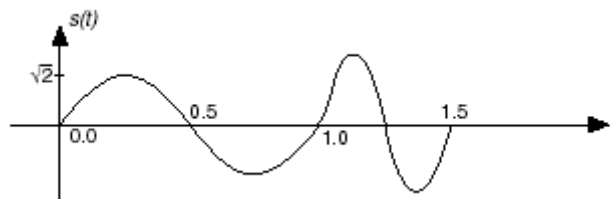
สัญญาณรบกวน (Denoising) การตรวจจับความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous detection) การจำแนกสัญญาณ (Classification or fusion) และการแยกส่วนประกอบสัญญาณ (Decomposition) คุณลักษณะเวฟเลทชนิดออร์โทโกนอล (orthogonal wavelet) คือสามารถเอาเฉพาะส่วนที่สำคัญ (Non-redundant) ของสัญญาณมาสร้างสัญญาณกลับ (Reconstruction) มาให้เหมือนต้นฉบับได้ [7] เวฟเลทชนิดออร์โทโกนอลที่ใช้กันอย่างแพร่หลายได้แก่ Daubechies, Morlets, Coiflets และ Symlets

ข้อดีของการแปลงเวฟเลทก็คือ มีความแม่นยำ (Accuracy) โดยไม่เสียความเร็วในการคำนวณ และมีเสถียรภาพในการคำนวณเชิงเลข (Numerical stability) ที่ดีซึ่งเหมาะกับการประยุกต์ใช้ในระบบเครื่องมือวัด [8] ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการตรวจจับความบกพร่องในโดเมนทางเวลาของสัญญาณออกจากหัวบันทึกที่เป็นผลตอบสนองต่อสนามแม่เหล็ก เช่นการกระโดดของสัญญาณ (Glitch) หรือสัญญาณรบกวนในระดับต่ำๆโดยใช้เทคนิคการแปลงเวฟเลท ซึ่งมีความเหมาะสมที่จะตรวจจับความบกพร่องนี้ เพื่อเป็นประโยชน์ใช้ในเชิงของการเพิ่มเสถียรภาพให้หัวบันทึกดังที่จะกล่าวต่อไป

3.2 หลักการของการแปลงเวฟเลท

ถ้าหากพิจารณาสัญญาณ $s(t)$ ในภาพที่ 3.1 จะสามารถรู้ข้อมูล (information) ของสัญญาณภายใน 1 ไซเคิล เช่น รู้ค่าคาบเวลาทั้งหมด (time span) ของหนึ่งไซเคิล ซึ่งสามารถนำข้อมูลเพียงแค่ 1 ไซเคิลนี้มาคำนวณหาความถี่ของสัญญาณได้จาก [9]

$$f = \frac{1}{\text{time span of one circle}} \quad (3.1)$$



ภาพที่ 3.1 ผลรวมของสัญญาณ sine สองสัญญาณต่อกัน
 $s(t) = 1\text{Hz } 0 \leq t \leq 1 \text{ and } 2\text{Hz } 1 \leq t \leq 1.5$

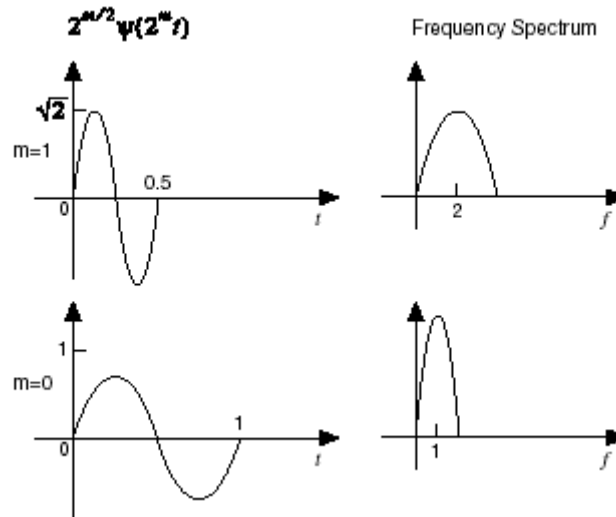
จากสมการ (3.1) พบว่าค่าความถี่มีแนวโน้มสูงขึ้น เมื่อคาบเวลาลดลง ดังนั้นเมื่อแทนค่าด้วยฟังก์ชันไซน์ (sinusoid) ที่มีลักษณะความยาวเชิงซ้อนไม่จำกัด (infinity-long complex) ทำให้สามารถใช้เพียงสัญญาณไซน์ หนึ่งไซเคิล หรือ ใช้เป็นเวฟเลทในการวัดและวิเคราะห์สัญญาณ $s(t)$ ได้ เมื่อใช้เวฟเลท $\psi(t)$ ในการวิเคราะห์สัญญาณ $s(t)$ ที่เป็นสัญญาณไซน์ใน 1 ไซเคิลได้ผลดังภาพที่ 3.2

$\psi(t)$ มีค่าคาบเวลา (T) เท่ากับ 1 s ความถี่ของ $\psi(t)$ มีค่า 1 Hz ซึ่งสามารถเปรียบเทียบกับกับการวิเคราะห์ฟูริเยร์ (Fourier analysis) ในเชิงของการกระทำแบบ inner product ดังนี้

$$W_{m,n} = \int_T s(t)\psi(t)dt \quad (3.2)$$

โดยที่ $W_{m,n}$ คือสัมประสิทธิ์ของการแปลงเวฟเลท

$\psi_{m,n}(t)$ เป็นฟังก์ชันหลัก (elementary function) ของการแปลงเวฟเลท



ภาพที่ 3.2 เวฟเล็ท

ซึ่งสามารถหา $\psi_{m,n}(t)$ ได้จาก

$$\psi_{m,n}(t) = 2^{m/2} \psi(2^m(t - n2^{-m})) \quad (3.3)$$

โดยที่ m, n เป็นจำนวนเต็ม

เมื่อเพิ่มค่า n จะเป็นการเลื่อน $\psi_{m,n}(t)$ ไปตามแกนเวลา

เมื่อเพิ่มค่า m จะเป็นการบีบ (compress) ระยะเวลา (time duration) ซึ่งเป็นการเพิ่มค่าตำแหน่งกลางของความถี่และแบนด์วิดธ์ของฟังก์ชัน $\psi(t)$ พิจารณาให้พารามิเตอร์ m เป็นตัวคูณสเกล (scale factor) และ 2^{-m} เป็น ขั้นตอนสุ่มสัญญาณ (sampling step) ดังนั้นในทำนองเดียวกันพบว่าระยะเวลามีค่าสั้นลง ขั้นตอนสุ่มสัญญาณ (time sampling step) มีค่าเล็กลง ถ้าสมมุติว่าตำแหน่งกลางของความถี่ของ $\psi(t)$ คือ ω_0 ตำแหน่งกลางของความถี่ $\psi_{m,n}(t)$ คือ $2^m \omega_0$ ผลที่ตามมาคือสามารถปรับตัวคูณสเกล m เพื่อที่จะวัดหาตำแหน่งความถี่ที่แตกต่างกันในแต่ละส่วนประกอบของความถี่สัญญาณได้ หรือกล่าวได้อย่างหนึ่งว่าเมื่อทำการเพิ่มตัวคูณสเกล m จะทำให้ตำแหน่งกลางของแบนด์วิดธ์ความถี่ของเวฟเล็ทมีค่าเพิ่มเป็น 2^m

จากภาพที่ 3.3 ถ้า $m = n = 0$ ที่ตำแหน่งนี้ $\psi(t)$ และ $s(t)$ จะอยู่ตรงตำแหน่ง $t = 0$ จากสมการ (3) เปรียบเทียบ $\psi(t)$ กับ $s(t)$ เมื่อ $0 \leq t \leq 1$ พบว่าที่ตำแหน่งนี้ $W_{0,0} = 1$ เมื่อทำการเลื่อน $\psi(t)$ ไปยังวินาทีถัดไป ที่ $n = 1$ และเปรียบเทียบกับ $s(t)$ เมื่อ $1 \leq t \leq 2$ จะเห็นว่าที่ตำแหน่งนี้ $W_{0,1} = 0$

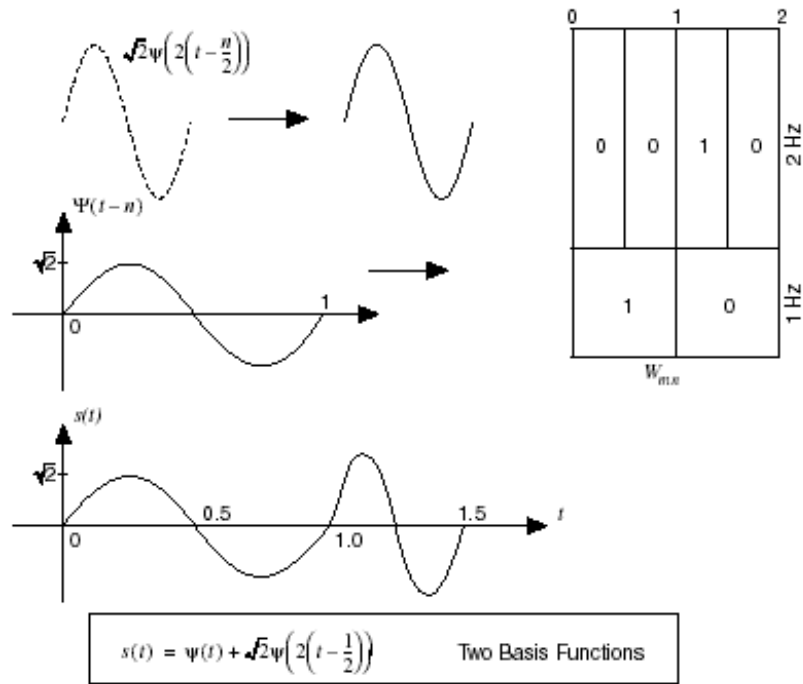
เมื่อบีบ $\psi(t)$ ให้อยู่ในช่วง 0 วินาทีถึง 0.5 วินาที $m = 1$ และทำตามขั้นตอนที่แล้วโดยให้ขั้นตอนการเลื่อนเวลา (time shift step) เป็น 0.5 จะได้ผลเป็น $W_{1,0} = 0$ $W_{1,1} = 0$ $W_{1,2} = 1$ $W_{1,3} = 0$

การบีบ $\psi(t)$ ทำได้โดยการเพิ่มตัวคูณสเกล m และลดขั้นตอนการเลื่อนเวลาเป็น 2^{-m} เพื่อที่จะทดสอบสัญญาณ $s(t)$ ไปเรื่อยๆ ในกระบวนการนี้เรียกว่าการแปลงเวฟเล็ท (Wavelet transform)

$\psi(t)$ เรียกว่าเวฟเล็ทแม่ (Mother wavelet) เพราะว่าเป็นเวฟเล็ทตัวที่แตกต่าง สำหรับวัดสัญญาณ $s(t)$ และเป็นเวอร์ชันที่ขยายออกไปจากเดิม

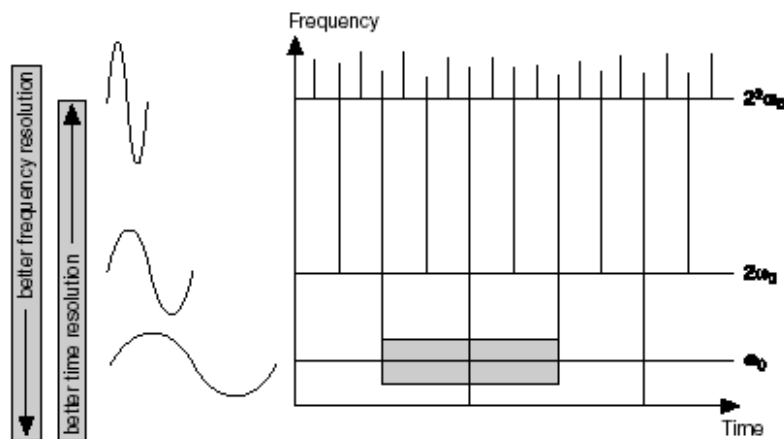
ผลของการเปรียบเทียบ $W_{m,n}$ แต่ละครั้งเรียกว่าสัมประสิทธิ์การแปลงเวฟเล็ท (Wavelet Coefficient)

ดัชนี (Index) m และ n เรียกว่าเป็นตัวบ่งชี้สเกลและตัวบ่งชี้เวลา ตามลำดับ ซึ่งเป็นตัวชี้ที่เอาไว้อธิบายพฤติกรรมของสัญญาณบริเวณที่มีการเชื่อมต่อระหว่างโดเมนเวลากับสเกล (Joint time-scale domain)



ภาพที่ 3.3 กระบวนการแปลงเวฟเล็ท

ภาพที่ 3.4 พบว่าการแปลงเวฟเล็ท สามารถที่เปลี่ยนจากสเกลไปเป็นความถี่ได้ ดังนั้น $W_{m,n}$ ก็สามารถนำมาแสดงให้เห็นถึงสัญญาณในการเชื่อมต่อระหว่างโดเมนเวลากับโดเมนความถี่ได้เช่นกัน (joint-time and frequency domain) ได้ ตัวอย่างดังภาพที่ 3.4 ซึ่งเมื่อพิจารณาจาก wavelet coefficient พบว่าที่เวลา $0 \leq t \leq 1$ ความถี่ของ $s(t)$ มีค่าเป็น 1 Hz และ ที่เวลา $1 \leq t \leq 1.5$ ความถี่ของ $s(t)$ มีค่าเป็น 2 Hz



ภาพที่ 3.4 ตารางการสุมเวลาของการแปลงเวฟเล็ท

การประยุกต์ใช้การแปลงเวฟเล็ทโดยส่วนมากเพื่อในการหาความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณ ได้แก่ สัญญาณกระโดด (Jump) สัญญาณกระชาก (Spike) และสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องหรือไม่เรียบ ซึ่งสัญญาณเหล่านี้มีลักษณะการเกิดที่ไม่ซ้ำกัน (Non periodic) ซึ่งตรวจพบง่ายในโดเมนของเวฟเล็ท (Wavelet domain)

3.3 การแปลงเวฟเล็ทแบบดิสกรีต (Discrete wavelet transform, DWT) [9]

3.3.1 เฟรมและออร์โทโกนอลเวฟเล็ท (Frames and orthogonal wavelet bases)

ฟังก์ชันของเวฟเล็ทนิยามได้โดย

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (3.4)$$

เมื่อ a คือ ตัวบ่งชี้สเกล (Scale index) b คือตัวบ่งชี้ตำแหน่ง และ $\psi(t)$ คือ ฟังก์ชันเวฟเล็ทแม่ (mother wavelet)

การแปลงเวฟเล็ทของสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous time signal) ได้ถูกทำให้เป็นสัญญาณที่มีการสุ่มค่า (Discrete) โดยใช้ค่าสุ่มของพารามิเตอร์ a เป็นตัวแสดงรายละเอียดสัญญาณ (Dilation) พารามิเตอร์ b เป็นตัวเลื่อนตำแหน่งสัญญาณ (Translation) ซึ่งทำให้เกิดเป็นฟังก์ชันดิสกรีตเวฟเล็ทดังนี้

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi\left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right) \quad (3.5)$$

เมื่อ จำนวนเต็ม m และ n เป็นตัวควบคุมการแสดงรายละเอียดและควบคุมการเลื่อนตำแหน่งของเวฟเล็ทตามลำดับ

a_0 คือ พารามิเตอร์แสดงรายละเอียด มีค่ามากกว่า 1

b_0 คือ พารามิเตอร์แสดงตำแหน่งจะต้อง มีค่ามากกว่า 0

ลำดับขั้นในการเลื่อนหาได้จาก $b = b_0 a_0$ ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าสเกลของเวฟเล็ท a_0 การแปลงเวฟเล็ทของสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา $x(t)$ โดยใช้ดิสกรีตเวฟเล็ทในรูปแบบของสมการ (3.5) คือ

$$T_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{1}{a_0^{m/2}} \psi(a_0^{-m} t - nb_0) dt \quad (3.6)$$

ซึ่งสามารถอธิบายในรูปของ inner product ได้ดังนี้

$$T_{m,n} = \langle x, \psi_{m,n} \rangle \quad (3.7)$$

เมื่อ $T_{m,n}$ คือ ค่าในการแปลงดิสกรีตเวฟเล็ทซึ่งอยู่ในตำแหน่งสเกลกริด (grid) ของดัชนี m และ n .

โดยทั่วไปค่า $T_{m,n}$ คือกลุ่มสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ท (Wavelet coefficients) หรือกลุ่มสัมประสิทธิ์แสดงรายละเอียด (Detail coefficients) กรอบหรือเฟรม (Frame) ของเวฟเล็ทได้ถูกสร้างขึ้นโดยการสุ่มของค่าเวลาที่เป็นแบบดิสกรีต (discrete sampling) และพารามิเตอร์สเกลของการแปลงเวฟเล็ทแบบต่อเนื่อง (Continuous wavelet) หรือ CWT ค่าพลังงาน (Energy) ของสัมประสิทธิ์เวฟเล็ทต้องอยู่ในขอบเขตของพลังงานของสัญญาณต้นฉบับ ได้แก่

$$AE \leq \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |T_{m,n}|^2 \leq BE \quad (3.8)$$

เมื่อ $T_{m,n}$ คือ สัมประสิทธิ์เวฟเลทแบบดิสกรีต

A และ B คือ เขตของเฟรม

E คือ พลังงานของสัญญาณต้นฉบับ หาได้จากสมการที่ (3.9) และกำหนดให้สัญญาณ $x(t)$ มีค่าพลังงานที่มีขอบเขต

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \|x(t)\|^2 \quad (3.9)$$

ค่าของขอบเขตเฟรม A และ B ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ a_0 และ b_0 ซึ่งถูกใช้ในการวิเคราะห์และใช้ในฟังก์ชันของเวฟเลท ถ้า $A = B$ จะมีสมการในการสร้างสัญญาณกลับ (Reconstruction) ดังนี้

$$x(t) = \frac{1}{A} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n} \psi_{m,n}(t) \quad (3.10)$$

โดยที่ $A (= B) > 1$ จะมีจำนวนเฟรมที่มากเกินไป เมื่อ $A = B = 1$ ตระกูลของเวฟเลทจะถูกนิยามให้อยู่ในเกณฑ์ของออร์โธนอร์มอล (Orthonormal) ถ้า A ไม่เท่ากับ B มีสมการในการสร้างสัญญาณกลับคือ

$$x'(t) = \frac{2}{A+B} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n} \psi_{m,n}(t) \quad (3.11)$$

เมื่อ $x'(t)$ คือการสร้างสัญญาณกลับที่ต่างจากสัญญาณต้นฉบับ $x(t)$ โดยที่มีค่าผิดพลาด (Error) ขึ้นอยู่กับค่าขอบเขตของเฟรม โดยทั่วไปจะมีค่าผิดพลาดต่ำจะและยอมรับได้เมื่อ B/A มีค่าใกล้กับ 1

โดยทั่วไปมักจะเลือกค่า $a_0 = 2$ และ $b_0 = 1$ ซึ่งจะทำให้มีประสิทธิภาพในการแปลงเป็นดิสกรีตดีที่สุด เมื่อแทนค่า $a_0 = 2$ และ $b_0 = 1$ ไปยัง (3.5) ซึ่งพบว่าเวฟเลทแบบ dyadic grid สามารถเขียนได้เป็น

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \psi\left(\frac{t - n2^m}{2^m}\right) \quad (3.12)$$

หรือเขียนในรูปที่กระชับขึ้นคือ

$$\psi_{m,n}(t) = 2^{-m/2} \psi(2^{-m}t - n) \quad (3.13)$$

จะทำให้เวฟเลทแบบ dyadic grid กลายเป็นออร์โธนอร์มอล พลังงานมีค่าเป็น 1 ซึ่งเขียนได้โดย

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_{m,n}(t) \psi_{m',n'}(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{if } m = m' \text{ and } n = n' \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.14)$$

หมายความว่าข้อมูลที่ถูเก็บใน $T_{m,n}$ ทุกตำแหน่งจะไม่ซ้ำกัน และสามารถสร้างสัญญาณกลับโดยไม่ต้องใช้ข้อมูลมาก (non redundancy) เมื่อ $m = m'$ และ $n = n'$ ผลของอินทิกรัลให้ค่าพลังงานของฟังก์ชันเท่ากับ

1 เมื่อเวฟเล็ทชนิดออร์โธนอร์มอล (orthonormal wavelet) มีเฟรมในช่วง $A = B = 1$ และมีลักษณะเป็นออร์โธนอร์มอล ทำให้การคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ทำได้รวดเร็วขึ้น (Fast computer algorithm) เมื่อใช้สมการ (3.12) ซึ่งเป็นเวฟเล็ทแบบ dyadic grid ดังนั้นการแปลง DWT สามารถเขียนได้เป็น

$$T_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{m,n}(t) dt \quad (3.15)$$

เมื่อกำหนดให้ $\psi_{m,n}(t)$ เป็นไปตามกฎเกณฑ์ของเวฟเล็ทแบบออร์โธนอร์มอล ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณกลับในรูปของสัมประสิทธิ์เวฟเล็ท $T_{m,n}$ โดยใช้การแปลงกลับเวฟเล็ทแบบดิสกรีต (inverse discrete wavelet transform) ดังนี้

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n} \psi_{m,n}(t) \quad (3.16)$$

ซึ่งจริงๆ แล้วมีรูปแบบเหมือนสมการที่ (3.10) โดยที่ $A = 1$ เนื่องจากความเป็นออร์โธนอร์มอลของเวฟเล็ทที่ใช้ สมการที่ (3.16) มักพบเห็นบ่อยๆ ในรูปของ inner product ดังนี้

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \langle x, \psi_{m,n} \rangle \psi_{m,n}(t) \quad (3.17)$$

ซึ่งจะเห็นโดยชัดเจนว่าเป็นการรวมกันของกระบวนการแยกส่วนประกอบสัญญาณ (Signal decomposition) และการสร้างสัญญาณกลับ (Signal reconstruction) จาก $x(t)$ ไปยัง $T_{m,n}$ ผ่านทาง inner product $\langle x, \psi_{m,n}(t) \rangle \psi_{m,n}(t)$ แล้วกลับไปยัง $x(t)$ ผ่านการรวมแบบไม่จำกัด (Infinite summation) ในทำนองเดียวกันเมื่อ $A = B = 1$ สมการที่ (3.8) ซึ่งเป็นสมการพลังงานของสัญญาณสามารถเขียนได้เป็น

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |T_{m,n}|^2 \quad (3.18)$$

3.3.2 ฟังก์ชันสเกล (The scaling function)

ในดิสกรีตเวฟเล็ทแบบ dyadic grid ประกอบไปด้วยฟังก์ชันสเกลและสมการแสดงรายละเอียด (dilation) ในส่วนของฟังก์ชันสเกลเป็นการรวมกันของส่วนเรียบของสัญญาณ (Smoothing of signal) และมีรูปแบบเช่นเดียวกันกับเวฟเล็ทซึ่งกำหนดโดย

$$\phi_{m,n}(t) = 2^{-m/2} \phi(2^{-m}t - n) \quad (3.19)$$

ซึ่งมีคุณสมบัติ

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_{0,0}(t) dt = 1 \quad (3.20)$$

โดยที่ $\phi_{0,0}(t) = \phi(t)$ ถูกอ้างอิงให้เป็นฟังก์ชันเวฟเล็ทพ่อ (father wavelet) เช่นเดียวกับเวฟเล็ทแม่ (mother wavelet) ซึ่งฟังก์ชันสเกลสามารถทำคอนโวลูชัน (convolution) กับสัญญาณ เพื่อสร้างสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า (approximation coefficients) ดังนี้

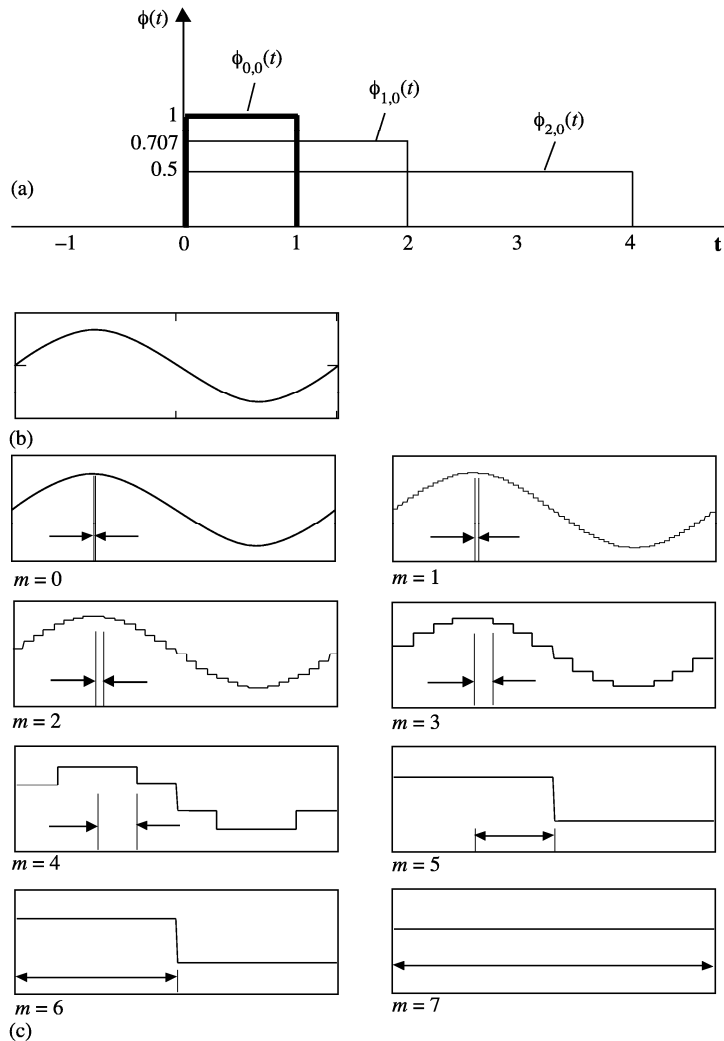
$$S_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \phi_{m,n}(t) dt \quad (3.21)$$

จาก (3.19), (3.20) and (3.21) สามารถเห็นได้ว่า สัมประสิทธิ์โดยประมาณ หาได้โดยการให้ค่านำหนักของค่าเฉลี่ยคูณด้วย $2^{m/2}$ ค่าสัมประสิทธิ์โดยประมาณที่สเกล m สามารถเขียนได้โดย

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{m,n} \phi_{m,n}(t) \quad (3.22)$$

เมื่อ $X_m(t)$ คือสัญญาณที่ถูกทำให้เรียบ (smooth) เป็นเวอร์ชันของสัญญาณ $x(t)$ ที่สเกล m

ตัวอย่างการประมาณค่าสัญญาณ $x(t)$ ที่สเกลต่ำ โดยที่ $m = 0 - 7$ ดังรูปที่ (a) แสดงการใช้สัญญาณสี่เหลี่ยม (block pulse) เป็นฟังก์ชันสเกล ที่ตัวชี้สเกล (scale index) 0 และตัวชี้ตำแหน่ง (location index) 0 $\phi_{0,0}(t) = \phi(t)$ เป็นการคอนโวลูชันสัญญาณสี่เหลี่ยมกับสัญญาณหลัก (สมการที่ (3.21))



ภาพที่ 3.5 การประมาณค่าความเรียบของรูปคลื่นไซน์โดยใช้ฟังก์ชันสเกลเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

- (a) ฟังก์ชันของสัญญาณสี่เหลี่ยมแสดงที่สเกล 1 (ตัวชี้สเกล $m = 0$) และตำแหน่ง $n = 0$ ได้แก่ $\phi_{0,0}(t)$ (เส้นทึบ) ร่วมกับรายละเอียดของตัวเองที่ตำแหน่งนั้น
- (b) รูปคลื่นไซน์ 1 คาบ
- (c) การเพิ่มสเกลในการประมาณค่าสัญญาณเรียบ $x_m(t)$ ของรูปคลื่นไซน์ ความกว้างของ $\phi_{m,n}(t)$ ที่ตัวชี้สเกล m ซึ่งแสดงความกว้างโดยลูกศร

ภาพที่ 3.5 (b) แสดงรูปคลื่นไซน์ 1 คาบ เป็นสัญญาณ $x(t)$ อยู่ภายในกรอบ ภาพที่ 3.5 (c) แสดงการประมาณค่าสัญญาณไซน์โดยสมการ (3.21) และ (3.22) โดยที่ scaling function ปรับให้อยู่ในย่านของความกว้าง 2⁰ ถึง 2⁷ ซึ่งแสดงความกว้างโดยลูกศร สมการที่ (3.21) คำนวณหา $S_{m,n}$ ซึ่งเมื่อใช้ฟังก์ชันสเกลแบบสี่เหลี่ยม (block scaling function) จะเป็นการเฉลี่ยโดยน้ำหนักของสัญญาณตลอดความกว้างของพัลส์ ค่าสัมประสิทธิ์โดยประมาณของสัญญาณจะถูกใช้ในสมการที่ (3.22) เพื่อประมาณค่าของสัญญาณ ที่สเกลของหน้าต่าง 2⁷ เป็นค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นไซน์ซึ่งก็คือ 0 เมื่อลดสเกลลงรูปร่างของสัญญาณดูเหมือนว่าจะเหมือนต้นฉบับ ฟังก์ชันที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีนี้ก็คือฟังก์ชันของเวฟเลตชนิด Haar นั้นเอง ซึ่งสามารถแทนสัญญาณ $x(t)$ ได้โดยการรวมกันระหว่างสัมประสิทธิ์การประมาณค่า (approximation coefficients) และสัมประสิทธิ์เวฟเลต (wavelet (detail) coefficients) หรือสัมประสิทธิ์รายละเอียด ดังนี้

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{m_0,n} \phi_{m_0,n}(t) + \sum_{m=-\infty}^{m_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n} \psi_{m,n}(t) \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) พบว่าเป็นการรวมกันระหว่าง ค่าโดยประมาณของตัวสัญญาณเองที่ตำแหน่งสเกล m_0 กับ รายละเอียดสัญญาณ จากสเกล m_0 ลดลงไปยัง $-\infty$ ซึ่งรายละเอียดสัญญาณที่สเกล m คือ

$$d_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n} \psi_{m,n}(t) \quad (3.24)$$

ดังนั้น สามารถเขียนสมการ (3.23) ใหม่ได้ดังนี้

$$x(t) = x_{m_0}(t) + \sum_{m=-\infty}^{m_0} d_m(t) \quad (3.25)$$

จากสมการนี้แสดงว่า

$$x_{m-1}(t) = x_m(t) + d_m(t) \quad (3.26)$$

ซึ่งสามารถบอกได้ว่าถ้าหากรวมรายละเอียดสัญญาณ (signal detail) ไปที่สเกลใดๆ (index m) เพื่อประมาณค่าสัญญาณที่สเกลนั้น ๆ จะเป็นการเพิ่มความละเอียดของสัญญาณที่ตำแหน่งสเกลนั้นด้วย ซึ่งเรียกว่าเป็นการแทนสัญญาณแบบหลายความละเอียด (Multi-resolution representation)

3.3.3 สมการสเกล (The scaling equation)

สามารถอธิบายฟังก์ชันสเกล $\phi(t)$ ในรูปแบบของเทอมย่อและการเลื่อนในตัวเองดังนี้

$$\phi(t) = \sum_k c_k \phi(2t - k) \quad (3.27)$$

เมื่อ $\phi(2t - k)$ คือเวอร์ชันย่อของ $\phi(t)$ เลื่อนไปตามแกนเวลาเป็นขั้น ๆ จำนวนเต็ม k และคูณด้วยแฟคเตอร์สัมประสิทธิ์สเกล C_k .

การหาคำตอบของฟังก์ชันสเกล $\phi(t)$ พิจารณาเฉพาะในกรณีรองรับแบบคอมแพคต์ (compact support) ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ที่ไม่ใช่ 0 และมีความยาวที่แน่นอน เมื่อทำการอินทิเกรตทั้งสองข้างของสมการ (3.27) สัมประสิทธิ์สเกลจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขคือ

$$\sum_k c_k = 2 \quad (3.28)$$

ในการทำงานเดียวกัน เพื่อที่จะสร้างให้สมการเป็นออร์โทโกนอลจะต้องมีเงื่อนไขคือ

$$\sum_k c_k c_{k+2k'} = \begin{cases} 2 & \text{if } k' = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.29)$$

สมการเวฟเล็ตคือ

$$\psi(t) = \sum_k (-1)^k c_{1-k} \phi(2t - k) \quad (3.30)$$

พิจารณาเฉพาะในกรณีนี้ compact support ที่มีจำนวนสัมประสิทธิ์สเกล N_k ที่แน่นอน ซึ่งสามารถกำหนดฟังก์ชันเวฟเล็ตได้ดังนี้

$$\psi(t) = \sum_k (-1)^k c_{N_k-1-k} \phi(2t - k) \quad (3.31)$$

สามารถเขียนสัมประสิทธิ์ให้กระชับขึ้นดังนี้

$$b_k = (-1)^k c_{N_k-1-k} \quad (3.32)$$

เมื่อ ผลรวมของสัมประสิทธิ์ b_k คือ 0

แทนค่าในสมการที่ (3.31)

$$\psi(t) = \sum_{k=0}^{N_k-1} b_k \phi(2t - k) \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.19) และ (3.28) และจากการตรวจสอบตัวชี้สเกล $m+1$ พบว่า สมการ (3.34) นี้เป็นจริงที่ค่า m ใดๆ

$$2^{-(m+1)/2} \phi\left(\frac{t}{2^{m+1}} - n\right) = 2^{-m/2} 2^{-1/2} \sum_k c_k \phi\left(\frac{2t}{2 \times 2^m} - 2n - k\right) \quad (3.34)$$

สามารถเขียนให้สั้นลงได้ดังนี้

$$\phi_{m+1,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_k \phi_{m,2n+k}(t) \quad (3.35)$$

นั่นคือฟังก์ชันสเกลที่สเกลใดๆ คือส่วนประกอบของฟังก์ชันสเกลที่เลื่อนไปยังตำแหน่งสเกลที่เล็กลงคูณด้วยสัมประสิทธิ์สเกล ซึ่งหาได้จาก

$$\psi_{m+1,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_k \phi_{m,2n+k}(t) \quad (3.36)$$

3.3.4 การแปลงเวฟเล็ตแบบเร็ว (Fast wavelet transform ,FWT)

จากสมการ (3.21) พบว่าสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า (approximation coefficient) ที่สเกล $m+1$ หาได้จาก

$$S_{m+1,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \phi_{m+1,n}(t) dt \quad (3.37)$$

เมื่อใช้สมการ (3.34) สามารถเขียนได้เป็น

$$S_{m+1,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_k \phi_{m,2n+k}(t) \right] dt \quad (3.38)$$

ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$S_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_k \left[\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \phi_{m,2n+k}(t) dt \right] \quad (3.39)$$

ผลของการอินทิเกรตในวงเล็บสี่เหลี่ยมให้สัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า $S_{m,2n+k}$ ในแต่ละค่า k สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$S_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_k S_{m,2n+k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_{k-2n} S_{m,k} \quad (3.40)$$

ดังนั้นสามารถสร้างสัมประสิทธิ์สเกลที่ตำแหน่งสเกล $m + 1$ ได้โดยใช้ตำแหน่งสเกลก่อนหน้านี้ ในทำนองเดียวกันสามารถหาสัมประสิทธิ์เวฟเล็ตได้จากสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่าที่สเกลก่อนหน้านี้โดยจัดสัมประสิทธิ์สเกล b_k ใหม่ดังนี้

$$T_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_k S_{m,2n+k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_{k-2n} S_{m,k} \quad (3.41)$$

ถ้าหากทราบ $S_{m,n}$ ที่สเกล m_0 ดังนั้นสามารถประยุกต์สมการ (3.40) และ (3.41) เพื่อสร้างสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า (approximation) และ สัมประสิทธิ์รายละเอียด (detail) ที่สเกลใดๆ ที่มากกว่า m_0 ได้ อัลกอริทึมในการแยกส่วนประกอบ (Decomposition algorithm) นี้คือส่วนแรกของการแปลงเวฟเล็ตแบบเร็ว (Fast wavelet transform) การกระทำซ้ำๆ กับสมการที่ (3.40) และ (3.41) ตามลำดับเป็นการกรองสัญญาณความถี่สูง (Highpass filter) การกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (Lowpass filter) ของสัญญาณอินพุต ($S_{m,2n+k}$) ซึ่งจะได้สัญญาณออก $S_{m+1,n}$ และ $T_{m+1,n}$

เวกเตอร์ประกอบไปด้วย $(1/\sqrt{2})c_k$ และ $(1/\sqrt{2})b_k$ แทนตัวกรองสัญญาณซึ่ง $(1/\sqrt{2})c_k$ คือ ตัวกรองสัญญาณความถี่ต่ำ และ $(1/\sqrt{2})b_k$ คือตัวกรองสัญญาณความถี่สูง ซึ่งก็คือรายละเอียดสัญญาณ เมื่อสร้างสัญญาณตรงข้ามกับ $S_{m,n}$ จาก $S_{m+1,n}$ และ $T_{m+1,n}$ จากสมการที่ (3.17) เมื่อ $X_{m-1}(t) = X_m(t) + d_m(t)$ สามารถขยายได้เป็น

$$x_{m-1}(t) = \sum_n S_{m,n} \phi_{m,n}(t) + \sum_n T_{m,n} \psi_{m,n}(t) \quad (3.42)$$

เมื่อใช้สมการ (3.34) และ (3.36) สามารถขยายสมการให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันสเกลที่สเกลก่อนหน้านี้คือ

$$x_{m-1}(t) = \sum_n S_{m,n} \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_k \phi_{m-1,2n+k}(t) + \sum_n T_{m,n} \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_k \phi_{m-1,2n+k}(t) \quad (3.43)$$

จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$x_{m-1}(t) = \sum_n S_{m,n} \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_{k-2n} \phi_{m-1,k}(t) + \sum_n T_{m,n} \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_{k-2n} \phi_{m-1,k}(t) \quad (3.44)$$

เป็นที่ทราบดีว่าสามารถขยาย $X_{m-1}(t)$ ในเทอมของสัมประสิทธิ์ค่าโดยประมาณ ที่สเกล $m-1$ นั่นคือ

$$x_{m-1}(t) = \sum_n S_{m-1,n} \phi_{m-1,n}(t) \quad (3.45)$$

เปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของ (3.45) กับ (3.44) ดัชนี k ที่สเกล m สัมพันธ์กับตำแหน่ง n ที่สเกล $m-1$ ตำแหน่ง k ที่ตำแหน่งสเกล m สัมพันธ์กับ n ที่ตำแหน่ง $m-1$ ในทำนองเดียวกัน ตำแหน่ง n ในสมการ (3.40) ไม่เหมือนกับตำแหน่ง n ในสมการ (3.45) โดยจะอยู่ในรูปแบบที่สอดคล้องกับสเกล m โดยมีการเว้นช่วงตำแหน่งที่ละ 2^m และอยู่ในรูปแบบที่สอดคล้องกับสเกล $m-1$ โดยมีการเว้นช่วงตำแหน่งที่ละ 2^{m-1} จะเปลี่ยนไปที่ละ 2 เท่า เมื่อใช้วิธีการทางพีชคณิตและสลับ k และ n ในสมการ (3.44) ซึ่งจำได้อัลกอริทึมในการสร้างสัญญาณกลับคือ

$$S_{m-1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_{n-2k} S_{m,k} + \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_{n-2k} T_{m,k} \quad (3.46)$$

โดยที่ใช้ k แทนตัวชี้ตำแหน่งของสัมประสิทธิ์การแปลงที่ตัวชี้สเกล m เพื่อแยกจาก n ที่เป็นตัวชี้ตำแหน่งที่ $m-1$

ค่าปัจจุบันของสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่าสามารถหาได้จากเทอมของการรวมกันระหว่างสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า (Approximation) และสัมประสิทธิ์รายละเอียด (Detail) ที่สเกล m ถัดไปซึ่งอัลกอริทึมในการสร้างสัญญาณกลับนี้คือส่วนหลังในการแปลงเวฟเลตแบบเร็ว (Fast wavelet transform) หรือ FWT จากการศึกษาที่ผ่านมา การแปลงเวฟเลตแบบเร็ว (FWT) การแปลงเวฟเลตแบบดิสกรีต (DWT) อัลกอริทึมในการแยกส่วนประกอบและสร้างกลับ (decomposition/reconstruction) การแปลงเวฟเลตแบบ fast orthogonal อัลกอริทึมแบบหลายความละเอียด (multiresolution algorithm) อัลกอริทึมแบบปิรามิด (pyramid algorithm) อัลกอริทึมแบบทรี (tree algorithm) และอื่นๆก็เป็นลักษณะเช่นเดียวกันนี้

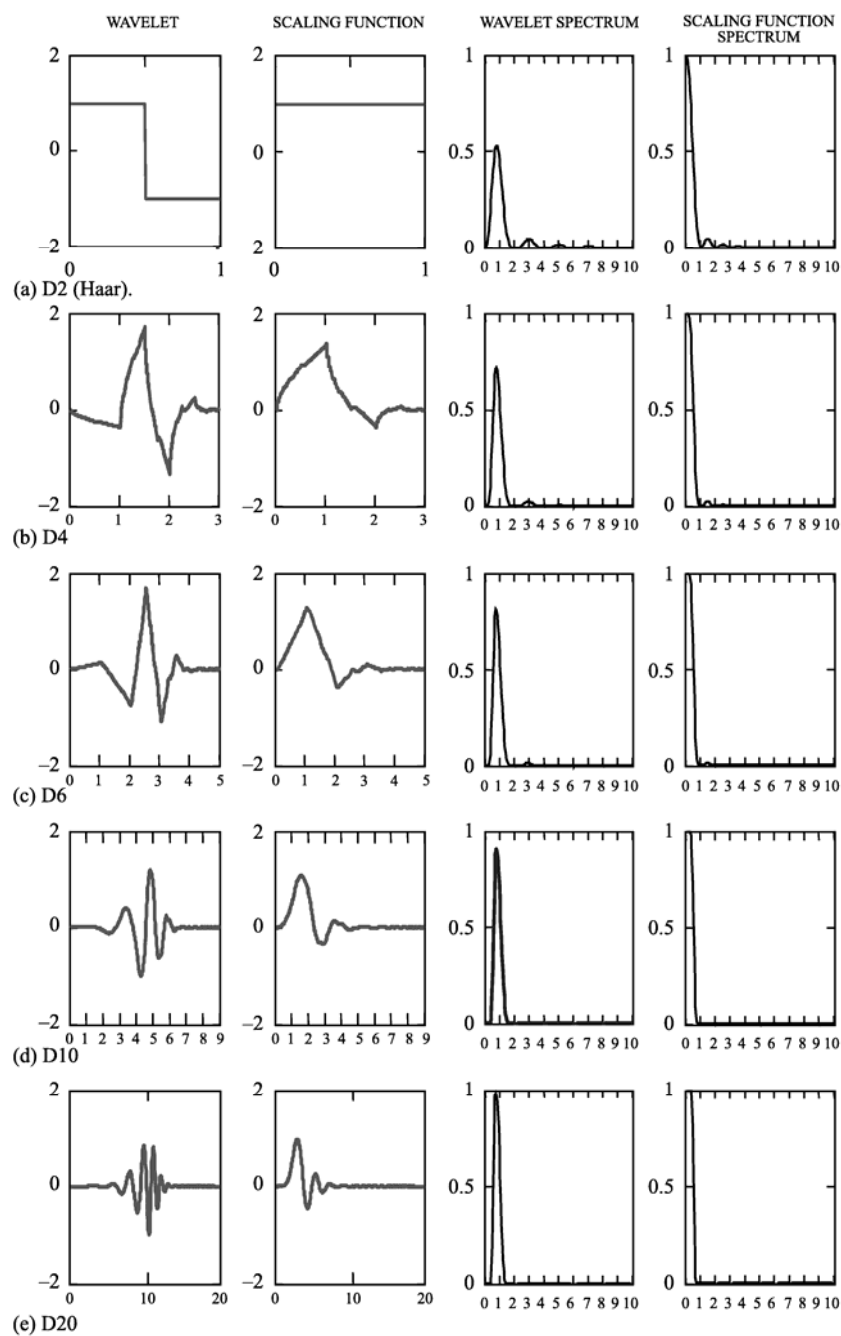
3.4 เวฟเลตชนิด Daubechies

เวฟเลตที่เป็นออร์โทโกนอลจะต้องมีเงื่อนไขดังที่กล่าวมาแล้วใน 3.3 ในทำนองเดียวกัน เวฟเลตชนิด Daubechies ที่มีลักษณะ compact support (มีจำนวน N_k ของสัมประสิทธิ์สเกลที่แน่นอน) และมีความเรียบในบางดีกรี (Degree) เพื่อให้มีลักษณะออร์โทโกนอลนั้น ความเรียบของเวฟเลตจะต้องขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของโมเมนต์ซึ่งอยู่ในรูปของสัมประสิทธิ์สเกล ดังนี้

$$\sum_{k=0}^{N_k-1} (-1)^k c_k k^m = 0 \quad (3.47)$$

ที่จำนวนเต็ม $m = 0, 1, 2, \dots, N_{k/2}-1$ ซึ่งเวฟเลตจะมี vanishing moment เท่ากับ $N_{k/2}$ เวฟเลตชนิด Daubechies สามารถแสดงคุณสมบัติของโพลีโนเมียลภายในสัญญาณได้ดี ตัวอย่าง เวฟเลตชนิด Daubechies ที่ฟังก์ชันสเกลต่างๆ แสดงในภาพที่ 3.6

ความยาวของเฟรม (Support length) ของ เวฟเลต Daubechies คือ $N_k - 1$ เช่น D2 (Haar) มี support length คือ 1 D4 มี support length คือ 3 D6 มี support length คือ 5 เป็นต้น ตัวอักษร D แทนตระกูลเวฟเลต Daubechies และตัวเลขต่อท้ายแทนด้วย จำนวนของสัมประสิทธิ์สเกล (scaling coefficients) N_k ที่ไม่ใช่ศูนย์



ภาพที่ 3.6 แสดงเวฟเล็ท Daubechies (a) D2 (b) D4 (c) D6 (d) D10 และ (e) D20 และสเปคตรัมพลังงานของฟังก์ชันสเกล

ตัวอย่างการหาสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ท D4 ทำได้ดังนี้

จากสมการ (3.27) สมการสเกลสำหรับเวฟเล็ทที่มีสัมประสิทธิ์ 4 ตัวคือ

$$\phi(t) = c_0\phi(2t) + c_1\phi(2t-1) + c_2\phi(2t-2) + c_3\phi(2t-3) \quad (3.48)$$

และจากสมการ (3.30) เพื่อให้ตรงกับฟังก์ชันเวฟเล็ทนั้นคือ

$$\psi(t) = c_3\phi(2t) - c_2\phi(2t-1) + c_1\phi(2t-2) - c_0\phi(2t-3) \quad (3.49)$$

ใช้สมการ (3.28) (3.29) และ (3.47) ในการหาค่าสัมประสิทธิ์เวฟเล็ต D4 เพื่อใช้กับสมการเวฟเล็ต จากสมการ (3.28) จะได้สมการคือ

$$c_0 + c_1 + c_2 + c_3 = 2 \quad (3.50)$$

จากสมการ (3.29) จะได้สมการคือ

$$c_0^2 + c_1^2 + c_2^2 + c_3^2 = 2 \quad (3.51)$$

และจาก (3.47) โดยที่ $m = 0$ จะได้สมการคือ

$$c_0 - c_1 + c_2 - c_3 = 0 \quad (3.52)$$

จาก (3.47) โดยปรับค่า $m = 1$ จะได้สมการคือ

$$-1c_1 + 2c_2 - 3c_3 = 0 \quad (3.53)$$

การหาคำตอบของสมการสัมประสิทธิ์ (3.50) ถึง (3.53) ทำได้โดยใช้วิธีคำนวณแบบเดิมหรือใช้วิธีคำนวณเชิงเลข (Numerical solution) เช่น วิธีของนิวตัน (Newton method) โดยเฉพาะในการหาคำตอบของกลุ่มสัมประสิทธิ์ที่มี N_k มาก [10] คำตอบของสัมประสิทธิ์สเกลตั้งแต่ D2 ถึง D20 แสดงในตารางที่ 3.1

คำตอบของค่าของสัมประสิทธิ์สเกลที่ทำให้สมการ (3.50) ถึง (3.53) เป็นจริงคือ

$$c_0 = \frac{1 + \sqrt{3}}{4} \quad c_1 = \frac{3 + \sqrt{3}}{4} \quad c_2 = \frac{3 - \sqrt{3}}{4} \quad c_3 = \frac{1 - \sqrt{3}}{4}$$

และ เนื่องจากสมการ (3.51) เป็นสมการกำลังสองจะได้คำตอบของสัมประสิทธิ์สเกลอีก 1 ชุดคือ

$$c_0 = \frac{1 - \sqrt{3}}{4} \quad c_1 = \frac{3 - \sqrt{3}}{4} \quad c_2 = \frac{3 + \sqrt{3}}{4} \quad c_3 = \frac{1 + \sqrt{3}}{4}$$

ดังนั้นคำตอบของกลุ่มสัมประสิทธิ์สเกลคือ

$$C_0 = 0.6830127 \quad C_1 = 1.1830127 \quad C_2 = 0.3169873 \quad \text{และ} \quad C_3 = -0.1830127$$

การหาค่าฟังก์ชันสเกลสามารถหาค่าได้จากค่าจากสัมประสิทธิ์ D4 ด้วยวิธีการคำนวณแบบวนรอบโดยใช้สมการ (3.48) ซึ่งในกรณีนี้เขียนใหม่ได้เป็น

$$\phi_j(t) = c_0\phi_{j-1}(2t) + c_1\phi_{j-1}(2t-1) + c_2\phi_{j-1}(2t-2) + c_3\phi_{j-1}(2t-3) \quad (3.54)$$

โดยที่ j คือ วงรอบที่ทำซ้ำ (iteration number) ดังนั้นเมื่อใส่ค่าเริ่มต้นด้วยรูปร่างของฟังก์ชันสเกลใด ๆ
เหมาะสมของ $\phi_0(t)$ จะได้ $\phi_1(t)$ หลังจากนั้นใช้ $\phi_1(t)$ จะได้ $\phi_2(t)$ ทำเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่ง
 $\phi_j(t) = \phi_{j-1}(t)$ (หรือมีค่าใกล้เคียงกันที่ยอมรับได้) เมื่อประมาณค่า $\phi(t)$ ได้แล้วก็สามารถหาเวฟเลทได้
โดยใช้สมการที่ (3.49)

ตารางที่ 3.1 สัมประสิทธิ์เวฟเลท Daubechies D2 ถึง D20

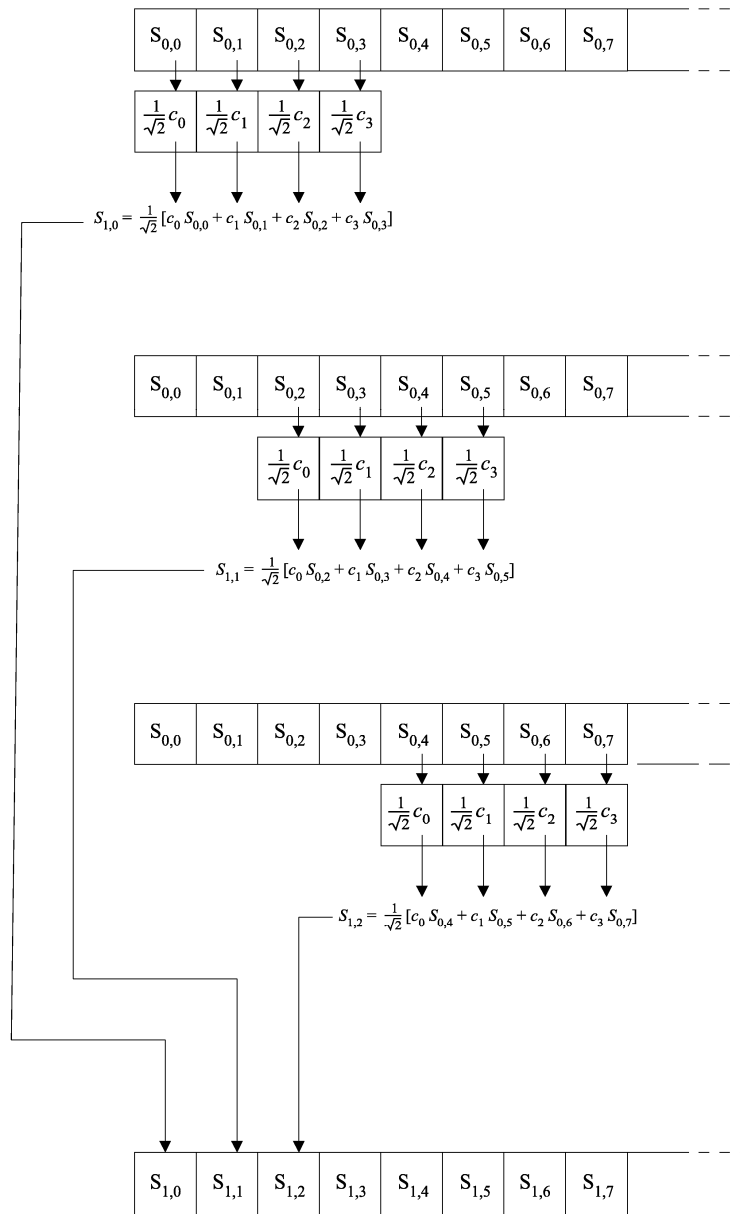
D2	-0.34265671	0.01774979	0.04345268
1	-0.04560113	6.07514995e - 4	-0.09564726
1	0.10970265	-2.54790472e - 3	3.54892813e - 4
	-0.00882680	5.00226853e - 4	0.03162417
D4	-0.01779187		-6.67962023e - 3
0.6830127	4.71742793e - 3	D16	-6.05496058e - 3
1.1830127		0.07695562	2.61296728e - 3
0.3169873	D12	0.44246725	3.25814671e - 4
-0.1830127	0.15774243	0.95548615	-3.56329759e - 4
	0.69950381	0.82781653	-5.5645514e - 5
D6	1.06226376	-0.02238574	
0.47046721	0.44583132	-0.40165863	D20
1.14111692	-0.31998660	6.68194092e - 4	0.03771716
0.650365	-0.18351806	0.18207636	0.26612218
-0.19093442	0.13788809	-0.02456390	0.74557507
-0.12083221	0.03892321	-0.06235021	0.97362811
0.0498175	-0.04466375	0.01977216	0.39763774
	7.83251152e - 4	0.01236884	-0.35333620
D8	6.75606236e - 3	-6.88771926e - 3	-0.27710988
0.32580343	-1.52353381e - 3	-5.54004549e - 4	0.18012745
1.01094572		9.55229711e - 4	0.13160299
0.89220014	D14	-1.66137261e - 4	-0.10096657
-0.03957503	0.11009943		-0.04165925
-0.26450717	0.56079128	D18	0.04696981
0.0436163	1.03114849	0.05385035	5.10043697e - 3
0.0465036	0.66437248	0.34483430	-0.01517900
-0.01498699	-0.20351382	0.85534906	1.97332536e - 3
	-0.31683501	0.92954571	2.81768659e - 3
D10	0.10084647	0.18836955	-9.69947840e - 4
0.22641898	0.11400345	-0.41475176	-1.64709006e - 4
0.85394354	-0.05378245	-0.13695355	1.32354367e - 4
1.02432694	-0.02343994	0.21006834	-1.87584156e - 5
0.19576696			

ในทางปฏิบัติไม่จำเป็นต้องคำนวณหาฟังก์ชันสเกลโดยตรง แต่สามารถใช้ค่าสัมประสิทธิ์สเกลแทน
ในอัลกอริทึมแบบหลายรายละเอียด (multi-resolution algorithm) ได้เลย โดยใช้สมการที่ (3.40) และ
(3.41) เพื่อหาสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า (approximation coefficients) ดังนี้

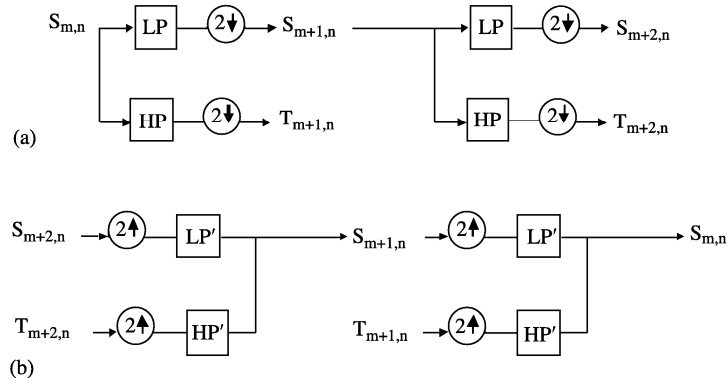
$$\begin{aligned}
 S_{m+1,n} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N_k-1} c_k S_{m,2n+k} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} [c_0 S_{m,2n} + c_1 S_{m,2n+1} + c_2 S_{m,2n+2} + c_3 S_{m,2n+3}] \\
 &= 0.483 S_{m,2n} + 0.837 S_{m,2n+1} + 0.224 S_{m,2n+2} - 0.129 S_{m,2n+3}
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

ดังนั้นส่วนประกอบแรกคือส่วนการประมาณค่าสัญญาณ หรือส่วนกรองความถี่ต่ำ (Lowpass filter) จึงได้มาจากผลคูณของสัญญาณ 4 จุดเรียงกันกับเวกเตอร์สัมประสิทธิ์สเกลทั้งสี่ค่า คือ $C_0 = 0.6830127$ $C_1 = 1.1830127$ $C_2 = 0.3169873$ และ $C_3 = -0.1830127$ แล้วเลื่อนสเกลไปตามตัวชี้สเกล m เพื่อสร้างส่วนการประมาณค่าที่สเกลถัดไปดังภาพที่ 3.7 ในทำนองเดียวกันสามารถใช้ส่วนสัมประสิทธิ์ b_k ในการหาส่วนการกรองความถี่สูง (Highpass filter) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 T_{m+1,n} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N_k-1} b_k S_{m,2n+k} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} [c_3 S_{m,2n} - c_2 S_{m,2n+1} + c_1 S_{m,2n+2} - c_0 S_{m,2n+3}] \\
 &= -0.129 S_{m,2n} - 0.224 S_{m,2n+1} + 0.837 S_{m,2n+2} - 0.483 S_{m,2n+3}
 \end{aligned} \tag{3.56}$$



ภาพที่ 3.7 แสดงกระบวนการแยกส่วนประกอบของสัญญาณ (Signal decomposition)



ภาพที่ 3.8 ไดอะแกรมการกรองสัญญาณ

(a) การกรองสัญญาณได้สัญญาณออกมา 2 ส่วนคือส่วนกรองความถี่ต่ำและส่วนกรองความถี่สูง

(b) การสร้างสัญญาณกลับ (Reconstruction)

จากภาพที่ 3.8 (a) การกรองสัญญาณโดยใช้สัมประสิทธิ์สเกลในการสร้างสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่า (Approximation coefficient) $S_{m+1,n}$ และสัมประสิทธิ์รายละเอียด (Detail coefficient) $T_{m+1,n}$ ซึ่งสามารถสร้างต่อไปได้เรื่อยๆ สัญลักษณ์ $2\downarrow$ หมายถึงเอาเฉพาะค่าที่สองของสัญญาณที่กรองแล้ว HP และ LP คือการกรองความถี่สูงและความถี่ต่ำตามลำดับ ในทางปฏิบัติตัวกรองสัญญาณจะเลื่อนไปตามตำแหน่งเวลาของสัญญาณ ดังนั้นการกรองรวมกับ $2\downarrow$ หมายถึงการข้ามไปทุก 2 ค่าของสัญญาณ (b) เป็นกระบวนการสร้างสัมประสิทธิ์การประมาณค่าโดยใช้สัมประสิทธิ์การประมาณค่ากับสัมประสิทธิ์รายละเอียดที่สเกลต่ำลงอย่างต่อเนื่อง สัญลักษณ์ $2\uparrow$ หมายถึงการเพิ่ม 0 ไปยังทุก 2 ค่าของเวกเตอร์สัญญาณเข้า ส่วน HP' และ LP' คือลำดับย้อนกลับของตัวกรองสัญญาณจากการแยกส่วนประกอบ ซึ่งทั้งรูป (a) และ (b) นั้นแสดงถึงเข้ารหัสแบบซับแบนด์ (subband coding) นั่นเอง

3.5 การหาค่าผิดพลาดในการแปลงเวฟเล็ท

ที่ผ่านมาได้มีการศึกษาเปรียบเทียบในการหาค่าผิดพลาดในการแปลงเลฟเล็ทเพื่อที่จะเลือกใช้เวฟเล็ทที่เหมาะสมในงานประมวลผลสัญญาณในรูปแบบต่างกัน [10] โดยการหาค่าเฉลี่ยกำลังสอง (Mean square Error, MSE) ดังนี้

$$MSE = \frac{\sum_{i=1}^n (f - f_e)^2}{n} \quad (3.57)$$

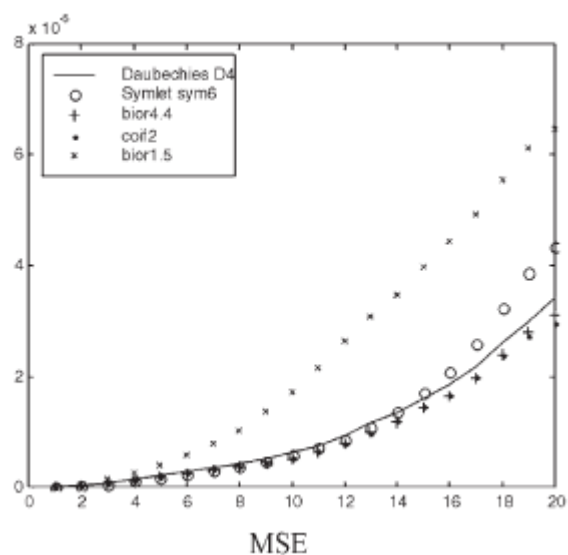
โดยที่ n คือความยาวของสัญญาณ f คือสัญญาณต้นฉบับ และ f_e คือสัญญาณที่ประมาณค่ามาจากสัญญาณสัมประสิทธิ์เวฟเล็ทซึ่งเป็นสัญญาณที่กรองเอาสัญญาณรบกวนออกแล้ว

ได้มีการจำลองการหาค่า MSE โดยใช้สัญญาณเข้าหลายๆแบบในตระกูลเวฟเล็ทที่แตกต่างกัน [11] พบว่า เวฟเล็ทที่มีค่าต่ำ MSE ต่ำสุดสำหรับสัญญาณเข้าแต่ละแบบนั้นแสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 การประมาณค่า MSE ของเวฟเล็ต

Signal	Wavelet	MSE
Step	Coiflet5	0.000861
Waves	Coiflet5	0.000077
Blip	Symmlet5	0.000304
Blocks	Coiflet5	0.000603
Bumps	Coiflet5	0.000883
Angle	Daubechies5	0.000106
Sine	Daubechies5	0.000120
Corner	Coiflet5/Symmlet5	0.000054

และจากการจำลองโดยใช้เวฟเล็ตจำนวน 35 ตระกูล [11] พบว่ากลุ่มที่มีค่าผิดพลาดต่ำสุดให้แก่ Daubechies (D4) Symmlet (Sym6) Biorthogonal (bior5.5) และ Coiflet (coif2) ดังภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 การวัดสมรรถนะของเวฟเล็ตโดยใช้ค่า MSE

ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เวฟเลตตระกูล D4 เนื่องจากอยู่ในกลุ่มที่มีค่า MSE ต่ำและเหมาะสมกับสัญญาณไซน์มากที่สุด

บรรณานุกรม

1. R. J. M. van de Veerdonk, P. J. L. Belien, K. M. Schep, J. C. S. Kools, M. C. de Nooijer, M. A. M. Gijs, R. Coehoorn, and W. J. M. de Jonge, **“1/f noise in anisotropic and giant magnetoresistive elements”**, Journal of Apply Physics, Vol.82, no.12, 1997, pp. 6152-6156,
2. A. Siritaratiwat, O. Phochai, K. Tangchaichit, R. Ung-arunyawee, R. Sivaratana, P.W. Nutter, **“Synthetic dynamic test of base line popping noise in recording heads”**, Journal of Magnetism and Magnetic Materials Vol. 316, 2007, pp. 192-194.
3. Z. Li, **“The Impact of GMR Baseline Popping Noise on the Servo Position Error Signal of a Hard Disk Drive”**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 36, No. 5, 2000, pp. 2578-2580.
4. Y. Hsu, **“Spectrum Analysis of Baseline Popping Noise in MR Heads”**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 31, No. 6, 1995, pp. 2636-2638.
5. K. B. Klaassen, X. Xing and J. C. L. Peppen, **“Broad-Band Noise Spectroscopy of GMR Read Heads”**, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 41, No. 7, 2005, pp. 2307-2317.
6. W. Sweldens, M.B. Ruskai, G. Beylkin, R. Coifman, I. Daubechies, S. Mallat, Y. Meyer, and L. Raphael, **“Wavelets and their applications and Bartlett”**, Journal of Approximation theory, Vol.74, 1993, pp. 364-365.
7. I. Daubechies, **“Orthogonal bases of compactly supported wavelets”**, Communications on pure and applied mathematics, Vol. 41, 1988, pp. 909- 916.
8. D. Giaouris and J.W. Finch, **“Denoising using wavelets on electric drive applications”**, Electric power systems research, Vol.78, 2008, pp. 559-565.
9. P. S. Addison, **The Illustrated Wavelet Transform Handbook**, IoP Publishing Ltd., 2002.
10. S. M. Ahmeda and M. Abo-Zahhad, **“A new hubrid algorithm for ECG Signal Compression Based on the Wavelet Transformation of the Linerarity Predicted Error”**, Journal of Medical Engineering&Physics, Vol. 23, 2001, pp. 117-126.
11. M. C. E. Rosas-Orea, M. Hernandez-Diaz, V. Alarcon-Aquino and L. G. Guerrero-Ojeda, **“A Comparative Simulation Study of Wavelet Based Denoising Algorithms”**, IEEE Proc. of the 15th International Conference of Electronics, Communications and Computers, 2005, pp. 125-130.

บทที่ 4

การออกแบบการวิจัย

4.1 ระบบการทดสอบไฟฟ้าสถิตสำหรับหัวบันทึก

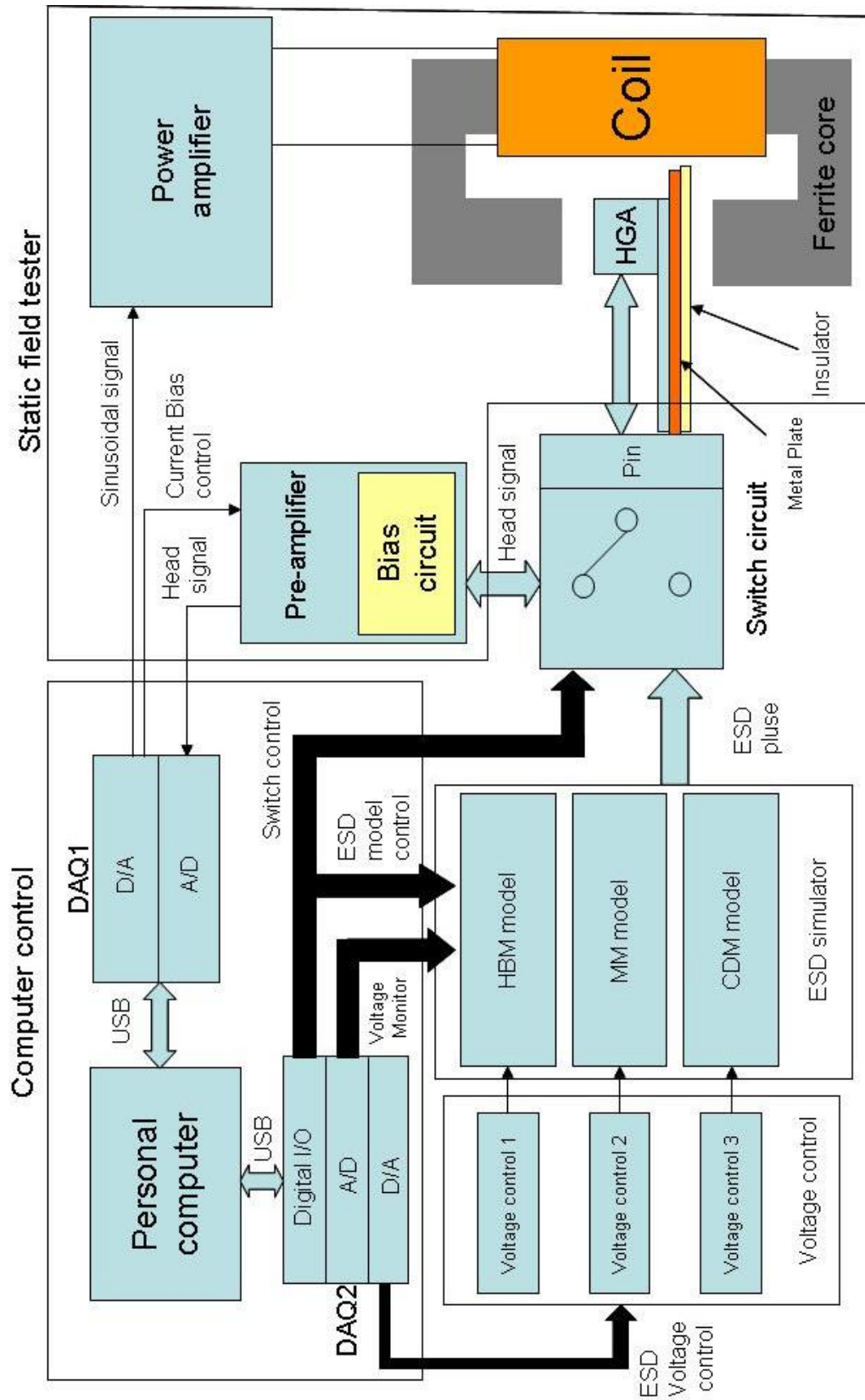
เครื่องมือทดสอบไฟฟ้าสถิตโดยทั่วไปในปัจจุบันนั้น ส่วนใหญ่มีข้อเสียคือ แบบจำลองไฟฟ้าสถิตต่าง ๆ จะแยกกันเป็นส่วน ไม่สามารถทดสอบผลของแบบจำลองอื่น ๆ ร่วมกันแบบอนุกรม (Serial ESD) ได้ โดยทดสอบได้เฉพาะแรงดันต่ำ และชั่ว R+ กับ R- เท่านั้น ถ้าจะทดสอบที่ชั่วอื่นต้องนำมาสร้างวงจรใหม่ นอกจากนี้ ชุดทดสอบสนามแม่เหล็กสถิต (Static field tester) ที่ใช้ทั่วไปใช้รูปคลื่นสนามแม่เหล็กเป็นรูปสามเหลี่ยม (Triangular) ทำให้การวิเคราะห์สัญญาณในเชิงสเปกตรัมของความถี่ไม่สามารถทำได้เนื่องจากรูปคลื่นสามเหลี่ยมเพื่อวิเคราะห์สัญญาณในเชิงสเปกตรัมของความถี่จะมีความถี่ใกล้เคียงความถี่หลักเกิดขึ้นเสมอ ทำให้ไม่สามารถทดสอบวัดสัญญาณรบกวนชนิดความถี่ต่ำที่เป็นผลมาจากสัญญาณแม่เหล็กได้ ซึ่งได้แก่สัญญาณรบกวนชนิดแปรผกผันกับความถี่ ($1/f$ noise) และ สัญญาณรบกวนที่มาจากความต้านทาน (Resistance noise) ได้

ซึ่งเครื่องทดสอบไฟฟ้าสถิตสำหรับหัวบันทึกชนิด 3 โมเดล มีข้อดีคือ สามารถทดสอบได้ที่แรงดันต่ำและแรงดันสูงในย่านตั้งแต่ 0 - 3,000 V โดยทดสอบที่ชั่วต่าง ๆ ได้ทุกชั่ว และทดสอบความคงทนของฉนวนเทียบกับฐานได้ ชุดทดสอบสนามแม่เหล็กสถิตสามารถสามารถวัดผลของสัญญาณรบกวนของหัวบันทึกที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการทดสอบไฟฟ้าสถิตได้ และแบบจำลองไฟฟ้าสถิตต่าง ๆ อยู่ร่วมกันทำให้สามารถทดสอบผลของแบบจำลองอื่น ๆ ร่วมกันแบบอนุกรมได้

การวิจัยนี้ได้ออกแบบชุดทดสอบทดสอบทางไฟฟ้าสถิตที่มีต่อหัวบันทึกของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (Hard Disk drive Recording Head) ซึ่งในระหว่างกระบวนการผลิตหัวบันทึกนั้นหัวบันทึกมีโอกาสที่จะเสียหายเนื่องจากไฟฟ้าสถิต ซึ่งเป็นการทดสอบทางไฟฟ้าสถิตด้วยแบบจำลองสามแบบในเวลาเดียวกัน (Serial ESD) หรือในเวลาต่างกัน ได้แก่ แบบจำลองการคายประจุไฟฟ้าสถิตจากมนุษย์ (Human body Model, HBM) แบบจำลองแบบจำลองการคายประจุไฟฟ้าจากเครื่องมือ (Machine Model, MM) และ แบบจำลองการคายประจุไฟฟ้าสถิตจากอุปกรณ์ (Charged Device Model, CDM) ซึ่งแบบจำลองทั้งหมดสามารถควบคุมได้โดยใช้คอมพิวเตอร์

การทำงานของเครื่องทดสอบไฟฟ้าสถิตสำหรับหัวบันทึก ชนิด 3 โมเดลดังแสดงในภาพที่ 4.1 ซึ่งประกอบไปด้วยเป็นส่วนสำคัญ 5 ส่วนได้แก่ วงจรจำลองไฟฟ้าสถิตทั้งสามแบบ (ESD simulator) วงจรควบคุมแรงดัน (Voltage control circuit) วงจรสวิตช์ควบคุมการทดสอบไฟฟ้าสถิต (Switch circuit) ส่วนทดสอบสนามแม่เหล็กสถิต (Static field tester) และส่วนคอมพิวเตอร์ควบคุมและประมวลผล (Computer control and processing)

ส่วนส่วนคอมพิวเตอร์ควบคุมและประมวลผล (Computer control and processing) ดังแสดงในภาพที่ 4.1 ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทดสอบไฟฟ้าสถิตและชุดทดสอบสนามแม่เหล็กสถิต คำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของหัวบันทึกที่ได้จากการทดสอบสนามแม่เหล็กสถิต และหาค่าสัญญาณรบกวน (Noise) ใช้เทคนิคเอาสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนมาลบสัญญาณที่ผ่านการกรองสัญญาณแล้ว (Filter) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่มีการรบกวน โดยใช้เทคนิคประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital signal processing) โดยใช้เทคนิคเวฟเล็ททรานส์ฟอร์ม (Wavelet transform) ซึ่งจะไม่มีผลเรื่องการเลื่อนของเฟสสัญญาณเหมือนเทคนิคฟิลเตอร์อื่น ๆ การวัดสเปกตรัมความถี่ (Frequency spectrum) โดยใช้เทคนิคฟาสต์ฟูริเยร์ทรานส์ฟอร์ม (Fast Fourier Transform, FFT) โดยคอมพิวเตอร์จะต่อเข้ากับการ์ดแปลงสัญญาณ 2 ชุด ได้แก่ DAQ1 ทำหน้าที่ควบคุมชุดทดสอบสนามแม่เหล็กสถิต และ DAQ2 ทำหน้าที่ควบคุมชุดทดสอบไฟฟ้าสถิต



ภาพที่ 4.1 ระบบการทดสอบหัวบันทึก [1]