



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การศึกษาผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อ
สมรรถนะของหัวบันทึกทางแม่เหล็ก

Study of Electromagnetic Field Effects on Magnetic
Recording Head Performances

โดย

ศาสตราจารย์อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร และคณะ

มีนาคม พ.ศ. ๒๕๕๖

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การศึกษาผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อ
สมรรถนะของหัวบันทึกทางแม่เหล็ก

Study of Electromagnetic Field Effects on Magnetic
Recording Head Performances

คณะผู้วิจัย

สังกัด

- | | |
|--|--------------------|
| 1. ศาสตราจารย์อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| 2. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อาคม แก้วระวัง | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| 3. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| 4. นายกฤษดา ประชุมราศรี | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| 5. นายสุชาติ โอษคลัง | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |

สนับสนุนโดย สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย
(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย และ สกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ ได้รับการสนับสนุนหลักจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้ทุนองค์ความรู้ใหม่ที่เป็นพื้นฐานต่อการพัฒนา ประจำปีงบประมาณ 2552 ตามสัญญาเลขที่ BRG5280019 และทุนสนับสนุนบางส่วนจากมหาวิทยาลัยขอนแก่น

คณะผู้วิจัยใคร่ขอขอบพระคุณ บริษัท ซีเกทเทคโนโลยี จำกัด ที่ได้เอื้อเฟื้อข้อมูลและเครื่องมือทดสอบ รวมทั้ง ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ที่ได้ให้ความช่วยเหลือมาโดยตลอด

คณะผู้วิจัย

29 มีนาคม พ.ศ. 2556

บทคัดย่อ

รหัสโครงการ : BRG 5280019
ชื่อโครงการ : การศึกษาผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อสมรรถนะของหัวบันทึกทางแม่เหล็ก
ชื่อนักวิจัยและสถาบัน : 1. ศาสตราจารย์อภिरัฐ ศิริธราธิวัตร
2. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อาคม แก้วระวัง
3. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร
4. นายกฤษดา ประชุมราศรี
5. นายสุชาติ โอษคลัง
มหาวิทยาลัยขอนแก่น
e-mail address : apirat@kku.ac.th
ระยะเวลาโครงการ : 42 เดือน

จากผลการจำลองพบว่า ส่วนต้นสายซึ่งเป็นส่วนที่มีความสำคัญในขั้นตอนการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึก เป็นส่วนที่เกิดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าสูงที่สุด นอกจากนี้เทคนิคการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการเติมวัสดุที่ชั้นระนาบอ้างอิงและการเติมสารประกอบแม่เหล็กลงไปยังช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านถูกนำเสนอ และถูกนำมาประยุกต์กับสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบันซึ่งเป็นการได้มาของสาย HGA ใหม่ที่สามารถลดการเกิดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายลงได้ จากการเปรียบเทียบระดับการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ใหม่และสาย HGA ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันพบว่า สาย HGA ใหม่สามารถลดการเกิดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายได้ถึง 54.4dB ในช่วงความถี่การทำงานเดิมและประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณของสาย HGA ใหม่ยังดีเทียบเท่ากับสาย HGA เดิมที่ใช้ในปัจจุบันอีกด้วย นอกจากนี้ โครงสร้างที่ เปรอร์เซ็นต์ความหนาของการเซาะ (%d) = 75% นั้นให้ประสิทธิภาพการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ที่ดีที่สุด โดยสามารถลดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำถึง 12.5dB ขณะที่โครงสร้าง $t_m = 18$ ไมโครเมตรนั้นให้ประสิทธิภาพการลด EMI ที่ดีที่สุด และได้ประสิทธิภาพการป้องกันคลื่นสูงสุดเท่ากับ 30dB ที่ความถี่ 12GHz

คำสำคัญ : หัวบันทึกทางแม่เหล็ก; การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า; การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า

Abstract

Project Number : BRG 5280019
Project Title : Study of Electromagnetic Field Effects on Magnetic Recording Head Performances
Researchers : 1. Professor Apirat Siritaratiwat
2. Assistant Professor Dr. Arkom Kaewrawang
3. Dr. Anan Kruesubthaworn
4. Mr. Krisda Prachumrasee
5. Mr. Suchat Osaklang
Khon Kaen University
e-mail address : apirat@kku.ac.th
Project Period : 42 months

It is found from the study that the near-end section of HGA, which necessary in the recording head performance testing processes has the highest crosstalk than the other sections. Besides, the crosstalk reduction techniques by adding stainless steel in the reference planes and filling in magnetic composites in a spacing between write and read pairs with the result that the novel structure of HGA is given. From the comparison between the new and traditional HGAs in terms of crosstalk, we found that the new HGA can suppress the crosstalk up to 54.4 dB in the current operation frequency and the transmission coefficient of both HGAs are same. In addition, a structure with percentages of groove depths ($\%d$) = 75 % provides the best performance of EMI reduction. It can reduce the induced voltage up to 12.5 dB. However, a the traces suspension assembly interconnector (TSAI) of 18 micrometer filling thickness (t_m = 18 micrometer) is found to be best in EMI reduction and provides the shielding effectiveness of 30 dB at 12 GHz.

Keywords: Magnetic recording head; Electromagnetic interference; Electromagnetic Coupling.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	3
1.3 ระเบียบวิธีวิจัย	4
1.4 ขอบเขตของการวิจัย	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.6 สถานที่ทำการวิจัย	4
เอกสารอ้างอิง	5
บทที่ 2 วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 พื้นฐานฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์	6
2.2 ปรากฏการณ์แทรกซึมในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์	13
2.3 ทฤษฎีการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า	17
2.4 หลักการลดทอนผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ	36
2.5 หลักการเบื้องต้นของ Finite Integration Technique (FIT)	39
เอกสารอ้างอิง	46
บทที่ 3 วิธีการวิจัย	
3.1 วิธีการวิจัยเพื่อศึกษาผลของ Electromagnetic Coupling	49
3.2 วิธีการวิจัยเพื่อศึกษาผลของ Electromagnetic Interference	53
เอกสารอ้างอิง	72
บทที่ 4 ผลการจำลอง และการวิเคราะห์ผลการจำลอง	
4.1 ผลของ Electromagnetic Coupling	73
4.2 ผลของ Electromagnetic Interference	123
เอกสารอ้างอิง	145
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผลการวิจัย	148
5.2 ข้อเสนอแนะ	149
ภาคผนวก	
ผลงานวิจัยที่ได้จากโครงการนี้	154

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

การผลิตหัวบันทึก (Recording Head) เป็นอุตสาหกรรมที่อาศัยเทคโนโลยีระดับนาโน (Nanotechnology) ของแผ่นฟิล์มบางทางแม่เหล็ก ที่มีคุณสมบัติความต้านทานของแผ่นฟิล์มเปลี่ยนแปลงตามสนามแม่เหล็ก ในการสร้างหัวบันทึก เช่น Giant Magnetoresistance (GMR) หรือ Spin Valve (SV) [1] ซึ่งวัสดุเหล่านี้ มีความไวต่อสัญญาณสูง ทำให้ความจุของฮาร์ดดิสก์มีขนาดสูงขึ้นในและทางตรงข้ามก็ไวต่อสิ่งรบกวนจากสิ่งแวดล้อมเช่นกัน

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าภายนอกนั้น ส่งผลต่อสมรรถนะของหัวบันทึก ทั้งใน ขั้นตอนการผลิตสไลเดอร์ (Slider) ขั้นตอนการผลิตหัวบันทึกที่ต่อเข้ากับแขนหรือเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly; HGA) หรือ ขั้นตอนการผลิตหัวบันทึกที่ต่อเป็นชั้นหรือเฮดสแต็คแอสเซมบลี (Head Stack Assembly; HSA) เป็นต้น

แต่ในขั้นตอนการผลิต HGA นั้น เป็นขั้นตอนที่เสี่ยงต่อการเกิดความเสียหายมากที่สุด เนื่องจากเป็นขั้นตอนที่มีการต่อสายสัญญาณทางไฟฟ้าต่างๆ ในอากาศทั่วไป ที่ไม่ได้มีการควบคุมหรือป้องกันคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอกนั้น

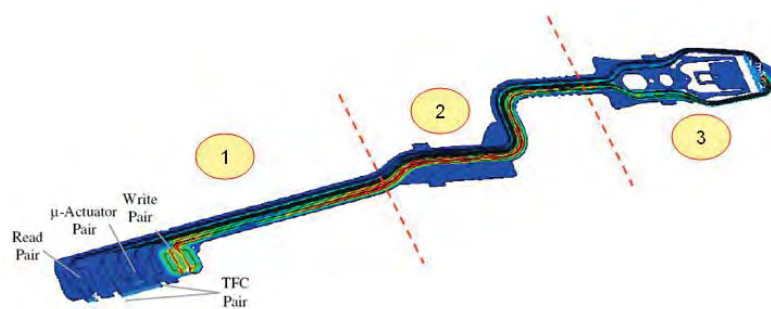
นอกจากนั้น สายสัญญาณทางไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับหัวบันทึกนั้น ก็มีการวางสายในรูปแบบที่แตกต่างกัน และโดยเฉพาหัวบันทึกแบบใหม่ที่มีความจุสูงนั้น ยังไม่ได้คำนึงถึงผลของการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ดังนั้น ผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีผลต่อสมรรถนะของหัวบันทึกนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบได้แก่ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference; EMI) และการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Coupling; EC)

- การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (*Electromagnetic Interference หรือเรียกว่า EMI*) ที่เกิดขึ้นในกระบวนการผลิตส่วนประกอบของหัวบันทึก (Head Gimbal Assembly) หรือเรียกว่า HGA ของ Hard Disk Drive (HDD) ก่อให้เกิดความเสียหายกับหัวอ่านและส่งผลกระทบให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการทดสอบหัวอ่าน [2-3] ซึ่งมีผลต่อต้นทุนการผลิตและเกิดอุปสรรคในขั้นตอนการผลิต HDD เพื่อหาวิธีการแก้ไขปัญหาดังกล่าว จึงต้องมีการศึกษาเพื่อหาตัวแปรที่มีผลต่อการเกิด EMI บน HGA

ผลของ EMI ใน HGA ได้มีการศึกษาทั้งในกรณี EMI ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณข้างในและในกรณี EMI ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณข้างนอก

การศึกษา EMI จากแหล่งกำเนิดสัญญาณข้างใน HGA อาทิเช่น การศึกษาผลกระทบการต่อพ่วง (Coupling) ระหว่างสัญญาณอ่าน-เขียน คณะผู้วิจัยได้นำเสนอ สาเหตุ และตัวแปร ที่ก่อให้เกิดผลกระทบดังกล่าวพร้อมทั้งนำเสนอแนวทางแก้ไขค่อนข้างชัดเจน [4-7] แต่ในกรณีการศึกษา EMI จากแหล่งกำเนิดสัญญาณข้างนอก HGA อาทิเช่น EMI การคายประจุระยะไกล (Remote ESD) [2] EMI ที่เกิดจากสัญญาณต่อเนื่อง [3, 8] คณะผู้วิจัยได้เสนอเป็นเพียงผลของ EMI ที่เกิดขึ้นกับหัวบันทึก ยังไม่ได้นำเสนอผลกระทบที่เกิดขึ้นจากแต่ละส่วนของ HGA ซึ่งสามารถเกิดการเหนี่ยวนำสัญญาณจากคลื่นข้างนอกได้ โดยเฉพาะส่วน สายนำสัญญาณบนแผ่นวงจรแบบอ่อนตัว (Flexible Printed Circuit: FPC) [9-10]

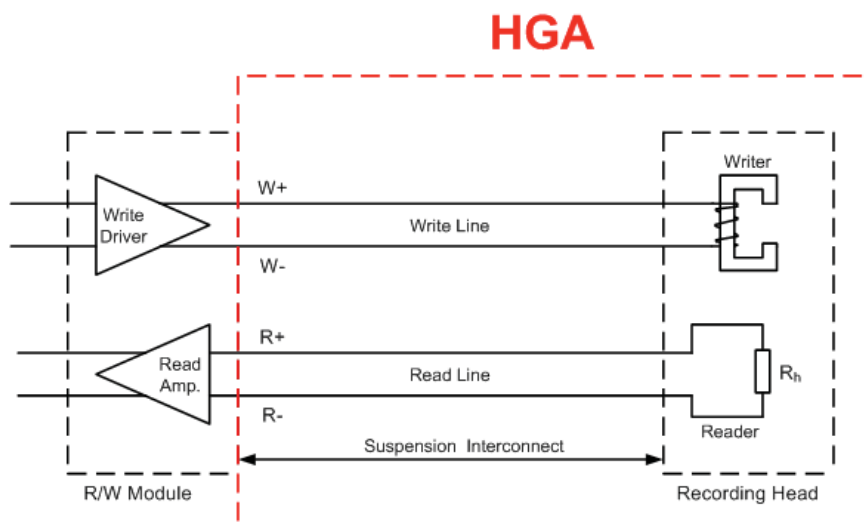


รูปที่ 1 การแบ่งส่วน HGA เพื่อศึกษา [10]

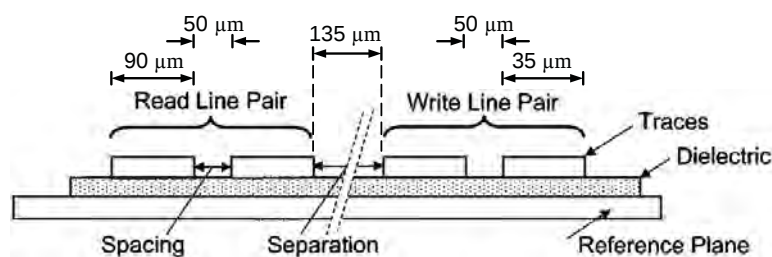
ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงจะทำการศึกษาการตอบสนองต่อ EMI ที่เกิดบนแต่ละส่วนของ HGA ซึ่งแบ่งตามรูปที่ 1 การ Simulation เพื่อศึกษา EMI ที่เกิดขึ้นกับแต่ละส่วนของ HGA โดยโปรแกรม CST Microwave Studio การทดสอบภายในห้องป้องกันคลื่น (Shield Room) และชุดกำเนิดสัญญาณ EMI ช่วงความถี่คลื่น 30-1000 MHz [8] โดยตัวแปรที่ใช้บ่งชี้ผลของ EMI ในการศึกษาคือ พารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของเครื่องทดสอบ HGA แบบ Dynamic ผลจากการศึกษานี้จะแสดงให้เห็นถึงความไวต่อ EMI ของแต่ละส่วนบน HGA ซึ่งสามารถนำไปเป็นข้อมูลที่ช่วยในการศึกษาหาวิธีป้องกันปัญหอันเนื่องมาจาก EMI ที่ส่งผลกระทบต่อการผลิตหัวบันทึกในอนาคต

- การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (*Electromagnetic Coupling* หรือเรียกว่า *EC*) สำหรับระยะห่างของสายสัญญาณที่อยู่ใน HGA นั้น พบว่าระยะห่างของสายสัญญาณแต่ละเส้นที่ต่อเข้ากับหัวอ่านและหัวบันทึกนั้นมีระยะที่ชิดกันมาก ดังรูปที่ 3 ที่แสดงสายสัญญาณทั้ง 4 เส้นที่อยู่ใน HGA ประกอบไปด้วยสาย W(write)+, W-, R(Read)+, R- โดยสายสัญญาณ(suspension interconnect)นี้ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมระหว่างหัวบันทึก(recording head) กับ R/W Module และรูปที่ 4 ที่แสดงภาพตัดขวางของสายสัญญาณให้เห็นระยะห่างระหว่างสายสัญญาณแต่ละเส้น เนื่องจากระยะห่างของสาย write กับสาย read นั้นมีระยะที่ใกล้กันมาก กอปรกับอัตราในการรับ-ส่งข้อมูล(data rate) บนสายสัญญาณสูง ทำให้เกิดการ coupling เนื่องจากการเหนี่ยวนำของสัญญาณทางไฟฟ้าระหว่างสายสัญญาณทั้งสองชั้น ซึ่งการ coupling ที่เกิดขึ้นนี้อาจส่งผลให้หัวบันทึกเกิดความเสียหาย [5, 11] โดยการ coupling ที่เกิดขึ้นบนสายสัญญาณนี้ อาจเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้หัวบันทึกเกิดความเสียหาย

ดังนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องทำการศึกษาผลของสายสัญญาณในรูปแบบต่างๆ เช่น แบบ Flex on Suspension (สายสัญญาณอยู่บน Suspension) หรือ แบบ Trace on Suspension (สายสัญญาณที่ฝังบน Suspension) ทั้งแบบสายเปลือยและสายที่มีการห่อหุ้ม เพื่อศึกษาผลกระทบที่มีต่อหัวบันทึกเนื่องจากการ coupling ที่เกิดขึ้นในสายสัญญาณรูปแบบต่างๆ ที่อยู่ในส่วนของ HGA



รูปที่ 3 แสดงสายสัญญาณใน HGA



รูปที่ 4 แสดงภาพตัดขวางของสายสัญญาณ [11]

กล่าวโดยสรุปโครงการนี้ จะทำการศึกษาใน 3 ระดับคือ

1. ศึกษาและอธิบาย ว่า EMI และ EC มีผลอย่างไรต่อสมรรถนะของหัวบันทึกอย่างไร
2. วิธีป้องกัน EMI และ EC เพื่อให้สมรรถนะของหัวบันทึกดีขึ้นหรือลดต้นทุนการผลิตอย่างไร
3. ออกแบบการวางสายใหม่ ที่สามารถป้องกัน EMI และ EC ได้ ในระดับที่ดีกว่าปัจจุบัน

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาผลของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่อส่วนต่างๆ ของ HGA อันจะเป็นผลให้สมรรถนะของหัวบันทึกเปลี่ยนแปลงไป
- 1.2.2 เพื่อศึกษาผลของรูปแบบทางกายภาพของสายสัญญาณที่ส่งผลต่อหัวบันทึก ในขั้นตอนการผลิต HGA อันเนื่องจากการ Coupling ระหว่างสายสัญญาณ
- 1.2.3 เพื่อสร้างนักวิจัยไทยระดับปริญญาเอกจำนวน 2 คน
- 1.2.4 เพื่อลดต้นทุนในการผลิตหัวบันทึกและก่อให้เกิดความเชื่อมั่นในการลงทุน

1.3 ระเบียบวิธีวิจัย

วิธีการศึกษาในโครงการวิจัยนี้ แบ่งเป็น 2 ด้าน ได้แก่ การจำลอง (Simulation) และการทดลอง (Experiment) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1.3.1 ศึกษาด้านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI)

1.3.1.1 Simulation EMI ที่แต่ละส่วนส่วนของ HGA โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio

1.3.1.2 ทดสอบผลกระทบของ EMI ที่แต่ละส่วนของ HGA โดยใช้ SST

1.3.2 ศึกษาด้านการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EC)

1.3.2.1 Simulation EC ของ HGA ในรูปแบบการวางสายแบบฝังและแบบลอยตัว

1.3.2.2 ทดสอบผลกระทบของ EC บน HGA ในรูปแบบการวางสาย 2 รูปแบบ

1.3.3 ออกแบบการวางสายสัญญาณใหม่ เพื่อให้ได้รับผลจาก EMI และ EC น้อยที่สุด

1.3.4 สรุปผลการทดลอง

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ในการวิจัยนี้มีขอบเขตในการทำวิจัย เพื่อให้เกิดความชัดเจนในการประเมินผลคือ

1.4.1 พารามิเตอร์ที่ได้จากการทดลอง เพื่อทดสอบผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 รูปแบบ (EMI และ EC) โดยการใช้เครื่อง Quasi Static Tester และ/หรือ Dynamic Tester นั้น จะเป็นการศึกษาเพื่อหาพารามิเตอร์ที่จะสามารถแสดงผลกระทบจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งสองแบบเท่านั้น ไม่ได้เป็นการศึกษาผลกระทบต่อพารามิเตอร์ทุกตัว เนื่องจากเวลาที่จำกัด

1.4.2 ออกแบบการวางสายสัญญาณใหม่ เพื่อให้ได้รับผลจาก EMI และ EC น้อยที่สุด โดยใช้โปรแกรม CST ในการออกแบบและวิเคราะห์เท่านั้น แต่ยังไม่ทำการประกอบจริงเนื่องจากเวลาที่จำกัดและการลงทุนในการทำต้นแบบที่ค่อนข้างสูง

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ผลการวิจัยนี้ จะเป็นประโยชน์ในการออกแบบหัวบันทึก (ออกแบบโดย บริษัทแม่ที่สหรัฐอเมริกา) ให้มีความทนทานต่อทั้ง การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าและการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า อันจะก่อให้เกิดความเชื่อมั่นในศักยภาพของนักวิจัยไทย อันเป็นผลต่อเนื่องให้เกิดความมั่นใจในการลงทุนและขยายการลงทุน

1.6 สถานที่ทำวิจัย

1.6.1 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

1.6.2 บริษัท ซีเกท เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด จ.นครราชสีมา

เอกสารอ้างอิง

- 1 M. Baibach, et.al., “Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices”, *Phy. Rev. Lett.*, Vol. 61, pp.2472–2475 (1988).
- 2 A. Wallash, D. Smith, “Electromagnetic Interference (EMI) Damage to GMR Heads,” *Proceeding of EOS/ESD Symposium*, 1998.
- 3 V.Kraz, A. Wallash, “The Effects of EMI from Cell Phones on GMR Magnetic Recording Heads and Test Equipment,” *Journal of Electrostatics*, vol.54, Jan. 2002, pp.39–53.
- 4 K.B. Klaassen and J.C.L. van Peppen, “Exploring data rate limitations of channel front-ends for rigid disk drives,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, pp. 619–626, Mar. 2001.
- 5 Q. He, K. Lin, S. Sankar, H. Gong, R. Homes, and D. Seagle, *IEEE Trans. Magn.* **38**, 2234 (2002)
- 6 E. Jang and X. Zhang, “Write-to-read coupling study of various interconnect types ”, *Journal of Applied Physics*, 93, 6435(2003)
- 7 R.T. Hentges et.al., “Exploring Low Loss Suspension Interconnects for High Data Rates in Hard Disk Drives“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 1, pp. 169–174, Jan. 2008.
- 8 A. Kruesubthaworn, et.al., “Anomalous magnetic responsiveness of giant magnetoresistive heads under specific electromagnetic interference frequencies using quasistatic tester” *Journal of Applied Physics*, 103, 07f538(2008)
- 9 M. Leone, “Radiated Susceptibility on the Printed-Circuit-Board Level: Simulation and Measurement,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 3, pp. 471–478, Aug. 2000.
- 10 J.T. Contreras, “Modeling of a Disk Drive’s Front-End Channel Path,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 2600–2602, Oct. 2006.
- 11 K. B. Klaassen, J. C. L. van Peppen, and X. Xing, “Write-to-Read Coupling”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, pp. 61–67, January 2002.

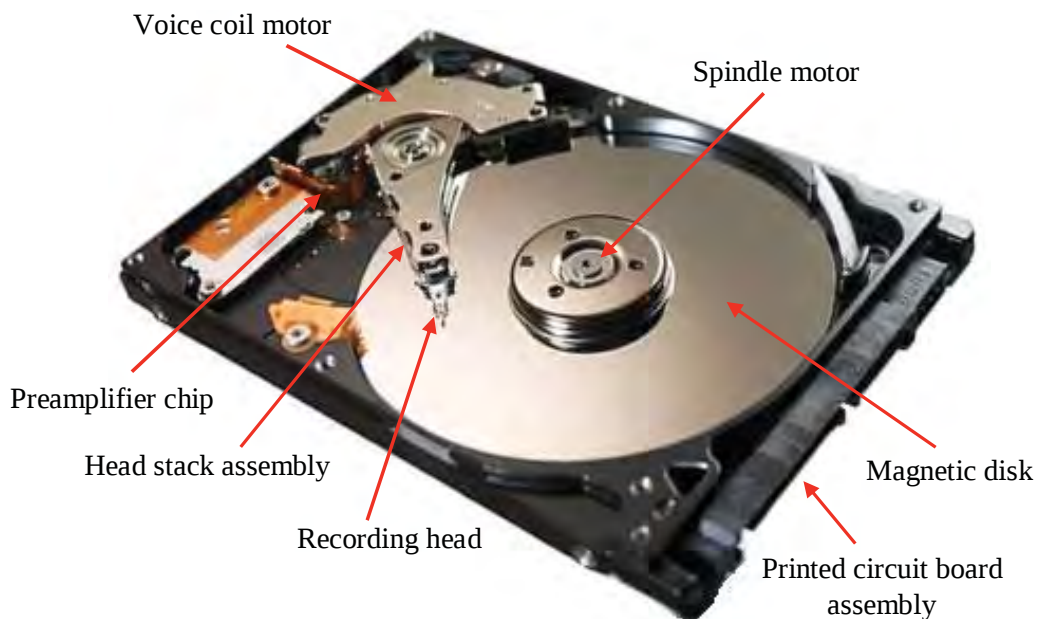
บทที่ 2

วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีความรู้พื้นฐานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ รวมไปถึงวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับปรากฏการณ์แทรกข้าม (crosstalk) ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยเริ่มต้นด้วยส่วนประกอบต่างๆ ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ขั้นตอนการอ่าน-เขียนข้อมูล crosstalk ที่เกิดบนสายของ HGA จากนั้นจะกล่าวถึงทฤษฎีการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic coupling) ระหว่างสายส่ง ซึ่งได้มาจากชุดสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's equation) และหลักการเบื้องต้นของการจำลองแบบจำลองสามมิติบนฐานของไฟไนท์อินทิกรัลเทคนิค (Finite integral technique, FIT)

2.1 พื้นฐานฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

2.1.1 ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์



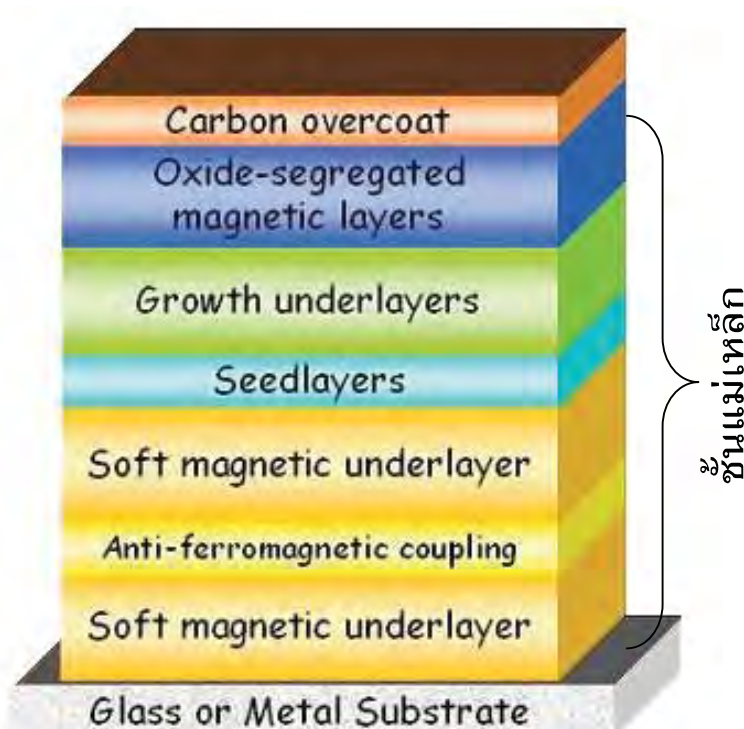
ภาพที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [1]

ส่วนประกอบหลักของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันที่ขายตามท้องตลาด ถูกแสดงในภาพที่ 2.1 ซึ่งประกอบไปด้วย

- แผ่นบันทึกแม่เหล็ก (magnetic disk) ประกอบไปด้วยชั้นฐานที่ทำมาจากแก้วหรือสแตนเลส (stainless) ชั้นแม่เหล็กสำหรับเก็บข้อมูลและ ชั้นเคลือบกันรอยขีดข่วนดังแสดงในภาพที่ 2.2 จากภาพชั้นบนสุด (carbon overcoat) เป็นชั้นเคลือบกันรอยขีดข่วนที่ทำมาจากสารที่มีความทนทานเหมือนเพชร (diamond like carbon, DLC) ถัดมาเป็นชั้นแม่เหล็กสำหรับจัดเก็บข้อมูล ประกอบไปด้วยชั้นย่อยอีกหลายชั้น

ขึ้นกับเทคโนโลยีรูปแบบการจัดเก็บข้อมูลบนแผ่นบันทึกแม่เหล็กและชนิดของสารประกอบแม่เหล็กที่นำมาผลิต ซึ่งในการศึกษานี้ไม่ได้กล่าวถึง

- แผ่นบันทึกแม่เหล็กมีอยู่หลายขนาดขึ้นกับประเภท (form factor) ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางตั้งแต่ 8" เล็กไปจนถึง 1" ส่วนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่ขายตามท้องตลาดในปัจจุบันเป็นประเภท 3.5" สำหรับใช้ในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (personal computer) และ 2.5" สำหรับใช้งานในคอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊ก (laptop) ซึ่งประเภทของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะถูกเรียกตามขนาดของแผ่นบันทึกแม่เหล็กนี้



ภาพที่ 2.2 ภาพตัดขวางแสดงชั้นต่างๆ ของแผ่นบันทึกแม่เหล็ก [2]

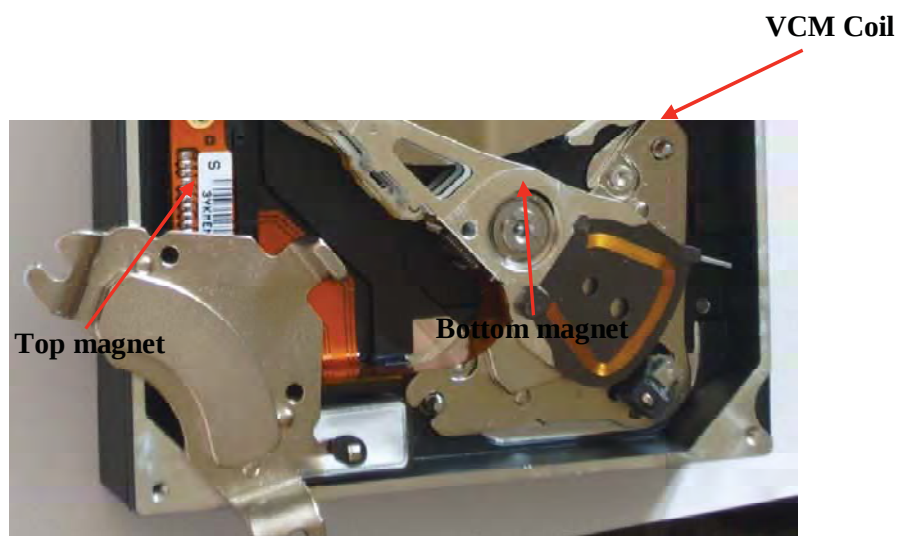
- แผงวงจรไฟฟ้าประกอบ (printed circuit board assembly, PCBA) คือแผงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานหลักของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ จะมีพอร์ตสำหรับรับ-ส่งสัญญาณข้อมูลคำสั่งจากภายนอกฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยปกติแล้ว PCBA จะอยู่บริเวณด้านหลังของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ดังแสดงในภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 แสดงภาพตัวอย่างของ PCBA

- ชิพตัวขยายสัญญาณ (preamplifier chip) ทำหน้าที่เป็นตัวขับ (driver) หัวเขียน และทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณอ่านกลับ (read back) ที่หัวอ่านอ่านสัญญาณข้อมูลจากแผ่นบันทึกแม่เหล็ก โดยตัวขยายสัญญาณนี้จะถูกวางอยู่ระหว่างแผ่น PCBA และ หัวบันทึก โดยมีสายนำสัญญาณทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมระหว่างส่วนประกอบทั้งสามนี้

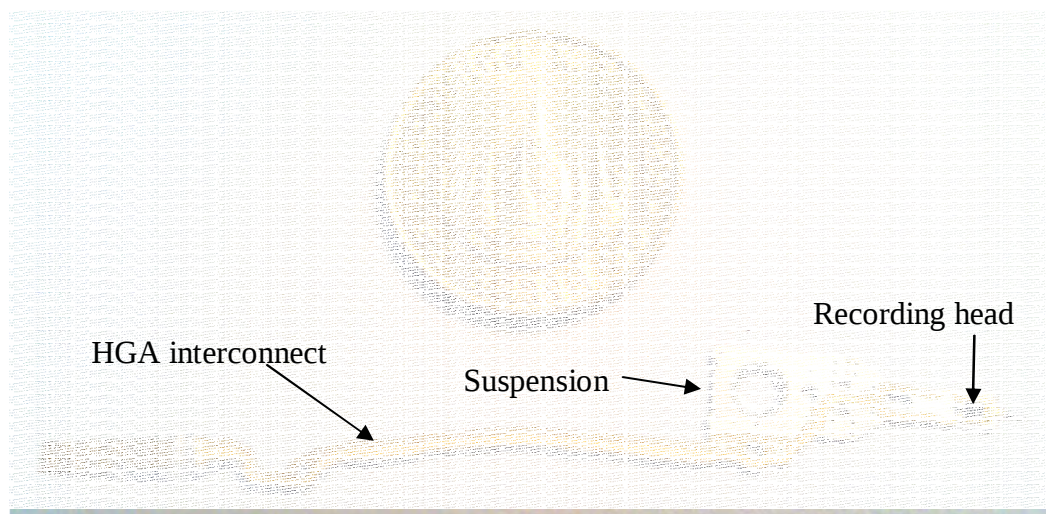
- วอยซ์คอยล์มอเตอร์ (voice coil motor, VCM) คือมอเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมให้ HGA ซึ่งมีหัวบันทึกเป็นส่วนประกอบย่อย เคลื่อนที่บนแผ่นบันทึกแม่เหล็กตามแนวรัศมี ไปยังตำแหน่งที่ต้องการอ่านหรือเขียนข้อมูล โดยอาศัยหลักการของขดลวดลำโพง ประกอบไปด้วย วิชีเอ็ม คอยล์ (VCM Coil) แม่เหล็กบน (top magnet) และ แม่เหล็กล่าง (bottom magnet) ดังแสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 แสดงส่วนประกอบของ VCM

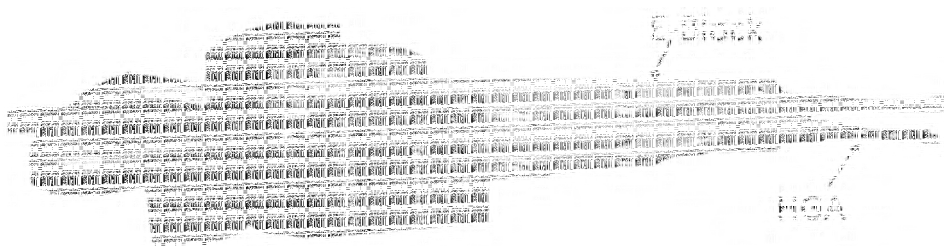
- สปินเดิลมอเตอร์ (spindle motor) ทำหน้าที่หมุนแผ่นบันทึกแม่เหล็กเพื่อให้หัวบันทึกสามารถอ่านข้อมูลที่จัดเก็บในแผ่นบันทึกแม่เหล็กตามแนวเส้นรอบวงได้ นอกจากนี้ยังช่วยให้เกิดการไหลเวียนของลมทำให้หัวบันทึกสามารถบินอยู่บนแผ่นบันทึกแม่เหล็กได้ สำหรับความเร็วของมอเตอร์ที่ถูกใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันมีตั้งแต่ความเร็วตั้งแต่ 5,400 ไปจนถึง 12,000 รอบต่อนาที

- เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly, HGA) ทำหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณเขียนและสัญญาณอ่านกลับระหว่างหัวบันทึกและชิพตัวขยายสัญญาณ ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนประกอบย่อย 3 ส่วน ได้แก่ หัวบันทึก สายนำสัญญาณ (ในการศึกษานี้จะเรียกว่า สาย HGA) และซัสเพนชัน (suspension) โดยหัวบันทึกจะถูกติดอยู่ปลายสายนำสัญญาณ ทั้งหัวบันทึกและสายนำสัญญาณจะถูกวางลงบนซัสเพนชันอีกที ดังแสดงในภาพที่ 2.5 HGA ถือได้ว่าเป็นส่วนประกอบที่สำคัญเนื่องจากเป็นส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่เล็กที่สุดใน การเริ่มขั้นตอนการทดสอบประสิทธิภาพหัวบันทึกก่อนที่จะประกอบเป็นฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่สมบูรณ์



ภาพที่ 2.5 แสดงส่วนประกอบของ HGA

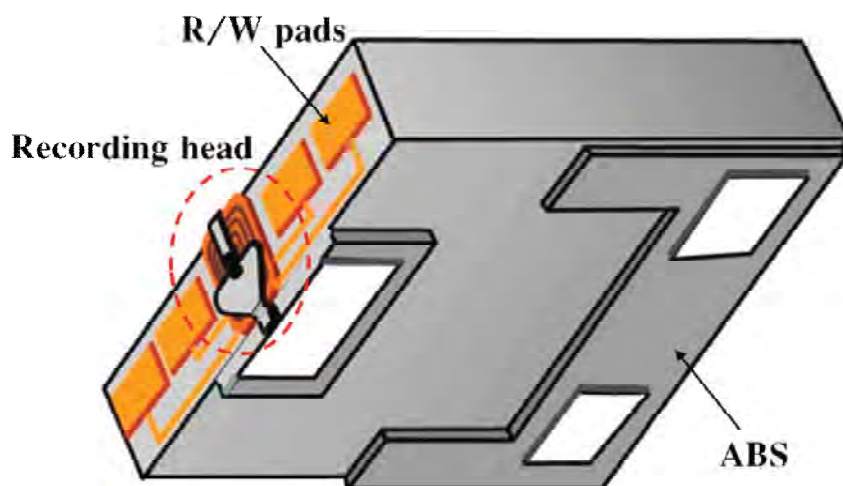
- เฮดสแตคแอสเซมบลี (head stack assembly, HSA) ประกอบไปด้วย HGA ที่วางเรียงกันเป็นชั้นๆ ในอีบล็อก (E-Block) ดังแสดงในภาพที่ 2.6 จำนวนของ HGA ขึ้นกับจำนวนของแผ่นบันทึกแม่เหล็ก โดยแผ่นบันทึกแม่เหล็กหนึ่งแผ่นสามารถเก็บบันทึกข้อมูลได้ทั้งสองด้าน ดังนั้นสามารถใส่ HGA ได้สูงสุด 2 ชั้นต่อแผ่นบันทึกแม่เหล็ก 1 แผ่น



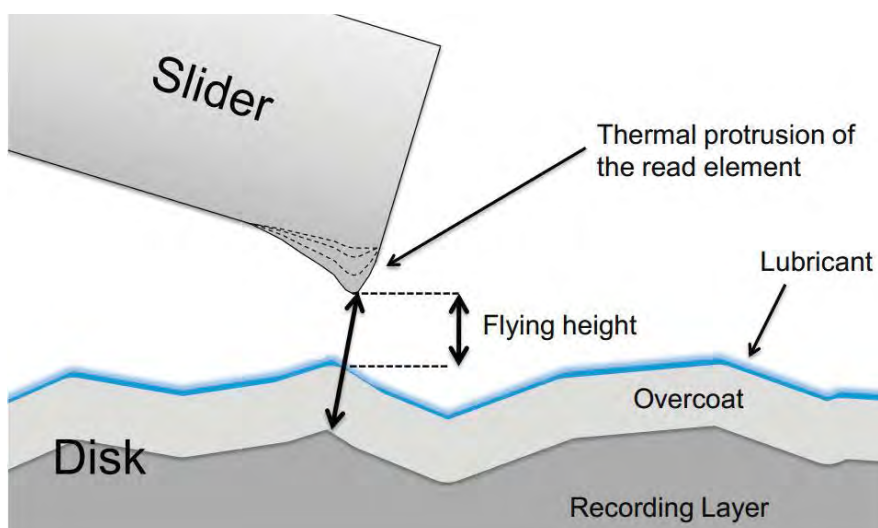
ภาพที่ 2.6 แสดงส่วนประกอบของ HSA [3]

- สไลเดอร์ (slider) ในส่วนของสไลเดอร์ประกอบไปด้วยหัวอ่านและหัวเขียน ซึ่งเรียกรวมกันว่า หัวบันทึก และ air bearing surface (ABS) ดังแสดงในภาพที่ 2.7 ในอดีตหัวเขียนทำมาจากการใช้ขดลวดพันรอบแกนเฟอร์ไรท์ (ferrite) ซึ่งมีขนาดใหญ่มากเมื่อเทียบกับหัวเขียนในปัจจุบัน เนื่องจากความต้องการในการเพิ่มจำนวนบิตข้อมูลต่อพื้นที่เพื่อเพิ่มความจุในการจัดเก็บข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ หัวเขียนจึงนำเทคโนโลยีแผ่นฟิล์มบาง (thin film) มาใช้ในการผลิต ซึ่งเทคโนโลยีนี้ก็ใช้ในการผลิตหัวอ่านด้วยเช่นกัน สำหรับหัวอ่านในปัจจุบันมีการใช้เทคโนโลยีเซนเซอร์ตรวจจับสัญญาณเป็นแบบ TMR (tunneling magnetoresistance) แทนแบบหัวอ่านแบบ GMR (giant magnetoresistance) เดิมในอดีต R/W pads มีไว้สำหรับเชื่อมต่อทางไฟฟ้าเข้ากับสายของ HGA และส่วนสุดท้าย ABS ทำหน้าที่ในการช่วยบินของหัวบันทึกบนแผ่นบันทึกแม่เหล็ก ซึ่งในแต่ละรุ่นของหัวบันทึกก็จะมีรูปแบบ slider ที่แตกต่างกันไปขึ้นกับการนำไปใช้งานในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แต่ละรุ่น นอกจากนี้หัวบันทึกในปัจจุบันถูกปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพในการทำงานมากยิ่งขึ้นโดยการเพิ่มความสามารถ

ในการยึด-หด (protrusion) เพื่อปรับระยะห่างระหว่างหัวบันทึกกับแผ่นบันทึกแม่เหล็ก (fly height) หัวบันทึกประเภทนี้ทำมาจากวัสดุชนิดพิเศษและมีวงจรฮีตเตอร์ (heater) รวมอยู่ในตัวทำให้เมื่อมีการให้ความร้อนแก่วัสดุชนิดนี้ ปริมาตรของวัสดุพิเศษนี้จะขยายตัวทำให้หัวบันทึกเข้าใกล้ชั้นเก็บข้อมูล (recording layer) ในแผ่นบันทึกแม่เหล็กได้มากขึ้นดังแสดงในภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.7 แสดงส่วนประกอบหลักของสไลเดอร์ [4]



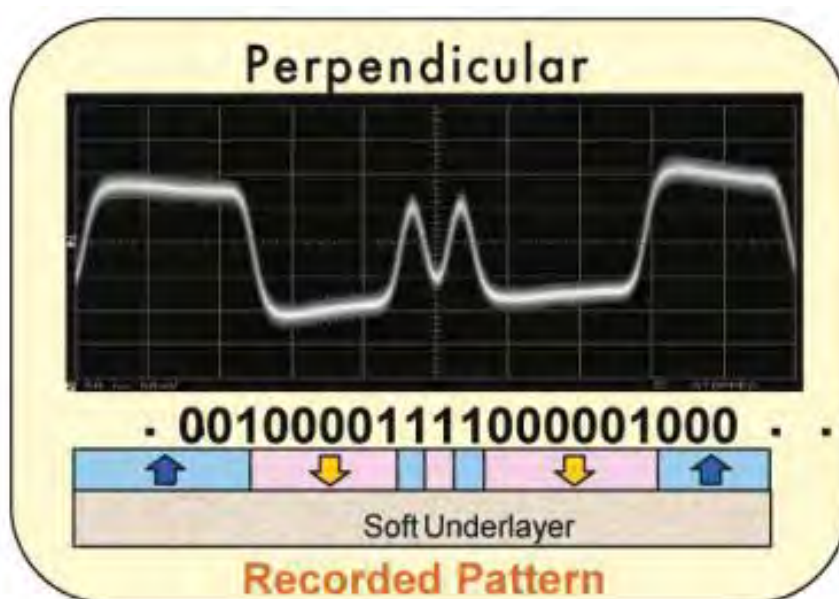
ภาพที่ 2.8 แสดงลักษณะการยื่นของหัวบันทึก [5]

2.1.2 ขั้นตอนการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

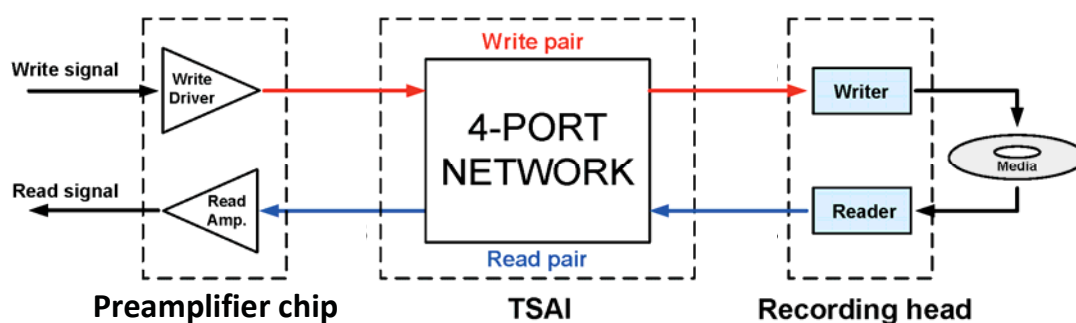
ขั้นตอนการทำงานหลักของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีดังนี้

- ขั้นตอนการเขียน เริ่มจาก PCBA ทำหน้าที่รับสัญญาณข้อมูลจากภายนอกว่าต้องการเขียนข้อมูล จากนั้นแผงวงจรสัญญาณ PCBA จะส่งคำสั่งและสัญญาณข้อมูลที่ต้องการบันทึกไปยังตัวขยายสัญญาณเพื่อขับหัวเขียนให้ทำการบันทึกข้อมูลลงบนแผ่นจานแม่เหล็ก ผ่านสาย HGA

- ขั้นตอนการอ่าน เริ่มจาก PCBA รับสัญญาณข้อมูลจากภายนอกที่ต้องการอ่านข้อมูลจากตัวฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ จากนั้นแผงวงจรสัญญาณ PCBA จะส่งคำสั่งไปยังหัวอ่านตัวขยายสัญญาณ เพื่อให้หัวอ่านทำการอ่านสัญญาณข้อมูลที่อยู่บนแผ่นจานแม่เหล็ก สัญญาณที่อ่านได้จากแผ่นจานแม่เหล็กนี้เรียกว่า สัญญาณอ่านกลับ ตัวอย่างของสัญญาณอ่านกลับถูกแสดงในภาพที่ 2.9 ซึ่งสัญญาณนี้จะถูกส่งไปยังตัวขยายสัญญาณผ่านสาย HGA เพื่อขยายสัญญาณอ่านกลับให้อ่านได้ จากนั้นสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งต่อไปยัง แผงวงจร PCBA เพื่อประมวลผลในขั้นตอนต่อไป ขั้นตอนการเขียนและการอ่านข้อมูลสามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.9 สัญญาณ read back [2]



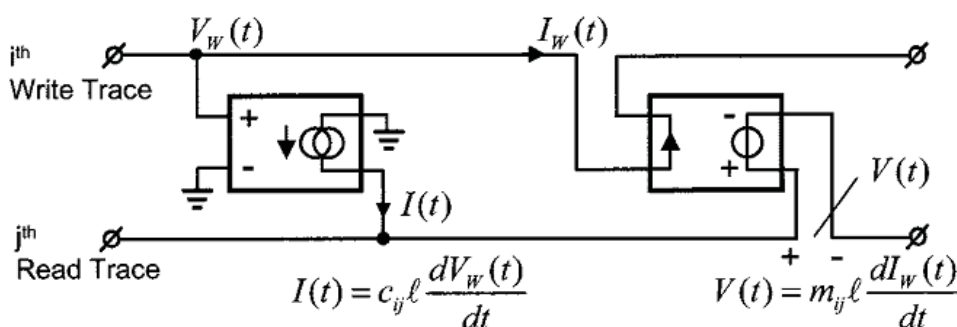
ภาพที่ 2.10 ไดอะแกรมขั้นตอนการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

2.2 ปรากฏการณ์แทรกข้ามในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

ดังที่กล่าวมาแล้วว่า crosstalk นั้นสามารถเกิดขึ้นที่สาย HGA เมื่อปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นแล้วจะส่งผลกระทบต่อหัวบันทึก ซึ่งประเด็นนี้จะถูกกล่าวในหัวข้อนี้ นอกจากนี้กลไกการเกิด crosstalk บนสาย HGA รวมไปถึงปัจจัยของโครงสร้างสาย HGA ที่มีผลต่อการเกิด crosstalk สายจะถูกกล่าวในหัวข้อนี้ด้วยเช่นกัน

2.2.1 กลไกการเกิด crosstalk

Crosstalk จะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อในระบบสายส่งนั้น ๆ มีสายตัวนำจำนวน 3 สายขึ้นไป [6-7] นั่นคือ สายกระตุ้น (active line) สายตัวรับ (quiet line) และสายอ้างอิง (reference line) ซึ่งสำหรับสาย HGA ประกอบไปด้วย คู่สายเขียน คู่สายอ่าน และสายอ้างอิง เห็นได้ว่าเป็นระบบสายส่งที่มีสายตัวนำจำนวนมากกว่า 3 สาย ดังนั้น crosstalk จึงสามารถเกิดขึ้นที่สาย HGA ได้ สำหรับการเกิด crosstalk บนสาย HGA สามารถเกิดได้เป็นสองกรณีคือ การแทรกข้ามของจากวงจรเขียนไปยังวงจรอ่าน และจากวงจรอ่านไปยังวงจรเขียน โดยในการศึกษานี้มุ่งเน้นเฉพาะกรณีการแทรกข้ามจากวงจรเขียนไปยังวงจรอ่าน เนื่องจากขนาดกำลังของสัญญาณอ่านมีค่าต่ำกว่ากำลังของสัญญาณเขียนถึง 6.667×10^6 เท่า [6] ซึ่งมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับขนาดกำลังของสัญญาณเขียน ดังนั้นจึงสามารถละเว้นการพิจารณากรณีการแทรกข้ามจากวงจรอ่านไปยังวงจรเขียนได้



ภาพที่ 2.11 แสดงไดอะแกรมทางไฟฟ้าของการคู่ควบของสัญญาณเขียนไปยังวงจรอ่าน [6]

จากรูปที่ 2.11 แสดงไดอะแกรมกลไกการเกิดการเหนี่ยวนำของสัญญาณไฟฟ้าจากสายเขียนไปยังสายอ่านในเชิงไฟฟ้า โดยเริ่มจากสัญญาณแรงดัน V_w และกระแส I_w ของสายเขียนเส้นที่ i เกิดการคู่ควบผ่านพารามิเตอร์ mutual capacitance (c_{ij}) และ mutual inductance (m_{ij}) ทำให้เกิดกระแส $I(t)$ และแรงดัน $V(t)$ ขึ้นที่สายอ่านเส้นที่ j โดยพารามิเตอร์ทั้ง c_{ij} และ m_{ij} เป็นพารามิเตอร์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสาย พารามิเตอร์เหล่านี้สามารถนำมาสร้างแบบจำลอง SPICE ได้ดังภาพที่ 2.12

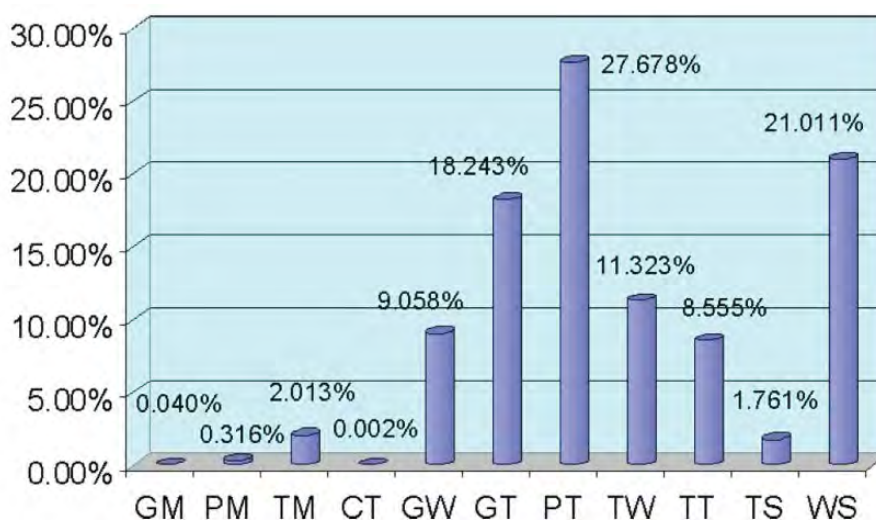


ภาพที่ 2.12 แบบจำลอง SPICE การคู่ควบที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของสัญญาณทางไฟฟ้า
จากสายเขียนไปยังสายอ่าน [6]

ตัวแปรของสาย HGA อย่างง่ายที่มีอิทธิพลต่อการเกิด crosstalk ได้ถูกนำเสนอโดย Gao และคณะ [8] ดังแสดงในตารางที่ 2.1 จากผลการทดลองเห็นได้ว่าเกือบทุกตัวแปรของสาย HGA ล้วนมีอิทธิพลต่อการเกิด crosstalk ทั้งสิ้นตามภาพที่ 2.13

ตารางที่ 2.1 ตัวแปรของโครงสร้างอย่างง่ายของสายนำสัญญาณที่มีผลต่อการเกิด crosstalk [8]

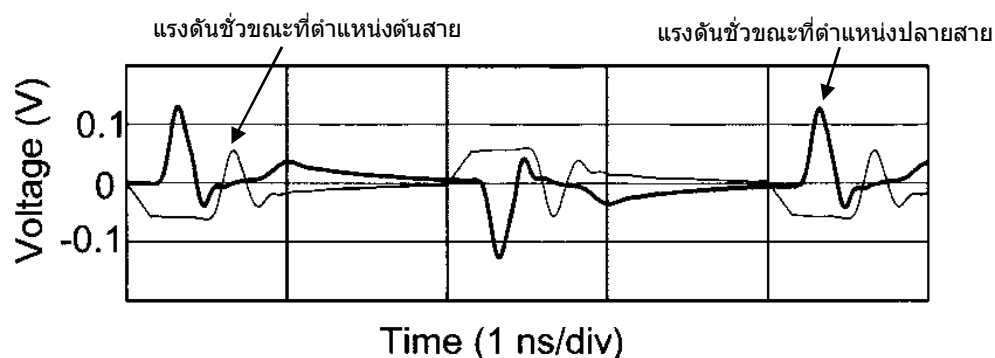
Parameter	Symbol
Write-read spacing	WS
Trace spacing	TS
Trace thickness	TT
Trace width	TW
Polyimide substrate thickness	PT
Ground plane thickness	GT
Ground plane windowing	GW
Coverlayer thickness	CT
Trace material conductivity	TM
Polyimide dielectric constant	PM
Stainless steel conductivity	GM



ภาพที่ 2.13 ระดับอิทธิพลของตัวแปรของโครงสร้างสาย HGA อย่างง่ายต่อการเกิด crosstalk [8]

2.2.2 ผลกระทบที่มีต่อหัวบันทึก

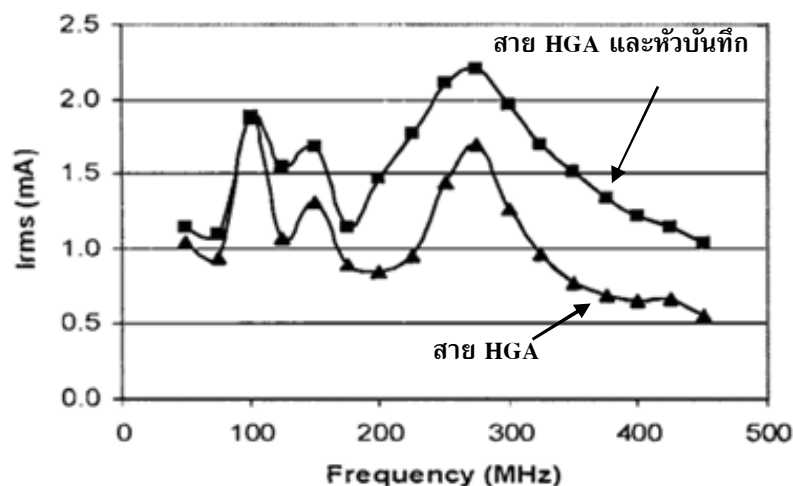
Crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA นั้นเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันชั่วขณะ (transient voltage) ขึ้นที่สายอ่านในขณะที่ทำการเขียนทั้งฝั่งต้นสาย (ฝั่งตัวขับหัวอ่าน-เขียน) และฝั่งปลายสาย (ฝั่งหัวบันทึก) [6] ดังภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 แสดงแรงดันชั่วขณะที่เกิดขึ้นบนสายอ่านในขณะที่ทำการเขียน [6]

จากภาพที่ 2.14 ขนาดของแรงดันชั่วขณะที่เกิดขึ้นที่ตำแหน่งปลายสายมีค่าสูงพอที่จะให้เกิด Electrical Over Stress (EOS) ขึ้นที่หัวอ่านได้ [6] ซึ่ง EOS นั้นไม่ทำให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายทันที แต่จะส่งผลให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายแฝงเกิดขึ้น ซึ่งจะเป็นผลเสียต่อหัวบันทึกในระยะยาว อาจทำให้หัวบันทึกทำงานผิดพลาดได้ [6,9] ต่างจากปรากฏการณ์การคายประจุไฟฟ้า (Electrostatic Discharge, ESD) ที่จะทำให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายทันที

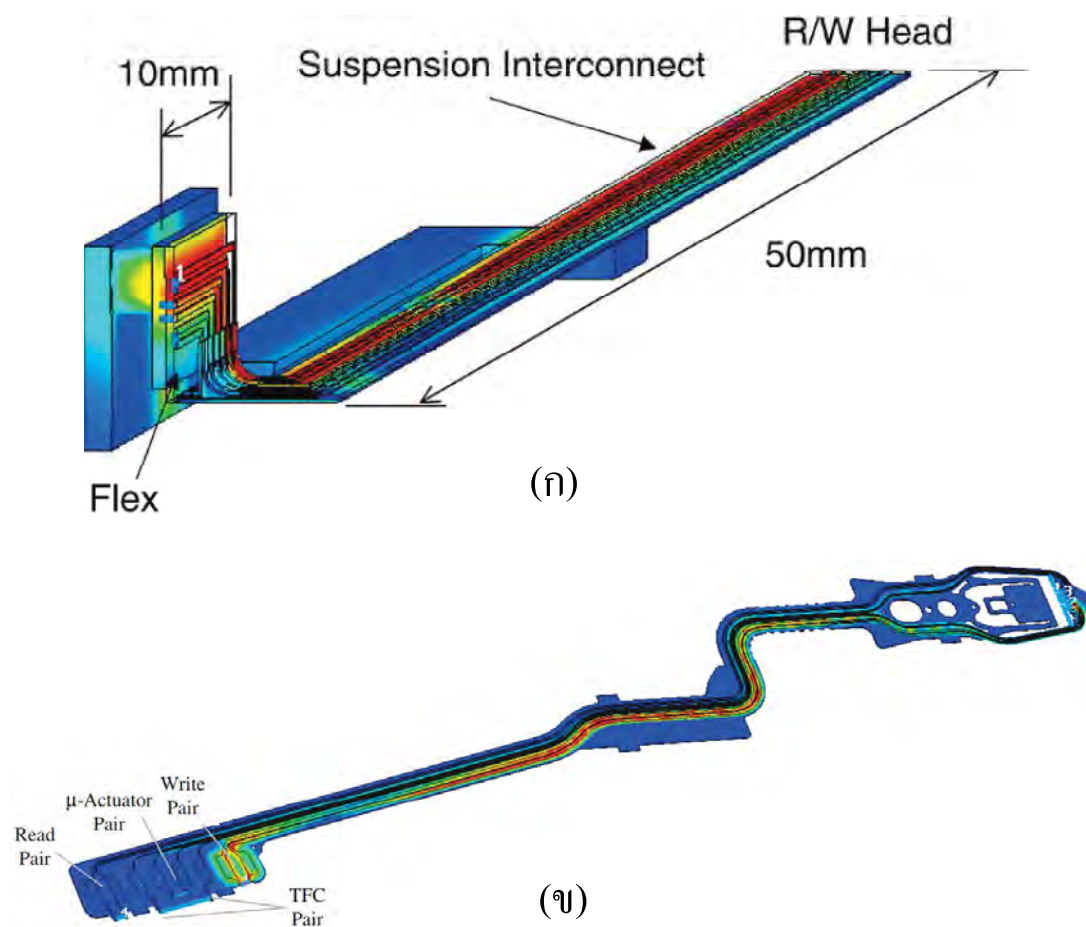
Crosstalk สามารถเกิดขึ้นใน HDD ที่ตำแหน่งอื่นนอกเหนือจากสาย HGA ได้ เช่น ที่ตำแหน่งสายสัญญาณที่ทำหน้าที่รับส่งข้อมูลระหว่างตัวขับหัวอ่าน-เขียนและแผงวงจรสัญญาณหรือที่ตำแหน่งสไลเดอร์ [10] ซึ่งขนาดของกระแสที่เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์แทรกข้ามที่ตำแหน่งสไลเดอร์นั้นมีค่าสูงถึง 30% ของกระแสที่เกิดจาก crosstalk ที่ตำแหน่งสาย HGA และที่หัวบันทึกรวมกัน ดังแสดงในภาพที่ 2.15



ภาพที่ 2.15 กระแสที่เกิดขึ้นจาก crosstalk [10]

ดังนั้นผลของ crosstalk ที่มีต่อ HDD ในอดีตจนถึงปัจจุบันอาจยังไม่ทำให้ส่วนประกอบที่สำคัญของ HDD เกิดความเสียหายขึ้นอย่างชัดเจน แต่ในอนาคตอันใกล้ HDD ยังมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้สามารถจุข้อมูลและเพื่อให้ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีเสถียรภาพมากขึ้น สายนำสัญญาณในสาย HGA จะมีการจำนวนมากขึ้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของหัวบันทึกให้สูงขึ้น ส่งผลให้ระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณแต่ละเส้นชิดกันมากขึ้น กอปรกับขนาดของหัวบันทึกในอนาคตจะมีขนาดเล็กลงทำให้มีความไวต่อความเสียหายเพิ่มสูงขึ้น crosstalk อาจส่งผลให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายชัดเจนกว่าในปัจจุบันหรืออาจจะทำให้การทำงานของหัวบันทึกนั้นผิดพลาดเพิ่มมากขึ้นได้

เนื่องจากเครื่องคำนวณหรือคอมพิวเตอร์ถูกพัฒนาให้มีประสิทธิภาพเพิ่มสูงขึ้นจากแต่ก่อนมาก ในปัจจุบันจึงมีการพัฒนาเครื่องมือเพื่อช่วยคำนวณและจำลองที่มีเหมาะสมกับงานทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับใช้วิเคราะห์ crosstalk ที่เกิดขึ้น เช่น โปรแกรม CST Microwave Studio® เครื่องมือประเภทนี้เริ่มเป็นที่นิยม และถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในงานด้านวิศวกรรมหลาย ๆ สาขา ตัวอย่างของผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรมคำนวณสามารถแสดงผลออกมาเป็นภาพ 3 มิติได้ ดังแสดงในภาพที่ 2.16

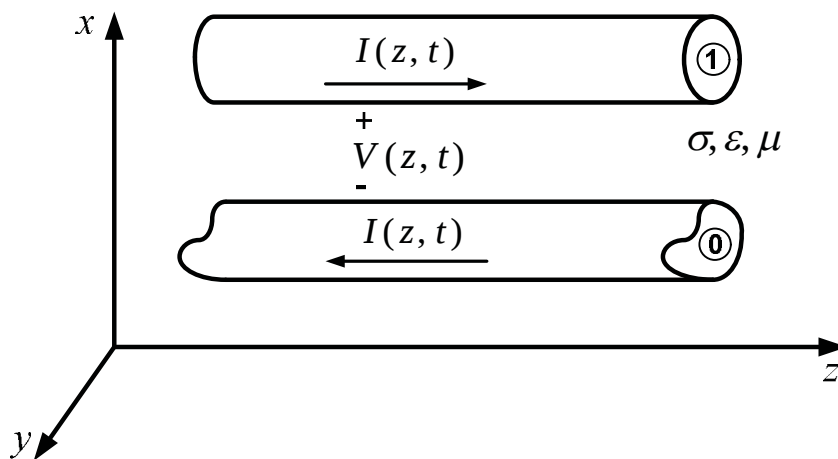


ภาพที่ 2.16 แสดงผลการจำลอง crosstalk ที่ได้จากโปรแกรมจำลองในปัจจุบัน
(ก) สาย HGA อย่างง่าย [11] และ (ข) สาย HGA ที่ใช้ใน HDD จริง [12]

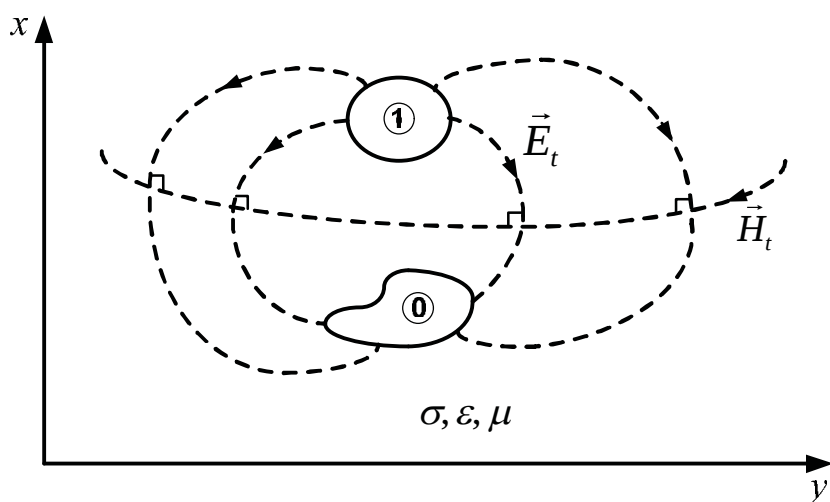
2.3 ทฤษฎีการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถเกิดขึ้นได้ในระบบสายส่งที่มีจำนวนของสายตัวนำ 3 เส้นขึ้นไป โดยในหัวข้อนี้ขอเริ่มจากทฤษฎีสายส่งกรณีสายตัวนำจำนวน 2 เส้น จากชุดสมการแมกซ์เวลล์นำไปสู่การได้มาของชุดสมการสายส่งในรูปของแรงดันและกระแส เพื่อเป็นพื้นฐานในการต่อยอดไปยังกรณีสายส่งจำนวน $n+1$ เส้น ซึ่งจะมีพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าใหม่เพิ่มขึ้นมา แทนการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำแต่ละเส้น [13]

2.3.1. ระบบสายส่งกรณีสายตัวนำ 2 เส้น



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2.17 แสดง (ก) กระแสและแรงดัน และ (ข) สนาม TEM สำหรับสายตัวนำสองเส้น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการได้มาของชุดสมการสายส่งกรณีที่มีสายตัวนำจำนวน 2 เส้น ดังแสดงในภาพที่ 2.17 (ก) โดยสมมติให้สายส่งที่พิจารณามีสายตัวนำจำนวน 2 เส้น และ

1. สายตัวนำแต่ละเส้นวางตัวขนานกัน และขนานกับแกน z ตลอดความยาวสาย
2. สายตัวนำแต่ละเส้นเป็นตัวนำแบบสมบูรณ์ (perfect conductor)
3. สายตัวนำแต่ละเส้นมีพื้นที่หน้าตัดสม่ำเสมอตลอดความยาวสาย
4. สำหรับตัวกลางที่ล้อมรอบสายตัวนำอาจจะเป็นชนิดที่มีการสูญเสีย (lossy) ซึ่งแทนด้วยค่าความนำไฟฟ้าที่ไม่เป็นศูนย์ (nonzero conductivity)
5. ตัวกลางที่ล้อมรอบสายตัวนำเป็นสารเนื้อเดียว (homogeneous) ในพจน์ของ σ , ϵ และ μ

จากสมการแมกซ์เวลล์ในรูปการปริพันธ์ (integral form)

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\mu \frac{d}{dt} \iint_s \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (2.1 \text{ ก})$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_s \vec{J} \cdot d\vec{s} + \epsilon \frac{d}{dt} \iint_s \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (2.1 \text{ ข})$$

สมการ 2.1 (ก) และ (ข) เป็นการอ้างถึงกฎของฟาราเดย์และกฎของแอมแปร์ตามลำดับ โดย $\vec{J}$ คือ ความหนาแน่นของกระแส มีหน่วยเป็น A/m² ประกอบไปด้วยกระแสการนำ $\vec{J}_c = \sigma \vec{E}$ และกระแสจากแหล่งจ่าย $\vec{J}_s$ ($\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_s$) $\vec{E}$ คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้า มีหน่วยเป็น V/m และ $\vec{H}$ คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น A/m

สมมุติให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีโครงสร้างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กวางตัวในทิศตัดขวางกับทิศทางแพร่กระจายของคลื่น (transverse electromagnetic, TEM) ดังแสดงในภาพที่ 2.17 (ข) จากนั้นทำการพิจารณาเลือกเส้นโค้ง (contour) c_{xy} สำหรับสมการ 2.1 ซึ่งเส้นโค้งดังกล่าววางตัวในระนาบตัดขวาง และถูกห่อหุ้มด้วยพื้นผิวราบเรียบ (flat) วางตัวอยู่ในระนาบตัดขวางเช่นเดียวกัน ดังนั้นสมการ 2.1 จึงกลายเป็น

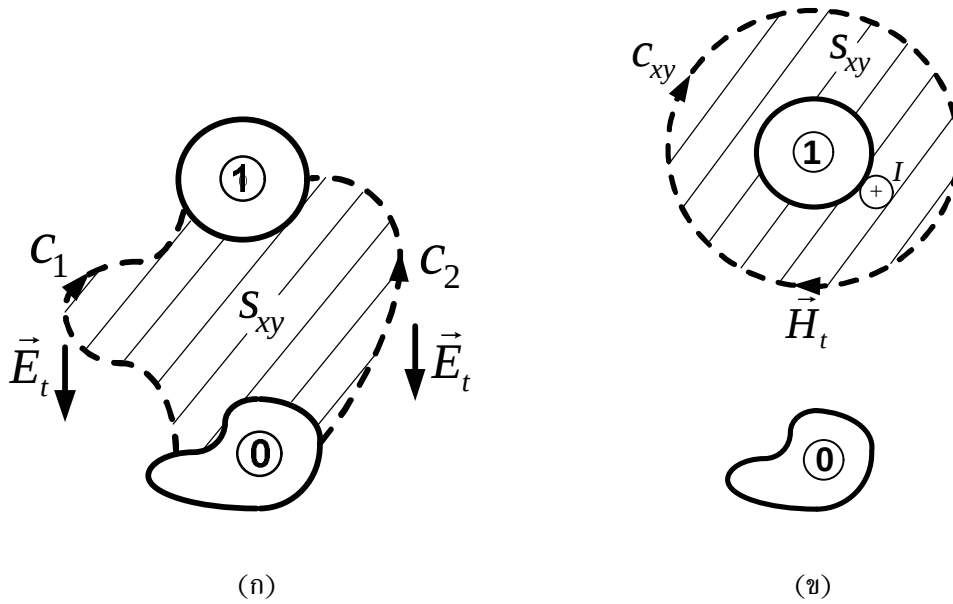
$$\begin{aligned} \oint_{c_{xy}} (E_x dx + E_y dy) &= -\mu \frac{d}{dt} \iint_{s_{xy}} H_z dx dy \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.2 \text{ ก})$$

$$\begin{aligned} \oint_{c_{xy}} (H_x dx + H_y dy) &= \iint_{s_{xy}} J_z dx dy + \frac{d}{dt} \iint_{s_{xy}} E_z dx dy \\ &= \iint_{s_{xy}} J_{sz} dx dy \end{aligned} \quad (2.2 \text{ ข})$$

จากสมมุติฐานที่ว่า สนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นแบบ TEM นั้นหมายความว่า ไม่มีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศทางตามแนวแกน z ดังนั้น ทั้ง H_z และ E_z ในสมการ 2.2 จึงเป็น 0 นอกจากนี้ ไม่มีกระแสการนำและกระแสการกระจัดในทิศทางตามแนวแกน z เช่นกันยกเว้นกระแสจากแหล่งจ่าย J_s

สำหรับแรงดันระหว่างสายตัวนำทั้งสองเส้น ซึ่งไม่ขึ้นกับเส้นทางใดๆ (independent of path) สามารถนิยามได้โดยการเลือกเส้นทางในแนวระนาบตามขวาง

$$V(z, t) = -\int_0^1 \vec{E}_t \cdot d\vec{l} \quad (2.3)$$



ภาพที่ 2.18 แสดงการนิยามของ (ก) แรงดัน และ (ข) กระแส สำหรับกรณีสายตัวนำ 2 เส้น

รูปที่ 2.18 (ก) แสดงให้เห็นภาพการนิยามแรงดันระหว่างตัวนำสองเส้นที่ตำแหน่งดังกล่าว เราสามารถเลือกได้ทั้งเส้นโค้ง C_1 หรือ C_2 เมื่อสายตัวนำเป็นตัวนำสมบูรณ์ (perfect conductor) พื้นผิวเหล่านั้นเป็นพื้นผิวแบบผิวสมศักย์ (equipotential surfaces) ดังนั้นเส้นโค้งดังกล่าวสามารถปิดท้าย (terminate) ที่จุดต่าง (different point) บนสายตัวนำได้ จากสมมุติฐานที่ว่า โครงสร้างของสนามเป็นแบบ TEM สามารถกล่าวได้ว่า ไม่มีองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กผ่านทะลุพื้นผิวที่มีขอบเขตเป็นเส้นโค้ง (contour) ซึ่งถูกห่อหุ้มด้วยเส้นทางทั้งสองเส้นทางนี้ และพื้นผิวของเส้นโค้งนี้ทำให้การนิยามแรงดันในสมการ 2.3 นั้นเป็นเอกลักษณ์ (unique)

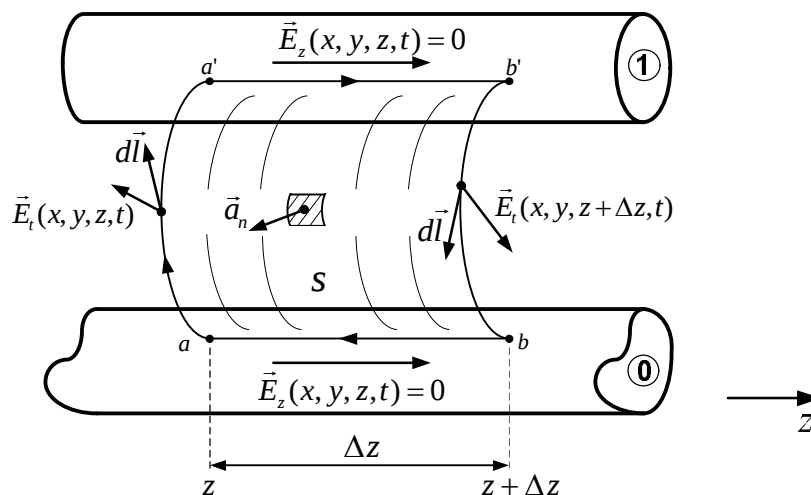
ในทำนองเดียวกัน สมการ 2.2 (ข) นั้นเป็นการนิยามของกระแสแสดงในรูปที่ 2.18 (ข) การเลือกเส้นโค้งปิดในระนาบตัดขวาง (transverse) ที่ล้อมรอบสายตัวนำนั้น เป็นผลให้เกิดกระแสนสายตัวนำดังสมการ

$$I(z,t) = \oint_{C_{xy}} \vec{H}_t \cdot d\vec{l} \quad (2.4)$$

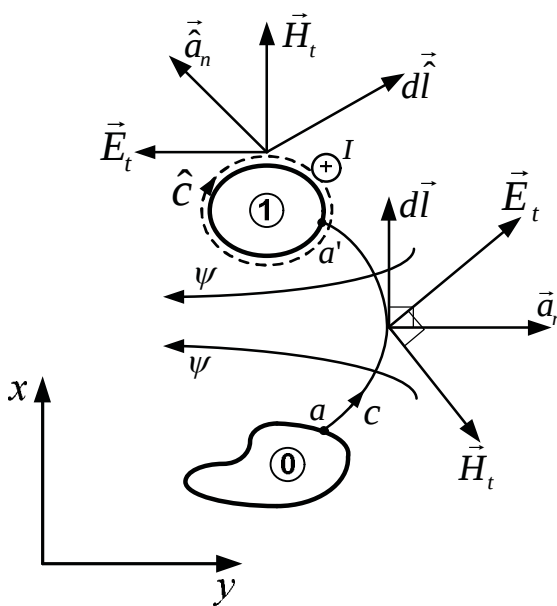
กระแสในสมการ 2.4 นี้มีคุณสมบัติเป็นเอกลักษณ์ด้วยเช่นกัน เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าในแนวแกน z ($E_z = 0$) ด้วยเหตุนี้จึงไม่มีกระแสการกระจัดหรือกระแสการนำทะลุผ่านพื้นผิวเรียบที่ถูกล้อมรอบด้วยเส้นโค้งนี้

กระแสที่ถูกนิยามโดยสมการ 2.4 นี้มีการวางตัวตามแนวบนพื้นผิวของสายตัวนำซึ่งเป็นตัวนำแบบสมบูรณ์ (perfect conductor) เมื่อทำการโอบล้อมสายตัวนำทั้งคู่ด้วยเส้นโค้ง (contour) สมการ 2.2 (ข) แสดงให้เห็นว่า กระแสสุทธิมีค่าเป็น 0 ดังนั้นกระแสที่หน้าตัดขวางใด ๆ บนสายตัวนำเส้นล่างจะมีขนาดเท่ากับ กระแสนบนสายตัวนำเส้นบนแต่มีทิศตรงกันข้าม

ถึงตอนนี้เราได้ทราบถึงการได้มาของแรงดันและกระแสจากชุดสมการแมกซ์เวลล์แล้ว ในลำดับถัดไป จะเริ่มเข้าสู่ขั้นตอนการหาสมการสายส่งในพจน์ของแรงดันและกระแสตามนิยามดังที่กล่าวไว้ข้างต้น



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2.19 แสดงเส้นโค้งที่ใช้ในการสร้างสมการแรกของชุดสมการสายส่งในมุมมอง
(ก) ระนาบตามแนวสาย และ (ข) ระนาบตัดขวาง

จากภาพที่ 2.19 (ก) พิจารณาผิวเปิด s ที่อยู่ระหว่างสายตัวนำสองเส้น ซึ่งมีหน้าตัดขวางเป็นแบบเอก-รูป (uniform) ในทิศทางตามแนวแกน z ทำการปริพันธ์สมการแมกซ์เวลล์ตามกฎของฟาราเดย์ โดยมี $\vec{a}_n$ เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับพื้นผิวนี้นางตัวในแนวระนาบ xy จะได้

$$\int_a^{a'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l} + \int_{a'}^{b'} \vec{E}_z \cdot d\vec{l} + \int_{b'}^b \vec{E}_t \cdot d\vec{l} + \int_b^a \vec{E}_z \cdot d\vec{l} = \mu \frac{d}{dt} \iint_s \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n ds \quad (2.5)$$

สังเกตได้ว่า ตัวปริพันธ์พจน์ที่ 2 และ 4 ในฝั่งซ้ายมือของสมการที่ 2.5 นั้นเป็น 0 ซึ่งเป็นไปตามสมมุติฐานของโครงสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ TEM และนอกจากนี้เครื่องหมายลบ (-) ในฝั่งขวามือของสมการ 2.1 (ก) นั้นหายไป เป็นเพราะว่าทิศทางที่ถูกเลือกในการปริพันธ์ตามเส้น (line integral) คือทิศทางของเวกเตอร์หนึ่งหน่วย ซึ่งเป็นไปตามทิศทางตามกฎมือขวา (right-hand rule)

จากนิยามแรงดันระหว่างสายตัวนำทั้ง 2 จากสมการ 2.3 ได้เป็น

$$V(z + \Delta z, t) = - \int_b^{b'} \vec{E}_t(x, y, z + \Delta z, t) \cdot d\vec{l} \quad (2.6 ก)$$

$$V(z, t) = - \int_a^{a'} \vec{E}_t(x, y, z, t) \cdot d\vec{l} \quad (2.6 ข)$$

นำสมการ 2.6 แทนลงในสมการ 2.5 ทำการเลือกลิมิตและจัดรูปใหม่ จะได้

$$\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = \mu \frac{d}{dt} \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \iint_s \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n ds \quad (2.7)$$

ฝั่งขวามือของสมการ 2.7 นั้นสามารถมองเป็นการเหนี่ยวนำของลูป (loop) ระหว่างสายตัวนำทั้ง 2 ได้ โดยพิจารณาภาพที่ 2.19 (ข) และอ้างอิงนิยามของกระแส โดย

$$I(z, t) = \oint_c \vec{H}_t \cdot d\vec{l} \quad (2.8)$$

ดังนั้นความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (inductance) สำหรับช่วงความยาว Δz เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} L &= \frac{\Psi}{I} \\ &= \frac{-\mu \iint_s \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n ds}{I} \end{aligned} \quad (2.9)$$

และความเหนี่ยวนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว (per-unit-length inductance, l) สามารถนิยามที่หน้าตัดขวางใดๆของสายตัวนำ (เมื่อสายตัวนำนั้นเป็นเอกรูป) ได้เป็น

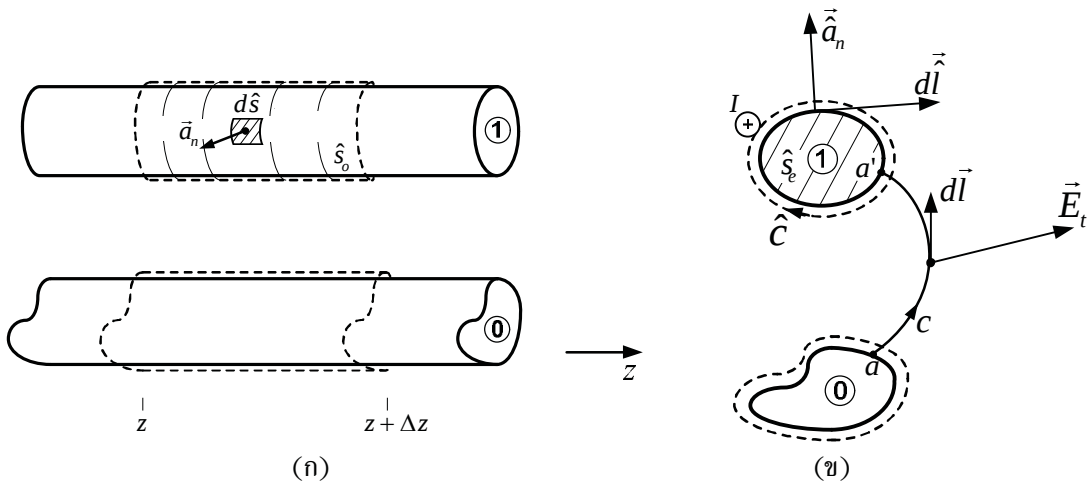
$$l = -\mu \frac{\int_a^{a'} \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n dl}{\oint_c \vec{H}_t \cdot d\vec{l}} \quad (2.10)$$

จากสมการข้างต้นจะได้สมการแรกของชุดสมการสายส่งเป็น

$$\frac{\partial V(z,t)}{\partial z} = -l \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} \quad (2.11)$$

ในลำดับต่อไปเป็นการกล่าวถึงการได้มาของสมการที่สองของชุดสมการสายส่ง (the second transmission-line equation) จากสมการความต่อเนื่องของกระแส (the continuity equation) ซึ่งกล่าวไว้ว่า “กระแสสุทธิที่ไหลออกจากผิวปิดใดๆ มีค่าเท่ากับอัตราการลดของประจุที่ถูกห่อหุ้มด้วยผิวปิดนั้นเทียบกับเวลา” จะได้

$$\begin{aligned} \oiint_s \vec{J} \cdot d\vec{s} &= -\frac{d}{dt} \iiint_v \rho dv \\ &= -\frac{d}{dt} Q_{enc} \end{aligned} \quad (2.12)$$



ภาพที่ 2.20 แสดงเส้นโค้งที่ใช้ในการสร้างสมการที่สองของชุดสมการสายส่งในมุมมอง
(ก) ระนาบตามแนวสาย และ (ข) ระนาบตัดขวาง

จากภาพที่ 2.20 (ก) พิจารณาสายตัวนำสายถูกห่อหุ้มด้วยพื้นผิวปิด S มีระยะเป็น Δz ทำการปริพันธ์สมการความต่อเนื่องของกระแสตามพื้นที่ผิวปิดนี้ จะได้

$$\iint_{\hat{s}_e} \vec{J} \cdot d\vec{s} + \iint_{\hat{s}_o} \vec{J} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} Q_{enc} \quad (2.13)$$

พื้นที่ผิวปิดในส่วนที่เป็นพื้นที่หน้าตัดขวางถูกแทนด้วย $\hat{s}_e$ ในขณะที่ พื้นที่ผิวปิดในส่วนที่เป็นพื้นที่ผิวด้านข้างของสายตัวนำถูกแทนด้วย $\hat{s}_o$ ดังนั้นพจน์ในสมการที่ 1.35 กลายเป็น

$$\iint_{\hat{s}_e} \vec{J} \cdot d\vec{s} = I(z + \Delta z, t) - I(z, t) \quad (2.14 \text{ ก})$$

$$\iint_{\hat{s}_o} \vec{J} \cdot d\vec{s} = \sigma \iint_{\hat{s}_o} E_t \cdot d\vec{s} \quad (2.14 \text{ ข})$$

ฝั่งขวามือของสมการ 1.35 สามารถมองเป็นความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว (per-unit-length capacitance) ได้ ซึ่งประจุทั้งหมดที่ถูกห่อหุ้มด้วยพื้นผิวดังกล่าวสามารถคำนวณตามกฎของเกาส์ (Gauss) ได้เป็น

$$Q_{enc} = \epsilon \oiint_{\hat{s}_o} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} \quad (2.15)$$

ความจุไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำสำหรับช่วงความยาวสาย Δz เป็น

$$C = \frac{Q_{enc}}{V} \quad (2.16)$$

และความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวซึ่งถูกแทนด้วย c เป็น

$$c = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{C}{\Delta z} \quad (2.17)$$

แทนลงในสมการที่ 1.37 จะได้

$$c = \epsilon \frac{\oint_{\hat{c}} \vec{E}_t \cdot \vec{\hat{a}}_n d\vec{l}}{-\int_a^{a'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l}} \quad (2.18)$$

ในทำนองเดียวกันความนำไฟฟ้า (conductance) ระหว่างสายตัวนำทั้ง 2 เส้นสำหรับความความยาว Δz สามารถนิยามได้เป็น

$$G = \frac{\iint_{S_0} \vec{J} \cdot d\vec{s}}{V(z, t)} \quad (2.19)$$

จากสมการ 1.36 นำไปสู่การได้มาของความนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว (per unit-length conductance) ได้เป็น

$$g = \sigma \frac{\oint_c \vec{E}_t \cdot \vec{a}_n d\vec{l}}{-\int_a^{a'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l}} \quad (2.20)$$

แทนสมการ 1.36 (ก) 1.40 และ 1.42 ลงใน 1.35 หาด้วย Δz ทั้ง 2 ฝ่ายของสมการ และทำการเลือกขีดจำกัด $\Delta z \rightarrow 0$ จะได้สมการซึ่งเป็นสุดท้ายของชุดสมการสายส่งเป็น

$$\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -g V(z, t) - c \frac{\partial V(z, t)}{\partial t} \quad (2.21)$$

2.3.2 ระบบสายส่ง n เส้น

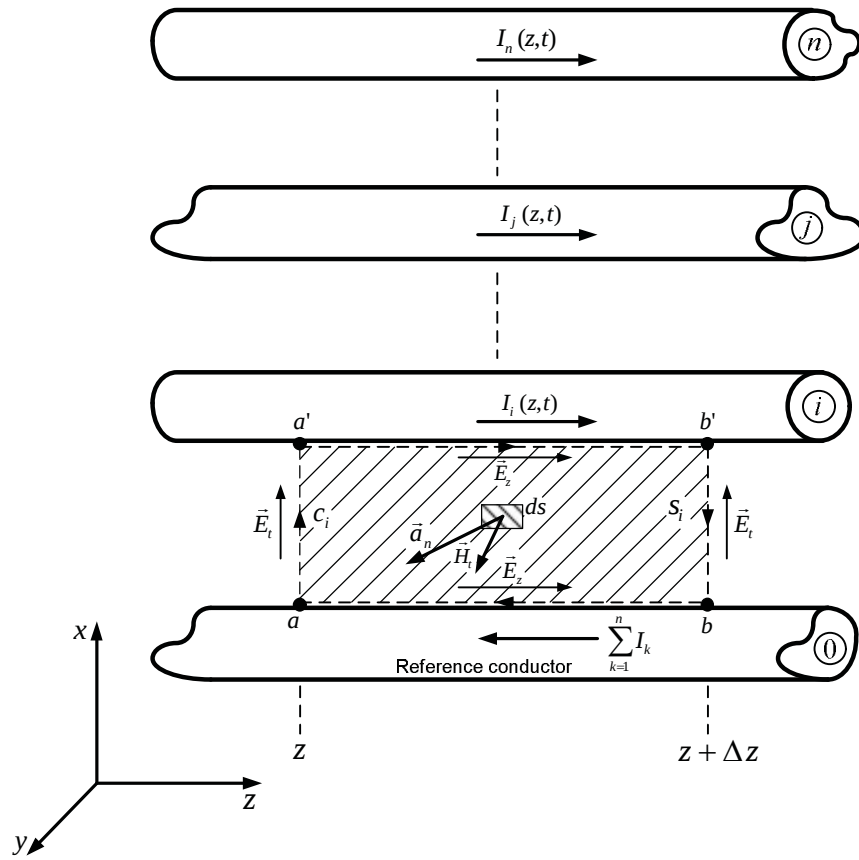
ในหัวข้อก่อนหน้านี้ได้กล่าวถึงสมการสายส่งกรณีที่มีสายตัวนำ 2 เส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานในการต่อยอดไปสู่การได้มาของชุดสมการสายส่งที่มีสายตัวนำจำนวนมากกว่า 2 เส้นหรือ ระบบสายส่งที่มีสายตัวนำหลายเส้น (multiconductor transmission lines; MTL) ภายใต้สมมุติฐานโครงสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นแบบ TEM

เช่นเคย สมมุติให้สายตัวนำที่พิจารณาเป็นเอกรูป มีหน้าตัดขวางเป็นเอกรูปตลอดความยาวสาย และมีการวางตัวขนานซึ่งกันและกัน อย่างไรก็ตามทั้งสายตัวนำและตัวกลางที่ล้อมรอบสายตัวนำ (surrounding medium) อาจเป็นวัสดุชนิดปราศจากการสูญเสีย (lossless) หรือมีความสูญเสีย (lossy) ก็ได้ โดยสายตัวนำประเภท lossless คือสายตัวนำที่เป็น perfect conductor ในขณะที่ lossless medium นั้นคือตัวกลางที่มีค่าความนำไฟฟ้า (conductivity, σ) เป็น 0

ในการพัฒนาชุดสมการ MTL นั้นอาศัยสัญลักษณ์เมทริกซ์ (matrix notation) โดยมีรูปแบบคล้ายคลึงกับกรณีของชุดสมการสายส่ง 2 เส้น แต่จะมีพารามิเตอร์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวใหม่เพิ่มขึ้นมา ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้แสดงถึงการคัปเปิลทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำ ดังจะกล่าวต่อไป

2.3.2.1 การได้มาของชุดสมการสายส่ง MTL จากสมการแมกซ์เวลล์ในรูปแบบการปริพันธ์

พิจารณาระบบสายส่งที่มีสายตัวนำจำนวน $n+1$ เส้น ดังแสดงในภาพที่ 2.21 ซึ่งประกอบไปด้วยสายตัวนำจำนวน n เส้น และสายตัวนำอ้างอิง (reference conductor) 1 เส้นซึ่งถูกระบุเป็นสายเส้นที่ 0



ภาพที่ 2.21 การนิยาม ของ contour สำหรับการได้มาของสมการแรกของชุดสมการ MTL

จากสมการแมกซ์เวลล์ตามกฎของฟาราเดย์ในรูปแบบการปริพันธ์

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\mu \frac{d}{dt} \int_s \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (2.22)$$

พิจารณาเลือกพื้นผิว s_i ที่อยู่ระหว่างสายตัวนำอ้างอิงและสายตัวนำเส้นที่ i ในการปริพันธ์สมการข้างต้น จะได้

$$\int_{a'}^{a'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l} + \int_{a'}^{b'} \vec{E}_z \cdot d\vec{l} + \int_{b'}^b \vec{E}_t \cdot d\vec{l} + \int_b^a \vec{E}_z \cdot d\vec{l} = \mu \frac{d}{dt} \iint_{s_i} \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n ds \quad (2.23)$$

เมื่อ E_t คือสนามไฟฟ้าที่อยู่ทิศตามขวาง (ระนาบ xy) และ E_l คือสนามไฟฟ้าที่มีทิศทางในแนวแกน z (ตามแนวผิวของสายตัวนำ) จากหัวข้อก่อนหน้าแรงดันระหว่างสายตัวนำ 2 เส้นสามารถหาได้จากสมการ 1.26 แต่ในที่นี้เป็นกรหาแรงดันระหว่างสายตัวนำเส้นที่ i กับสายตัวนำอ้างอิง ซึ่งมีหลักการคล้ายคลึงกับกรณีสายส่ง 2 เส้น นั่นคือ

$$V_i(z, t) = - \int_a^{a'} \vec{E}_t(x, y, z, t) \cdot d\vec{l} \quad (2.24 \text{ ก})$$

$$V_i(z + \Delta z, t) = - \int_b^{b'} \vec{E}_t(x, y, z + \Delta z, t) \cdot d\vec{l} \quad (2.24 \text{ ข})$$

สังเกตได้ว่าการปริพันธ์ตามแนวผิวของสายตัวนำจะเป็น 0 ถ้าสายตัวนำที่เราทำการพิจารณาเป็นตัวนำแบบสมบูรณ์และมีโครงสร้างสนามแบบ TEM ในทางตรงกันข้าม การปริพันธ์ตามแนวผิวของสายตัวนำจะไม่เป็น 0 ถ้าสายตัวนำเป็นตัวนำแบบไม่สมบูรณ์ (imperfect conductor) เนื่องจากมีองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในทิศทางเดียวกันกับทิศทางตามแนวแกน z

สำหรับสายตัวนำที่เป็นตัวนำแบบไม่สมบูรณ์ ค่าความต้านทานต่อหนึ่งหน่วยความยาว (per-unit-length conductor resistance, r) ซึ่งมีหน่วยเป็น Ω/m สามารถนิยามได้ดังนี้

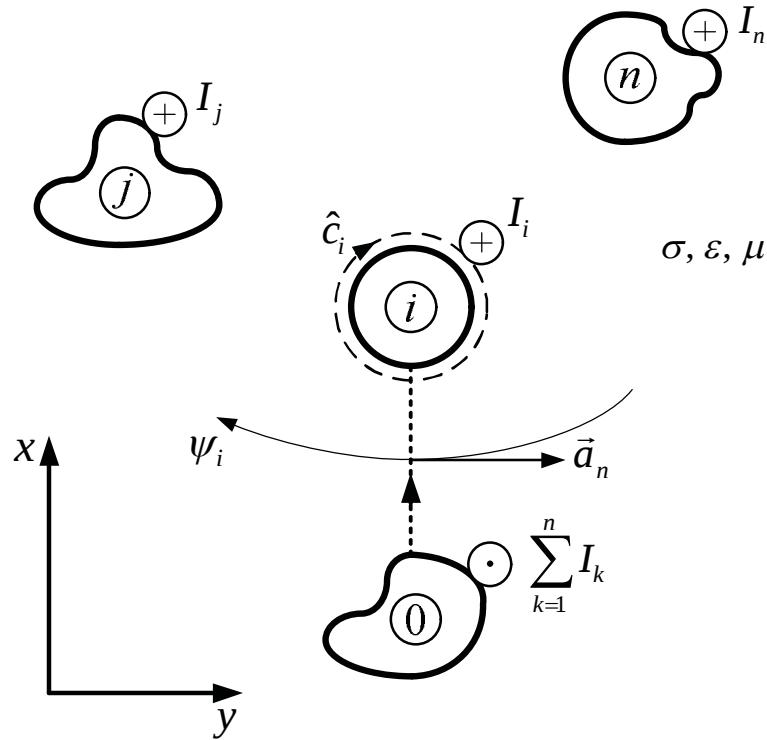
$$\begin{aligned} - \int_{a'}^{b'} \vec{E}_l \cdot d\vec{l} &= - \int_{a'}^{b'} \vec{E}_z dz \\ &= -r_i \Delta z I_i(z, t) \end{aligned} \quad (2.25 \text{ ก})$$

$$\begin{aligned} - \int_b^a \vec{E}_l \cdot d\vec{l} &= - \int_b^a \vec{E}_z dz \\ &= -r_0 \Delta z \sum_{k=1}^n I_k(z, t) \end{aligned} \quad (2.25 \text{ ข})$$

โดยในทิศตามแนวของสายตัวนำเส้นบนเส้นที่ i มี $\vec{E}_l = E_z \vec{a}_z$ และ $d\vec{l} = dz \vec{a}_z$ ส่วนในทิศตามแนวของสายตัวนำเส้นล่าง $\vec{E}_l = -E_z \vec{a}_z$ และ $d\vec{l} = -dz \vec{a}_z$ กระแสที่ไหลในสายตัวนำเส้นที่ i มีการนิยามเป็นแบบเอกลักษณะเช่นเดียวกับกรณีสายตัวนำ 2 เส้น เนื่องจากการสมมุติฐานโครงสร้างของสนามแบบ TEM จะได้

$$I_i(z, t) = \oint_{\hat{C}_i} \vec{H}_t \cdot d\vec{l} \quad (2.26)$$

เมื่อ $\hat{C}_i$ เป็นเส้นโค้งเส้นหนึ่งที่ล้อมรอบและอยู่ใกล้กับพื้นผิวของสายตัวนำเส้นที่ i ในระนาบตัดขวาง (transverse plane) ดังแสดงในภาพที่ 2.22



ภาพที่ 2.22 แสดงทิศของฟลักซ์แม่เหล็กที่ สำหรับการได้มาของ inductance ต่อหนึ่งหน่วยความยาว

สำหรับกรณีของสายตัวนำสองเส้น ผลรวมของกระแสที่ไหลบนสายจำนวน $n+1$ สายในทิศทางตามแนวแกน z ที่หน้าตัดขวางใดๆ เป็น 0 นี่คือการพื้นฐานของการกล่าวที่ว่ากระแสของสายตัวนำ n สายจะไหลย้อนกลับผ่านสายตัวนำอ้างอิง

แทนสมการ 2.24 - 2.26 ลงไปในสมการ 2.23 แล้วหารด้วย Δz ทั้งสองฝั่ง จะได้

$$\begin{aligned} \frac{V_i(z + \Delta z, t) - V_i(z, t)}{\Delta z} = & -r_0 I_1 - r_0 I_2 - \cdots - (r_0 + r_i) I_i - \cdots - r_0 I_n \\ & + \mu \frac{1}{\Delta z} \frac{d}{dt} \int_{s_i} \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n ds \end{aligned} \quad (2.27)$$

ก่อนที่จะทำการเลือกขีดจำกัด $\Delta z \rightarrow 0$ ในสมการ เราสามารถสังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวมีความคล้ายคลึงกับสมการสายส่งกรณีสายส่ง 2 เส้น เห็นได้ชัดว่าฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมด พุ่งผ่านผิว s_i ดังภาพที่ 2.21 จะถูกรวมแบบเชิงเส้น (linear combination) เนื่องจากกระแสนบนสายตัวนำ

พิจารณาภาพตัดขวางตามทิศทางการเพิ่มขึ้นตามแกน z ดังแสดงในภาพที่ 2.22 กระแสนบนสายตัวนำ n เส้นถูกนิยามในทิศทาง $+z$ ตามสมการ 2.5 เมื่อ เส้นโค้ง $\hat{c}_i$ ถูกนิยามในทิศตามเข็มนาฬิกา ดังนั้นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแสที่ไหลบนสายตัวนำ n จะมีทิศทางตามเข็มนาฬิกาด้วยเช่นกัน โดยฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมด (total magnetic flux, ψ) ที่พุ่งผ่านทะลุพื้นผิว s_i ระหว่างสายตัวนำอ้างอิงและสายตัวนำ

เส้นที่ i ถูกนิยามให้มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา เมื่อการพิจารณาดังกล่าวอยู่ภายใต้การสังเกตในทิศทางการเพิ่มขึ้นตามแนวแกน z ดังภาพที่ 2.22 ดังนั้นฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมดที่พุ่งผ่านพื้นผิว S_i นี้สามารถเขียนในรูปของสมการได้เป็น

$$\begin{aligned}\psi &= -\mu \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \int_{S_i} \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n ds \\ &= l_{i1}I_1 + l_{i2}I_2 + \dots + l_{ii}I_i \dots + l_{in}I_n\end{aligned}\quad (2.28)$$

ทำการเลือกลิมิต $\Delta z \rightarrow 0$ ในสมการ 2.27 แล้วนำมาแทนสมการ 2.28 จะได้

$$\begin{aligned}\frac{\partial V_i(z,t)}{\partial z} &= -r_0 I_1(z,t) - r_0 I_2(z,t) - \dots - (r_0 + r_i)I_i(z,t) - \dots - r_0 I_n(z,t) \\ &\quad - l_{i1} \frac{\partial I_1(z,t)}{\partial t} + l_{i2} \frac{\partial I_2(z,t)}{\partial t} + \dots + l_{ii} \frac{\partial I_i(z,t)}{\partial t} \dots + l_{in} \frac{\partial I_n(z,t)}{\partial t}\end{aligned}\quad (2.29)$$

จะได้สมการ MTL สมการแรกในรูปสัญลักษณ์ทาง matrix อย่างง่ายเป็น

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}(z,t) = -\mathbf{R}\mathbf{I}(z,t) - \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(z,t)\quad (2.30)$$

เมื่อ

$$\mathbf{V}(z,t) = \begin{bmatrix} V_1(z,t) \\ \vdots \\ V_i(z,t) \\ \vdots \\ V_n(z,t) \end{bmatrix}\quad (2.31 ก)$$

$$\mathbf{I}(z,t) = \begin{bmatrix} I_1(z,t) \\ \vdots \\ I_i(z,t) \\ \vdots \\ I_n(z,t) \end{bmatrix}\quad (2.31 ข)$$

และความเหนี่ยวนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวจากสมการ 2.28 เขียนในรูปสัญลักษณ์ทางเมทริกซ์ได้เป็น

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{L}\mathbf{I}\quad (2.32 ก)$$

เมื่อ Ψ เป็นเวกเตอร์ที่มีมิติเป็น $n \times 1$ ประกอบไปด้วยฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมด (total magnetic flux) ต่อหนึ่งหน่วยความยาว ψ_i คือฟลักซ์แม่เหล็กที่พุ่งทะลุผ่านวงจรถัดที่ i ซึ่งถูกนิยามระหว่างสายตัวนำเส้นที่ i และสายตัวนำอ้างอิง

$$\Psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \vdots \\ \psi_i \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} \quad (2.32 \text{ ข})$$

เมทริกซ์ความเหนี่ยวนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว ประกอบไปด้วย ความเหนี่ยวนำไฟฟ้าของวงจรตัวเองต่อหนึ่งหน่วยความยาว L_{ii} และความเหนี่ยวนำไฟฟ้าร่วมระหว่างวงจรต่อหนึ่งหน่วยความยาว L_{ij} ดังนี้

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \cdots & L_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.32 \text{ ค})$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการ 2.29 ความต้านทานต่อหนึ่งหน่วยความยาวสามารถนิยามในรูปเมทริกซ์ได้เป็น

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (r_1 + r_0) & r_0 & \cdots & r_0 \\ r_0 & (r_2 + r_0) & \cdots & r_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_0 & r_0 & \cdots & (r_n + r_0) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

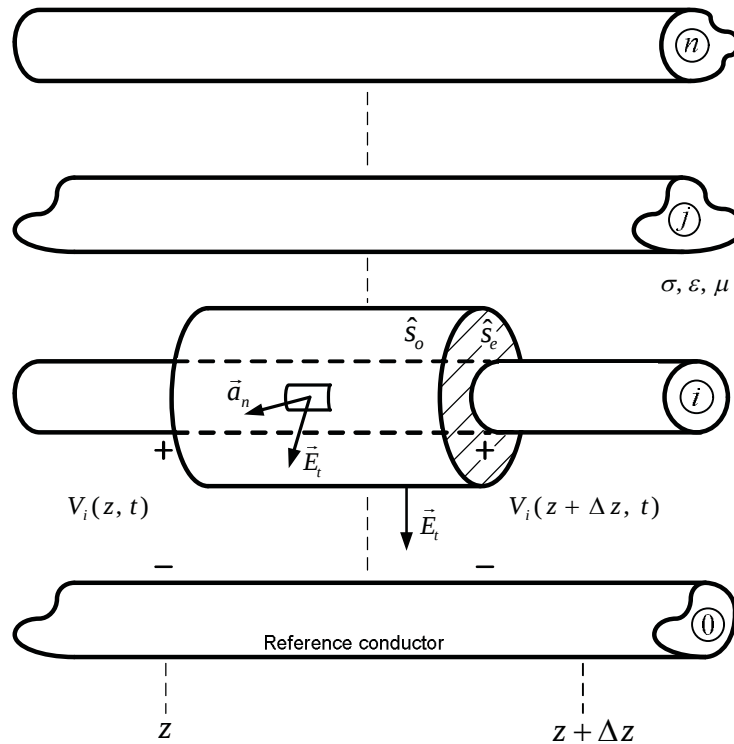
สังเกตได้ว่าสมการสายส่งสมการแรกที่ได้มาในสมการ 2.30 นั้น เหมือนกับสมการแรกของชุดสมการสายส่งกรณีสายตัวนำ 2 เส้นในเชิงของขนาด (scalar) พิจารณาผิวปิด $\hat{S}$ รอบสายตัวนำเส้นที่ i ดังแสดงในรูปที่ 2.23 โดยในส่วนของพื้นที่ผิวปิดในส่วนที่เป็นพื้นที่หน้าตัดขวางถูกแทนด้วย $\hat{S}_e$ ในขณะที่ส่วนของพื้นที่ผิวปิดที่ผิวด้านข้างของสายตัวนำถูกแทนด้วย $\hat{S}_o$ จากสมการความต่อเนื่องของกระแสหรืออีกชื่อหนึ่งคือ สมการกฎการอนุรักษ์ประจุ

$$\oint_{\hat{S}} \vec{J} \cdot d\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} Q_{enc} \quad (2.34)$$

ที่พื้นผิวตำแหน่งปลายสาย

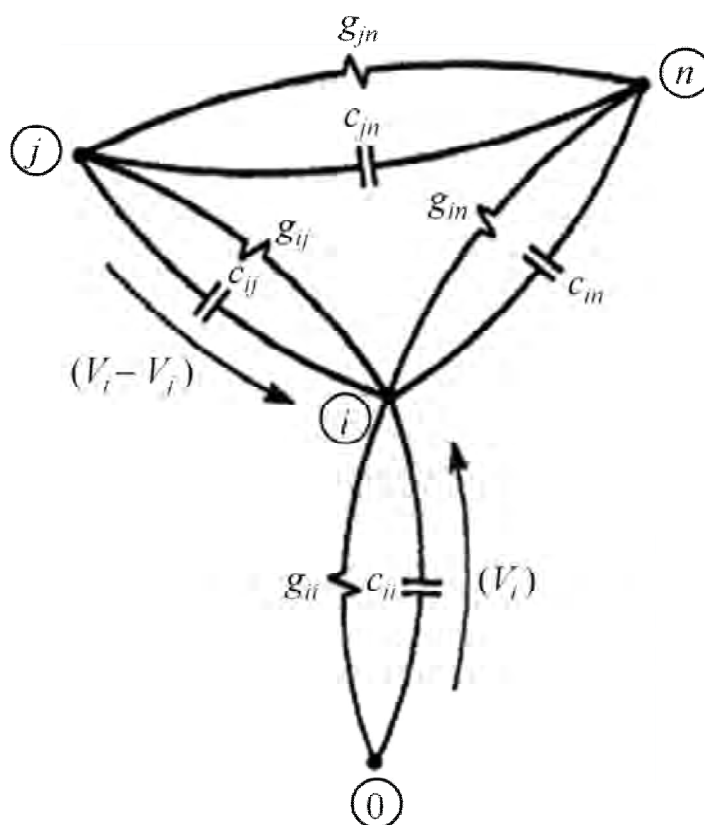
$$\oint_{\hat{s}_e} \vec{J} \cdot d\vec{\hat{s}} = I_i(z + \Delta z, t) - I_i(z, t) \quad (2.35)$$

ที่พื้นผิวดำเนินด้านข้างของสายมีกระแสอยู่ 2 ชนิด คือ กระแสการนำ $\vec{J}_c = \sigma \vec{E}_t$ และกระแสการกระจัด $\vec{J}_d = \epsilon (\partial \vec{E}_t / \partial t)$ เมื่อวัสดุที่ล้อมรอบสายตัวนำเป็นแบบ homogeneous และถูกแสดงลักษณะเฉพาะ (characterized) โดยค่าความนำไฟฟ้า σ และค่าความซบซึมได้ของสนามไฟฟ้า (permittivity) ϵ ซึ่งสัญลักษณ์เหล่านี้สามารถต่อยอดไปสู่กรณีทั่วไปที่วัสดุเป็นแบบไม่เป็นสารเนื้อเดียว (inhomogeneous) ได้เช่นกัน



ภาพที่ 2.23 แสดงการนิยามของพื้นผิวสำหรับการได้มาของสมการที่สองของชุดสมการ MTL

ภาพที่ 2.24 แสดงการนิยามสำหรับการหา capacitance ต่อหนึ่งหน่วยความยาว



ภาพที่ 2.25 แสดง capacitance และ conductance ต่อหนึ่งหน่วยความยาวสาย

ฝั่งซ้ายมือของสมการ 2.25 ประกอบไปด้วยกระแสการนำในทิศตามขวาง (transverse conduction current) ซึ่งไหลระหว่างสายตัวนำ

$$\iint_{\hat{s}_0} \vec{J}_t \cdot d\vec{s} = \sigma \iint_{\hat{s}_0} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} \quad (2.36)$$

อีกครั้งสำหรับการนิยามความนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว g_{ij} มีหน่วยเป็น S/m ระหว่างคู่ของสายตัวนำเส้นที่ i และเส้นที่ j ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสการนำที่ไหลระหว่างสายตัวนำ 2 ตัวในระนาบตัดขวางต่อแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำทั้ง 2 (ดูภาพ 2.24 ประกอบ) ดังนั้น

$$\begin{aligned} \sigma \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \iint_{\hat{s}_0} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} &= g_{i1}(V_i - V_1) + \cdots + g_{ii}V_i + \cdots + g_{in}(V_i - V_n) \\ &= -g_{i1}V_1(z, t) - g_{i2}V_2(z, t) - \cdots \\ &\quad + \sum_{k=1}^n g_{ik}V_k(z, t) - \cdots - g_{in}V_n(z, t) \end{aligned} \quad (2.37)$$

ในทำนองเดียวกันประจุที่ห่อหุ้มโดยพื้นผิว $\hat{s}_0$ (พื้นผิวที่อยู่ด้านข้างของผิวของสายตัวนำ) ตามกฎของเกาส์ (Gauss) จะได้

$$Q_{enc} = \varepsilon \iint_{\hat{s}_0} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} \quad (2.38)$$

ดังนั้นจำนวนประจุต่อหนึ่งหน่วยความยาวสามารถนิยามในพจน์ของความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาวระหว่างสายตัวนำแต่ละคู่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \varepsilon \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \iint_{\hat{s}_0} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} &= c_{i1}(V_i - V_1) + \cdots + c_{ii}V_i + \cdots + c_{in}(V_i - V_n) \\ &= -c_{i1}V_1(z, t) - \cdots + \sum_{k=1}^n c_{ik}V_k(z, t) - \cdots - c_{in}V_n(z, t) \end{aligned} \quad (2.39)$$

จากหลักการข้างต้นสามารถแสดงให้เห็นภาพได้ดังแสดงในภาพที่ 2.25 ทำการแทนสมการ 2.35 สมการ 2.36 และสมการ 2.38 ลงในสมการ 2.34 และหารด้วย Δz ทั้ง 2 ฝ่ายจะได้

$$\frac{I_i(z + \Delta z, t) + I_i(z, t)}{\Delta z} + \sigma \frac{1}{\Delta z} \iint_{\hat{s}_0} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} = -\varepsilon \frac{1}{\Delta z} \iint_{\hat{s}_0} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} \quad (2.40)$$

ทำการเลือกลิมิต $\Delta z \rightarrow 0$ และแทนในสมการ 2.37 และ 2.39 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_i(z, t)}{\partial z} &= g_{i1}V_1(z, t) + g_{i2}V_2(z, t) + \cdots - \sum_{k=1}^n g_{ik}V_k(z, t) + \cdots + g_{in}V_n(z, t) \\ &\quad + \frac{\partial}{\partial t} \left\{ c_{i1}V_1(z, t) + \cdots - \sum_{k=1}^n c_{ik}V_k(z, t) + \cdots + c_{in}V_n(z, t) \right\} \end{aligned} \quad (2.41)$$

สมการ 2.32 สามารถเขียนในรูปของสัญลักษณ์ทางเมทริกซ์ในรูปแบบย่อได้เป็น

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}(z, t) = -\mathbf{G}\mathbf{V}(z, t) - \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}(z, t) \quad (2.42)$$

เมื่อ $\mathbf{V}$ และ $\mathbf{I}$ ถูกนิยามโดยสมการที่ 2.31 กระแสการกระจัดที่ไหลระหว่างสายตัวนำในระนาบตัดขวางถูกแทนด้วยเมทริกซ์ของความนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว $\mathbf{G}$ ซึ่งเป็นการนิยามจากสมการที่ 2.41 จะได้

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n g_{1k} & -g_{12} & \cdots & -g_{1n} \\ -g_{21} & \sum_{k=1}^n g_{2k} & \cdots & -g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{n1} & -g_{n2} & \cdots & \sum_{k=1}^n g_{nk} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

กระแสการกระจัดที่ไหลระหว่างสายตัวนำในทิศระนาบตัดขวางถูกแทนด้วยเมทริกซ์ของความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความยาว $\mathbf{C}$ ซึ่งเป็นการนิยามจากสมการที่ 2.41 จะได้

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n c_{1k} & -c_{12} & \cdots & -c_{1n} \\ -c_{21} & \sum_{k=1}^n c_{2k} & \cdots & -c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -c_{n1} & -c_{n2} & \cdots & \sum_{k=1}^n c_{nk} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

สังเกตได้ว่าสมการที่ 2.42 เป็นเมทริกซ์ที่เหมือนกับสมการที่ 2 ของสมการสายส่งกรณี 2 เส้นในเชิงของขนาด ถ้าทำการระบุประจุทั้งหมดบนสายตัวนำเส้นที่ i ต่อหนึ่งหน่วยความยาวสามารถเขียนได้เป็น q_i ดังนั้นการนิยามมูลฐานของ $\mathbf{C}$ คู่กัน (dual) กับสมการ 2.32 นั่นคือ

$$\mathbf{Q} = \mathbf{C}\mathbf{V} \quad (2.45 \text{ ก})$$

เมื่อ

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ \vdots \\ q_i \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix} \quad (2.45 \text{ ข})$$

โดย $\mathbf{V}$ นั้นได้มาจากสมการ 2.31 (ก) ในทำนองเดียวกันกับการนิยามมูลฐาน (fundamental definition) ของ $\mathbf{G}$ นั่นคือ $\mathbf{I}_t = \mathbf{G}\mathbf{V}$ เมื่อ $\mathbf{I}_t$ เป็นกระแสการนำในทิศตัดขวางระหว่างสายตัวนำ

2.3.2.2 ข้อสรุปของสมการ MTL

สมการของ MTL ที่ได้นั้นสามารถสรุปได้เป็น

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}(z, t) = -\mathbf{R}\mathbf{I}(z, t) - \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(z, t) \quad (2.46 \text{ ก})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}(z, t) = -\mathbf{G}\mathbf{V}(z, t) - \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}(z, t) \quad (2.46 \text{ ข})$$

และสมการ 2.27 สามารถเขียนในรูปแบบย่อได้เป็น

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{R} \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{L} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

พิจารณากรณีที่สายตัวนำเป็นตัวนำแบบสมบูรณ์ จะได้ $\mathbf{R} = \mathbf{0}$ ในกรณีที่วัสดุล้อมรอบ (surrounding medium) เป็นวัสดุแบบปราศจากการสูญเสีย ($\sigma = 0$) จะได้ $\mathbf{G} = \mathbf{0}$ ซึ่งสายนั้นจะเรียกว่าเป็นสายตัวนำแบบปราศจากการสูญเสียได้ก็ต่อเมื่อ ทั้งสายตัวนำและวัสดุล้อมรอบเป็นวัสดุที่ปราศจากความสูญเสีย ดังนั้นในกรณีนี้ชุดสมการ MTL สามารถทำให้ง่ายขึ้น เป็น

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{L} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

ในสมการ 2.48 ซึ่งเป็นการอนุพันธ์อันดับที่ 1 สามารถเขียนในรูปของการอนุพันธ์อันดับที่ 2 ได้โดยทำการอนุพันธ์สมการ 2.46 (ก) เทียบกับ z และทำการอนุพันธ์สมการ 2.46 (ข) เทียบกับ t จากนั้นทำการจัดรูปจะได้สมการในรูปของการอนุพันธ์อันดับที่ 2

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{V}(z, t) = (\mathbf{R}\mathbf{G})\mathbf{V}(z, t) + (\mathbf{R}\mathbf{C} + \mathbf{L}\mathbf{G}) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}(z, t) + \mathbf{L}\mathbf{C} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{V}(z, t) \quad (2.49 \text{ ก})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{I}(z,t) = (\mathbf{GR})\mathbf{I}(z,t) + (\mathbf{GL} + \mathbf{CR}) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(z,t) + \mathbf{CL} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{I}(z,t) \quad (2.49 \text{ ข})$$

ซึ่งสมการ 2.49 นี้เป็นสมการสายส่งแบบ MTL

2.4 หลักการลดทอนผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ

วิธีการลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ได้มีการศึกษาและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง นั้นมีวิธีที่นิยมใช้อย่างกว้างขวางนั้นได้แก่ การใช้วัสดุเพื่อลดทอนผลกระทบของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งผู้ศึกษาได้รวบรวมผลการศึกษที่สำคัญกับงานวิจัยดังนี้

เริ่มต้นยุคดิจิทัล (Digital) ที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ 1 ถึง 3 GHz ของระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless) และเครื่องมือวัดรวมถึงการออกแบบในระดับมิลลิเมตรเวฟ (Millimeters wave) ย่าน 70-10 GHz จากการที่คอมพิวเตอร์สร้างสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิก (Harmonic noise) ในย่านความถี่ดังกล่าวทำให้เกิดปัญหาการรบกวน (Interference) จากแหล่งกำเนิดต่างๆ การป้องกันการแพร่กระจายคลื่นในสภาวะแวดล้อม และการนำไปใช้หลายด้านซึ่งต้องให้มีราคาต่ำ และมีน้ำหนักที่เบา [14-15]

J. Y. Shin และ J. H. Ohs [16] ได้นำเสนอปรากฏการณ์การดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในวัสดุเฟอร์ไรต์ โครงสร้างแบบ hexagonal (Y- and Z-type) และแบบ spinel (NiZn ferrite and NiZnCo ferrite) โดยพิจารณาที่ลักษณะความสัมพันธ์ของ complex permeability กับอิมพีแดนซ์ของวัสดุ ซึ่งได้แสดงถึง complex permeability นั้นมีผลกับประสิทธิภาพการดูดซับคลื่นซึ่งสัมพันธ์กับการเกิด matching อิมพีแดนซ์ แม้ว่าการศึกษานี้จะสามารถแสดงถึงประสิทธิภาพการดูดซับคลื่นในย่านไมโครเวฟได้ แต่ความหนาของวัสดุนั้นมีขนาดถึง 3.1 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นอุปสรรคในการนำไปใช้ในงาน

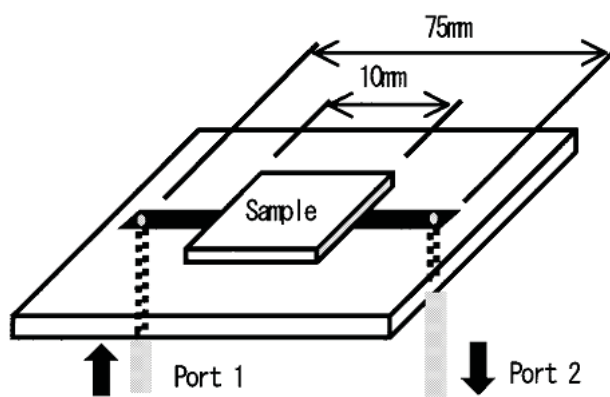
M. Matsumoto และ Y. Miyata [17] ได้พัฒนาวัสดุดูดซับที่มีคุณสมบัติการดูดซับที่ดีกว่า spinel-type ferrite พร้อมทั้งลดขนาดความหนาได้ ซึ่งเป็นครั้งแรกในการสร้างวัสดุแบบ soft magnetic material เพื่อนำมาใช้ในการดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งถูกสร้างจากอนุภาคที่มีโครงสร้างแบบอสัณฐาน (amorphous) ผลที่ได้นั้นสามารถทำให้ค่า permeability ที่สูงกว่าโครงสร้างแบบ spinel-type ferrite [16] ถึง 3 เท่าซึ่งที่ความหนา 3 มิลลิเมตรสามารถให้ค่า reflection loss สูงถึง 30 dB

Lim, K.M. และคณะ [18] วัสดุประกอบ amorphous alloy-ferrite-epoxy ได้ถูกนำมาศึกษาเพื่อใช้ในการดูดซับคลื่นในย่านไมโครเวฟซึ่งก็เป็นการพัฒนาให้ขนาดความหนาของวัสดุนั้นลงโดยการทำให้ได้ค่าเหมาะสม (optimized) ปริมาณของสัดส่วนของวัสดุอสัณฐานซึ่งผลที่ได้สามารถได้ผลที่เหมาะสมที่สุดระหว่างสัดส่วนของวัสดุอสัณฐานกับขนาดความหนาที่น้อยที่สุดของ amorphous alloy-ferrite-epoxy ที่ความถี่ 2.0-2.2 GHz แต่อย่างไรก็ตามขนาดความหนาของแผ่นวัสดุที่ใช้ยังอยู่ในช่วง 5 มิลลิเมตรซึ่งยังคงสูงอยู่

จนกระทั่งมีการนำหลักการนำเสนอมิธีการใช้วัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์โร (Ferromagnetic material) มาเป็นตัวดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดขึ้นบนสายนำสัญญาณ จากคุณสมบัติของวัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์โรนั้นสามารถทำให้เกิดการสูญเสียในแม่เหล็ก (Magnetic loss) ที่สูงกว่าวัสดุแม่เหล็กที่ได้นำเสนอมาในเอกสาร [14]-[18] เป็นผลอันเนื่องมาจากลักษณะของสูญเสียในแม่เหล็กที่เกิดกับวัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์โรนั้นมีลักษณะเป็นเรโซแนนซ์ (Resonance) ซึ่งเรียกว่า Ferromagnetic resonance (FMR) [19-21]

วิธีการทดสอบการใช้วัสดุดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในสายไมโครสตริป (Microstrip line) นั้นทำได้ดังภาพที่ 2.26 ซึ่ง วัสดุดูดซับจะถูกวางบนสายนำสัญญาณและการวัด Reflection loss และ

Transmission loss จะวัดโดยใช้เครื่อง Vector Network Analyzer (VNA) ดังตัวอย่างการทดสอบของ Yoshida และคณะ [19] ซึ่งได้นำเสนอการใช้วัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์ไรต์ Fe-Al-O และ Co-Zr-O นำมาใช้ดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในรูปแบบของสัญญาณรบกวนเหนี่ยวนำ (Conduction noise) ที่อยู่บนสาย ไมโครสตริป ซึ่งทำการทดสอบโดยการวัด Reflection loss และ Transmission loss ซึ่งผลที่ได้นั้นแสดงถึงการ ขึ้นลงอยู่กับค่าสภาพการแพร่ผ่านได้ (Permeability) และที่สำคัญเป็นครั้งแรกในการใช้วัสดุดูดซับที่ขนาด ความหนา 2 ไมโครเมตร



ภาพที่ 2.26 วิธีการวัด Reflection loss และ Transmission loss [19]

การนำเสนอวิธีการลดผลกระทบจาก การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้วัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์ไรต์ นั้น ได้มีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่องโดยเป้าหมายเพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทาง แม่เหล็กไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นการพิจารณาผลจากการกระตุ้นโดยสนามแม่เหล็กภายนอก [22]

การพัฒนาประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า บนสายนำสัญญาณในด้านที่เกี่ยวข้อง งานที่จะนำเสนออีกอย่างคือ การพัฒนาเพื่อนำไปใช้ลด การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในกรณีที่เกิดจาก การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดจากการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic wave radiated)

H. Ono และคณะ [23] ได้นำเสนอวิธีการลดทั้ง การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการ แพร่กระจาย (Radiated EMI) และ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำ (Conducted EMI) ใน ย่านความถี่ 100 MHz ถึง 10 GHz โดยตัวดูดซับที่ใช้ถูกสร้างจากสารประกอบแม่เหล็ก Fe-Si-Al/polymer ซึ่งเป็นแผ่นฟิล์มที่มีโครงสร้างในระดับนาโน (Nano-structure film) ผลปรากฏว่าการใช้ฟิล์มที่สร้างขึ้นจาก สารประกอบแม่เหล็ก Fe-Si-Al/polymer นั้นสามารถลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการ แพร่กระจาย และ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำที่อยู่บนสายตัวนำแบบไมโครสตริปได้

J. W. Lee และคณะ [24] ก็เป็นอีกกลุ่มวิจัยที่ได้นำเสนอวิธีการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจาก ผลการแพร่กระจาย และ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำ ซึ่งได้สร้างวัสดุดูดซับคลื่น แม่เหล็กไฟฟ้าจากสารประกอบ Fe-Si-Al/Ni-Zn ในการทดสอบคุณสมบัติการดูดซับ การรบกวนทาง แม่เหล็กไฟฟ้า บนสายตัวนำแบบไมโครสตริป ในการทดสอบประสิทธิภาพการดูดซับในกรณี การรบกวนทาง แม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำ จะพิจารณาที่อัตราส่วนของพลังงานของคลื่นที่สูญเสียต่อพลังงานอินพุตที่สู่ สายตัวนำ ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) ส่วนกรณีของ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการแพร่กระจาย จะใช้ประสิทธิภาพ การป้องกันคลื่น (Shielding effectiveness, SE) [23], [25], [26] เป็นพารามิเตอร์แสดงประสิทธิภาพของการ

ดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ผลการศึกษาได้ชี้ให้เห็นว่าการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในกรณีที่พิจารณาสัญญาณรบกวนที่มีลักษณะเป็นสนามระยะไกล (Far-field) พบว่าการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวัสดุเนื้อแท้ (Intrinsic property) ของโครงสร้างได้แก่ ความนำไฟฟ้า สภาพการซึมผ่านของวัสดุแม่เหล็ก ความหนาของวัสดุดูดซับ รวมไปถึงค่าไดอิเล็กตริกของวัสดุที่เป็นพื้นหลัง (Background materials)

กลุ่มวิจัยของ Sang Woo Kim [27] ก็เป็นอีกตัวอย่างการศึกษาเพื่อการลด การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า บนสายตัวนำไมโครสตริป โดยพิจารณาการเกิด การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่อยู่ในเงื่อนไขแบบสนามระยะใกล้และสนามระยะไกล (Near-field and Far-field) โดยมีวัตถุประสงค์ที่จะทำการควบคุมคุณสมบัติของวัสดุเนื้อแท้ของวัสดุดูดซับ ซึ่งวัสดุที่ใช้คือ แผ่นฟิล์มวัสดุแม่เหล็กแบบอ่อน (Soft magnetic) ซึ่งสร้างจากสารประกอบ Fe-Al-Si alloy-polymer ผลที่ได้นั้นแสดงถึงประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของแผ่นฟิล์ม (Film density) โดยประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะสูงขึ้นตามการเพิ่มความหนาแน่นของแผ่นฟิล์ม ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากการเพิ่มความหนาแน่นของแผ่นฟิล์มนั้นเป็นการเพิ่มความนำไฟฟ้าและสภาพการซึมผ่านของวัสดุแม่เหล็ก ซึ่งเป็นการใช้การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวัสดุเนื้อแท้เพื่อให้สามารถควบคุมประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ของวัสดุได้

จากนั้นก็ได้มีการศึกษาเพื่อออกแบบวัสดุ แม่เหล็กแบบอ่อน (soft magnetic) ชนิดต่างๆ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า กันอย่างต่อเนื่อง กลุ่มวิจัย Bostjan Drmovsek [28] ได้นำเสนอการปรับปรุงประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการใช้การปรับปรุงคุณสมบัติของวัสดุเนื้อแท้ โดยการเปลี่ยนขนาดความยาวและความกว้างของแผ่นดูดซับ กลุ่มวิจัยของ Ki Hyeon Kim [29] ได้นำเสนอการสร้างแผ่นดูดซับโดยใช้วิธีการดั้งเดิมมีชื่อเรียกว่า (Electric Explosion Wire, EEW) ซึ่งสามารถใช้สร้างแผ่นดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จากสารประกอบ Fe และ NiFe ได้ กลุ่มวิจัยของ Koichi Kondo [30] ได้เสนอวิธีการเคลือบ (Coat) แผ่นฟิล์มแม่เหล็กบนสายนำสัญญาณ ซึ่งนำไปประยุกต์ใช้ได้กับวงจรความจุสูง (Large-Scale Integration, LSI)

ด้านกลุ่มวิจัยของ M. Yamaguchi [31] ได้นำเสนอการนำแผ่นฟิล์มของวัสดุแม่เหล็กแบบอ่อน (Soft magnetic film) ไปใช้ลด การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่อยู่บนสายไมโครสตริปของไมโครชิป (On-chip microstrip line) ได้ ซึ่งขนาดของสายไมโครสตริปในไมโครชิปนี้มีขนาดเล็กมากและสามารถสร้างแผ่นดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ความหนาระดับ 0.15 ไมโครเมตร ความยาว 1.91 มิลลิเมตรและความกว้าง 0.86 มิลลิเมตร กลุ่มวิจัยของ Sho Muroga [32] เป็นอีกตัวอย่างการใช้คุณสมบัติของวัสดุดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งใช้วัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์โร ซึ่งได้แสดงถึงวิธีการควบคุมประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ของวัสดุดูดซับที่สร้างจากวัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์โร ด้วย Demagnetizing field ที่อยู่ในวัสดุแม่เหล็กแบบเฟอร์โร ผลการศึกษา Sung-Soo Kim [33] ได้นำเสนอประสิทธิภาพการดูดซับแผ่นดูดซับที่สร้างจากวัสดุ Fe_3O_4 ซึ่งผลการศึกษาได้ชี้ชัดว่าประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ของวัสดุแม่เหล็กนั้น ขึ้นอยู่กับขนาดความหนาของแผ่นฟิล์มแม่เหล็กเป็นหลัก และปัจจุบัน Jing Qiu [24] ได้นำเสนอผลการพัฒนาวัสดุดูดซับจากวัสดุแม่เหล็กแบบอ่อน FeCoNiB ซึ่งผลที่ได้ประสิทธิภาพการดูดซับที่ดีที่สุดของวัสดุนั้นอยู่ที่ปริมาณนิเกิลเท่ากับ 0.09 ซึ่งจะได้ค่าสูงสุด Power loss เท่ากับ 0.87 ที่ความถี่ตั้งแต่ 3 GHz

จากผลการศึกษาที่นำเสนอมาได้ชี้ให้เห็นว่าวิธีการลดผลกระทบของ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า บนสายนำสัญญาณไมโครสตริป วิธีการที่ถูกนำเสนอมานั้นสามารถทำได้โดยการใช้วัสดุดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสร้างจากวัสดุแม่เหล็กแบบต่างๆ เพิ่มเข้าไปในสายตัวนำไมโครสตริป และการพัฒนานำไปใช้

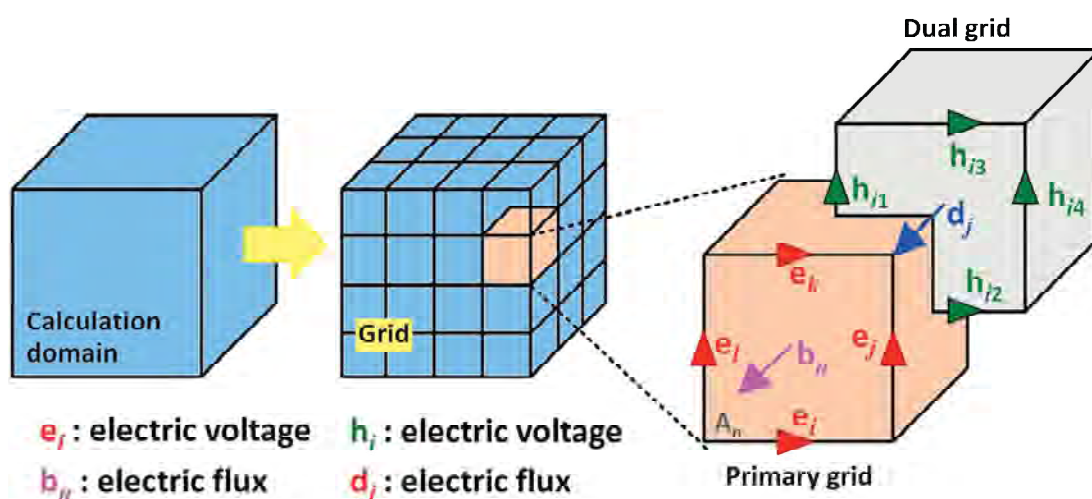
ในสายตัวนำไมโครสตริปที่มีลักษณะเฉพาะแบบต่าง ๆ รวมไปถึงการพัฒนาประสิทธิภาพการดูดซับขึ้นโดยการสร้างวัสดุแม่เหล็กชนิดใหม่จนกระทั่งได้วัสดุดูดซับที่มีประสิทธิภาพสูงมากในปัจจุบัน

แม้ว่าการใช้วิธีการเพิ่มตัวดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นจะได้ผลอย่างน่าพอใจ เมื่อพิจารณาถึงการนำมาประยุกต์ใช้งานจริง (Practical) โดยเฉพาะในการนำมาใช้กับสายไมโครสตริปของหัวบันทึกแม่เหล็กในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ วิธีการดังกล่าวนี้จึงมีข้อด้อยคือ มีขั้นตอนซับซ้อนในการสร้าง ต้องอาศัยเทคโนโลยีขั้นสูงในการการปลูกผลึกฟิล์มบาง (Thin film deposition) ผลที่ตามมาคือต้องเสียค่าใช้จ่ายสูงมาก โครงสร้างสายไมโครสตริปที่ได้นั้นถูกจำกัดการใช้งานเนื่องจากไม่สามารถอ่อนตัวได้ (Flexible) และที่สำคัญเป็นการเพิ่มขึ้นส่วนที่เป็นตัวดูดซับซึ่งทำให้สายไมโครสตริปนั้นมีขนาดเพิ่มขึ้นซึ่งไม่สอดคล้องกับเป้าหมายของการพัฒนาออกแบบชิ้นส่วนของฮาร์ดดิสก์ที่จะต้องมีขนาดเล็กลงในอนาคต ดังนั้นวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้คือการออกแบบเพื่อที่จะลด การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า บนสายตัวนำของหัวบันทึกแม่เหล็ก (Recording head) ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยต้นแบบของโครงสร้างสายตัวนำของหัวบันทึกแม่เหล็กที่ได้นั้นจะต้องไม่มีการเพิ่มของขนาด

2.5 หลักการเบื้องต้นของ Finite Integration Technique (FIT)

ในงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เวอร์ชัน 2010 เป็นเครื่องมือช่วยในการจำลอง crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณเชิงตัวเลข (numerical method) บนฐานของ Finite Integral Technique (FIT) ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการกล่าวถึงหลักการคำนวณของ FIT โดยได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ การแบ่งส่วน (discretization) แบบจำลองสามมิติและการหาผลเฉลยชุดสมการแมกซ์เวลล์ในรูปปริศ (Maxwell's grid equation, MGE)

2.5.1. การแบ่งส่วน (Discretization)



ภาพที่ 2.27 แสดงขั้นตอนการแบ่งส่วนอาณาเขตการคำนวณไปสู่กริด [35]

ขั้นตอนแรกในการคำนวณ อาณาเขตการคำนวณ (calculation domain) ซึ่งก็คืออาณาเขตที่จะถูกนำมาพิจารณาในการคำนวณ จะถูกกำหนดขึ้นมาดังแสดงในภาพที่ 2.27 ซึ่งการกำหนดอาณาเขตนี้อยู่ใน

ขั้นตอนการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นสำหรับการคำนวณ ซึ่งจะถูกล่วงในบทที่ 3 จากนั้นอาณาเขตการคำนวณดังกล่าวจะถูกแบ่งย่อยเป็นส่วนๆ เรียกว่า กริด (grid, G) โดย กริด จะประกอบด้วยเซลล์ (cell) ที่มีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมลูกบาศก์ (cuboid) โดยที่มุมแต่ละมุมของปริมาตรลูกบาศก์นี้จะถูกเรียกว่า โหนด (node) ในการคำนวณนั้นลำดับของโหนดจะถูกแจกแจง (enumerated) ดังนี้

พิจารณาให้อณาเขตการคำนวณอยู่ในระบบพิกัดจาก i, j และ k ดังแสดงในภาพที่ 2.28 โดยทั้ง 3 แกนมีขอบเขตในช่วง $1 \leq i \leq I, 1 \leq j \leq J$ และ $1 \leq k \leq K$ ตามลำดับ เมื่อ I, J และ K เป็นจำนวนนับ แสดงถึงค่าขอบเขตของอาณาเขตการคำนวณที่มากที่สุดตามแกน i, j และ k ตามลำดับ ลำดับที่ของโหนดสำหรับกริด G สามารถระบุได้ดังสมการ [36]

$$P(i, j, k) = n = i + (j - 1) \cdot I + (K - 1) \cdot I \cdot J \quad (2.50)$$

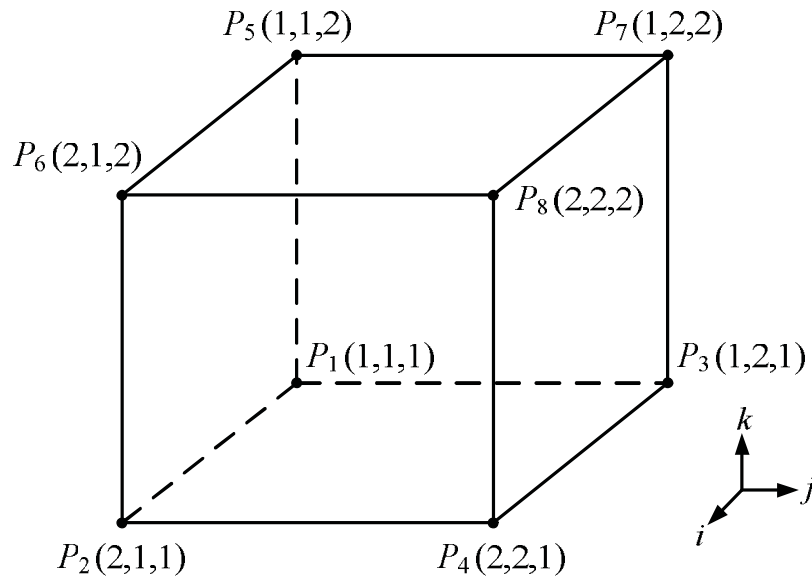
เมื่อ P คือตำแหน่งพิกัดที่ i, j, k ของโหนดลำดับที่ n โดยที่ n อยู่ในช่วง 0 ถึง N_t ซึ่ง N_t บอกถึงจำนวนโหนดทั้งหมดที่มีอยู่ในอาณาเขตการคำนวณที่ทำการพิจารณาดังแสดงในสมการที่ 2.51 เพื่อให้เห็นภาพง่ายขึ้น สมมติให้กริดที่ถูกพิจารณาประกอบไปด้วยเซลล์จำนวน 1 เซลล์และมีปริมาตรขนาด 1 หน่วยลูกบาศก์ ดังแสดงในภาพที่ 2.28 ดังนั้นขอบเขตของ i, j และ k อยู่ในช่วง 1 ถึง 2 ($1 \leq i, j, k \leq 2$) นั่นก็คือ $I \cdot J \cdot K$ มีค่าเป็น 2 (1 และ 2) จำนวน node ทั้งหมดหาได้จาก

$$N_t := I \cdot J \cdot K \quad (2.51)$$

$$= 2 \times 2 \times 2$$

$$= 8 \text{ โหนด}$$

ดังนั้นโหนด ณ ตำแหน่งพิกัด $P_n(1, 1, 1)$ จะได้ $n = 1 + 0 + 0 + 0 = 1$ นั้นหมายความว่า ที่ตำแหน่งพิกัดดังกล่าวคือโหนดอันดับที่ 1 หรือ ณ ตำแหน่งพิกัดที่ $(1, 2, 2)$ จะได้ $n = 1 + 0 + 2 + (2)(2) = 7$ นั้นหมายความว่า ที่ตำแหน่งพิกัดดังกล่าวคือโหนดอันดับที่ 7 ซึ่งลำดับของโหนดทั้งหมดของกริด ถูกแสดงดังภาพที่ 2.28



ภาพที่ 2.28 แสดงลำดับของโหนดกริดเซลล์มีขนาดเป็น 1 หน่วยปริมาตร

ในขั้นตอนการคำนวณ แต่ละกริด G จะมี กริดที่คู่กัน (the dual grid, $\tilde{G}$) ดังแสดงในภาพที่ 2.27 ซึ่งกริด $\tilde{G}$ เป็นกริดที่มีปริมาตรและขอบเช่นเดียวกับกริด G แต่มีนิยามเฉพาะ คือ “แต่ละจุด $\tilde{P}(i, j, k)$ ของ $\tilde{G}$ อยู่ในตำแหน่งที่แน่นอนที่กึ่งกลางของปริมาตร $V(i, j, k)$ ของ G หรือในทางกลับกัน แต่ละจุด $P(i, j, k)$ ของ G อยู่ในตำแหน่งที่แน่นอนที่กึ่งกลางของปริมาตร $\tilde{V}(i, j, k)$ ของ $\tilde{G}$ ซึ่งแต่ละ $P(i, j, k)$ นั้นมีตำแหน่งอยู่ภายใน $V(i, j, k)$ ของ $\tilde{G}$ ” โดยเหตุจำเป็นที่จะต้องมีการกริด G และ $\tilde{G}$ เนื่องจากการคำนวณเชิงตัวเลขสำหรับการแก้ปัญหาทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นที่ทราบกันดีว่า สนามไฟฟ้าเป็นเหตุให้เกิดสนามแม่เหล็ก และสนามแม่เหล็กเป็นเหตุให้เกิดสนามไฟฟ้า ดังสมการแมกซ์เวลล์ ในทำนองเดียวกัน สนามที่กริด G เป็นเหตุให้เกิดสนามที่กริด $\tilde{G}$ และสนามที่กริด $\tilde{G}$ เป็นเหตุให้เกิดสนามที่กริด G เช่นกัน ซึ่งจะถูกอธิบายในหัวข้อถัดไป

2.5.2 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปกริด

วิธีการของ FIT นั้นสอดคล้องกับตัวดำเนินการเชิงทอพอโลยีวิยุต (the discrete topological operators) ได้แก่ เคิร์ล (curl) ไดเวอร์เจนต์ (divergence) และเกรเดียนต์ (gradient) เพื่อที่จะสร้างตัวดำเนินการอนุพันธ์ (the differential operators) ตัวดำเนินการเชิงทอพอโลยีพื้นฐาน (basic topological operator) P_u , P_v และ P_w [37] ซึ่งเป็น matrix 2 แถบ (two-banded matrices) ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ประกอบไปด้วยสมาชิกที่เป็นไปได้ 3 ตัวคือ -1 , 0 , 1 โดย

$$[P_u]_{i,j} := \begin{cases} -1 & : \text{for } j = i \\ +1 & : \text{for } j = i+1 \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.52)$$

$$[P_v]_{i,j} := \begin{cases} -1 & : \text{for } j = i \\ +1 & : \text{for } j = i+1 \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.53)$$

$$[P_w]_{i,j} := \begin{cases} -1 & : \text{for } j = i \\ +1 & : \text{for } j = i + I \cdot J \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.54)$$

สำหรับเมทริกซ์ทอพอโลยี $\mathbf{C}$ และ $\tilde{\mathbf{C}}$ คือ ตัวดำเนินการเคิร์ลเชิงวิยุต (discrete) ที่ถูกนิยามที่กริดปฐมภูมิและกริดคู่ตามลำดับ ดังนี้ [36]

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & -P_w & P_v \\ P_w & 0 & -P_u \\ -P_v & P_u & 0 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

จากนิยามก่อนหน้าของคู่กริด $\{G, \tilde{G}\}$ เป็นผลให้ตัวดำเนินการเคิร์ลที่กริดปฐมภูมิและที่กริดคู่เป็น

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{C}}^T \quad (2.56)$$

จากสมการสองตัวแรกในชุดสมการของแมกซ์เวลล์ (2.6) และ (2.7) สามารถเขียนในเชิงวิยุตได้เป็น

$$\tilde{\mathbf{C}}\mathbf{h} = \hat{\mathbf{j}} \quad (2.57)$$

$$\mathbf{C}\mathbf{e} = -\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{b}} \quad (2.58)$$

ตัวดำเนินการไดเวอร์เจนต์ $\mathbf{S}$ และตัวดำเนินการเกรเดียนต์ $\mathbf{G}$ ต่างมีสมาชิกในเซตของ $-1, 0, 1$ ซึ่งมีรูปแบบและคุณสมบัติดังนี้

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} P_u & P_v & P_w \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \tilde{P}_u & \tilde{P}_v & \tilde{P}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_u^T & -P_v^T & -P_w^T \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} P_u \\ P_v \\ P_w \end{bmatrix} = -\tilde{\mathbf{S}}^T \quad (2.61)$$

จากวิธีการเชิง analytical และคุณสมบัติเชิง algebraic ทำให้สมการก่อนหน้านี้เป็นจริงสำหรับกริดปฐมภูมิและกริดคู่ [38-39] ได้เป็น

$$\tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{S}}^T = 0, \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{S}^T = 0 \leftrightarrow \text{curl grad} \cdot \equiv 0 \quad (2.62)$$

$$\mathbf{S}\mathbf{C} = 0, \tilde{\mathbf{S}}\tilde{\mathbf{C}} = 0 \leftrightarrow \text{div curl} \cdot \equiv 0 \quad (2.63)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าว จำนวนองค์ประกอบ u ทั้งหมดถูกนับเป็น n ตัว จำนวนองค์ประกอบ v ทั้งหมดถูกนับเป็น $n + N_t$ ตัว และจำนวนองค์ประกอบ w ทั้งหมดถูกนับเป็น $n + 2N_t$ ตัว องค์ประกอบของตัวแปรที่ไม่ทราบค่า (unknown) ของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux density) ถูกแปลงให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ที่มีมิติ (dimension) เป็น $3N_t = 3(I \cdot J \cdot K)$ ตัว

แรงดันกริด (grid voltage) ถูกนิยามตามแนวขอบ (edge) ของกริดและปริมาณฟลักซ์ (flux quantity) ซึ่งถูกใช้ในการหาปริพันธ์บนพื้นที่ในคู่ของกริดทั้งสอง นั่นก็คือ $\{G, \tilde{G}\}$ ดังแสดงตามรูปที่ 2.27

สำหรับกริดปฐมภูมิ (primary grid) G

$$\hat{\mathbf{e}}(i, j, k) = \int_{L(i, j, k)} \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (2.64)$$

$$\hat{\mathbf{b}}(i, j, k) = \int_{A(i, j, k)} \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.65)$$

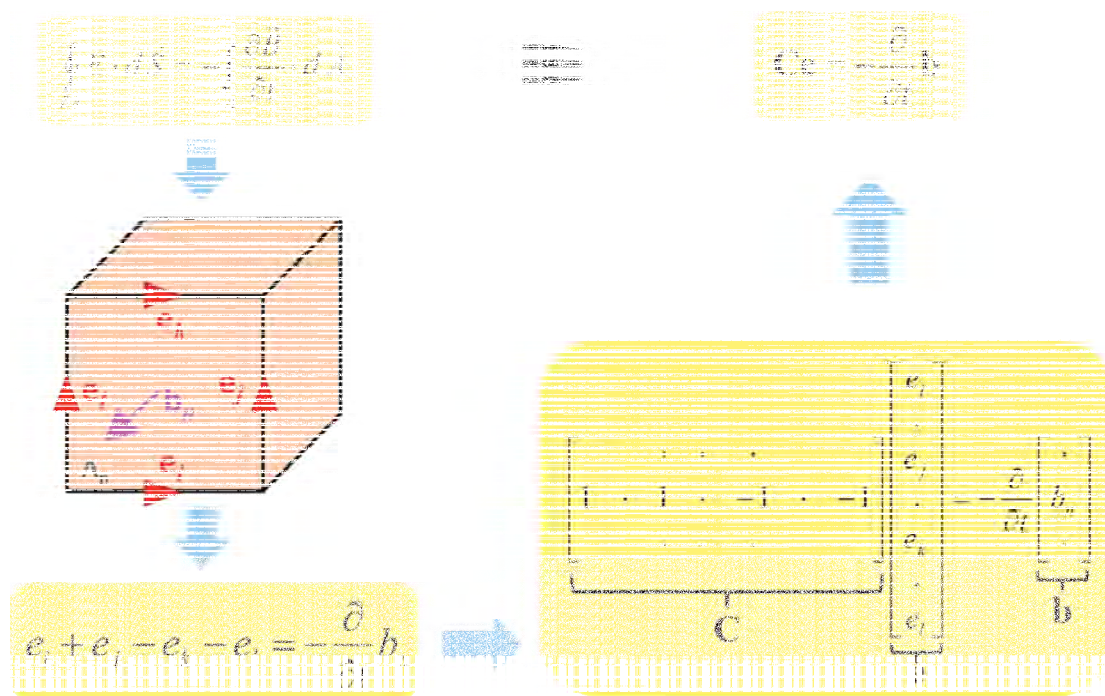
สำหรับกริดคู่ (dual grid) $\tilde{G}$

$$\hat{\mathbf{h}}(i, j, k) = \int_{L(i, j, k)} \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (2.66)$$

$$\hat{\mathbf{j}}(i, j, k) = \int_{A(i, j, k)} \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (2.67)$$

โดยสัญลักษณ์โบว์ (bow) เป็นการแทนมิติของโดเมน (domain) ซึ่งแสดงถึงปริมาณทางกายภาพที่ถูกปริพันธ์ ซึ่งการปริพันธ์ที่ขอบหรือโค้ง และการปริพันธ์บนพื้นผิว สามารถเขียนได้เป็น $\hat{e}$ และ $\hat{b}$ ตามลำดับ

ชุดสมการแมกซ์เวลล์นั้นถูกแปลงให้อยู่ในเซตของสมการเมทริกซ์ซึ่งถูกเรียกว่า Maxwell-Grid-Equation (MGE) จากภาพที่ 2.29 แสดงถึงการได้มาของสมการ MGE จากกฎของฟาราเดย์กล่าวไว้ว่า “อัตรา การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำรอบเส้นทางปิดนั้น” [40] สมการแมกซ์เวลล์จากกฎของฟาราเดย์จึงถูกแทนในรูปของกริดและถูกแทนในรูปของเมทริกซ์ได้ดังภาพ



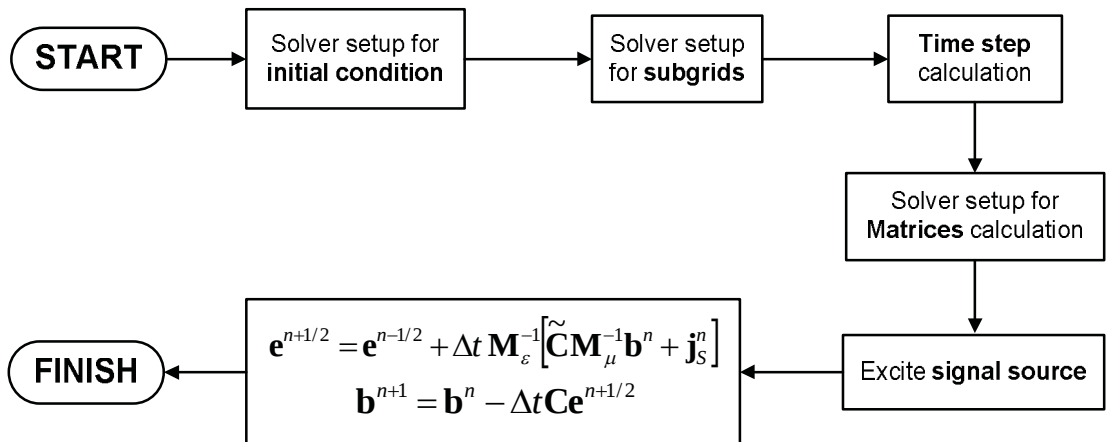
ภาพที่ 2.29 แสดงถึงการได้มาของสมการ MGE กรณีของสมการแมกซ์เวลล์จากกฎของฟาราเดย์ [35]

และสมการแมกซ์เวลล์ที่เหลือสามารถเขียนในรูป MGE ได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ตารางเปรียบเทียบสมการแมกซ์เวลล์ในรูปแบบปกติและ MGE [35]

Traditional	MGE
$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A}$	$\mathbf{C}\mathbf{e} = -\frac{d}{dt}\mathbf{b}$
$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A}$	$\tilde{\mathbf{C}}\mathbf{h} = \frac{d}{dt}\mathbf{d} + \mathbf{j}$
$\oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$	$\mathbf{S}\mathbf{b} = \mathbf{0}$
$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho dV$	$\tilde{\mathbf{S}}\mathbf{d} = \mathbf{q}$

เห็นได้ว่าเทคนิค FIT นั้นเป็นการแบ่งส่วนสมการแมกซ์เวลล์รูปแบบการอินทิกรัลในอาณาจักรการคำนวณ ซึ่งอาณาจักรการคำนวณจะมีการแบ่งกริดออกเป็นส่วนย่อยๆ จากนั้นโปรแกรมจะคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่ละกริด ตั้งแต่กริดเริ่มแรกไปจนถึงกริดสุดท้ายในอาณาเขตการคำนวณดังแสดงตามภาพที่ 2.30 เมื่อโปรแกรมจำลองเสร็จสมบูรณ์แล้ว ผลเฉลยที่ได้สามารถนำมาวิเคราะห์ได้ทั้งในอาณาจักรเวลาและอาณาจักรความถี่โดยผ่านตัวปฏิบัติการฟูเรียร์ (fourier)



ภาพที่ 2.30 แสดง flowchart การคำนวณของโปรแกรม CST Microwave Studio

เอกสารอ้างอิง

1. **Momentum XT Hybrid Drive - Laptop Solid State Hybrid Drive.** (2013). Retrieved March 20, 2013, from <http://www.seagate.com/as/en/internal-hard-drives/laptop-hard-drives/momentum-xt-hybrid>.
2. **Perpendicular Magnetic Recording Technology.** (2007). Retrieved March 20, 2013, from [http://www.hgst.com/tech/techlib.nsf/techdocs/F47BF010A4D29DFD8625716C005B7F34/\\$file/PMR_white_paper_final.pdf](http://www.hgst.com/tech/techlib.nsf/techdocs/F47BF010A4D29DFD8625716C005B7F34/$file/PMR_white_paper_final.pdf).
3. Carlson, K. (2004). Crosstalk in the rigid disk drive channel front-end. **IEEE Transactions on Magnetics**, 40(1), 281-285.
4. Dobisz, E. A., Bandic, Z. Z., Wu, T. W., and Albrecht, T. (2008). Patterned media: Nanofabrication challenges of future disk drives. **Proceedings of the IEEE**, 96 (11), 1836-1846, Nov. 2008
5. Boettcher, U., Lacey, C. A., Li, H., Amemiya K., De Callafon R. A., and Talke, F. E., (2011). Servo signal processing for flying height control in hard disk drives. **Microsystem Technologies**, 17(5-7), 937-944.
6. Klaassen, K. B., van Peppen, L. J. C., and Xing, X. (2002). Write-to-read coupling. **IEEE Transactions on Magnetics**, 38(1), 61-67.
7. Ramahi, O. M. (2003). Crosstalk mechanism analysis of conventional and novel delay lines. **Applied Computational Electromagnetics Society**, 18(3), 181-190.
8. Gao, X. K., Liu, Q. H., Liu, Z. J. (2005). Robust design of head interconnect for hard disk drive. **Journal of Applied Physics**, 97(10), 10P102-10P102-3.
9. Prakash, S., Pentek, K., and Zhang, Y., (2001). Reliability of PtMn-based spin valves. **IEEE Transactions on Magnetics**, 37(3), 1123-1131.
10. He, Q., Kingston, L., Sandra, S., Gong, H., Rich, H., and Seagle, D. (2002). Write-to-read coupling breakdown in HGA. **IEEE Transactions on Magnetics**, 38(5), 2234-2236.
11. Contreras, J. T. (2006). Modeling of a disk drive's front-end channel path. **IEEE Transactions on Magnetics**, 42(10), 2600-2602.
12. Contreras, J. T. and Wallash, A. (2008). Applications of 3D Electromagnetic Modeling in Magnetic Recording: ESD and Signal Integrity. **CST North American Users' Forum**, Santa Clara, CA.
13. Paul, C. R., (2007). **Analysis of Multiconductor Transmission Lines**, 2nd ed. John Wiley & Son.
14. H. W. Helberg, V. Kose, Z. Angew. (1965). **Phys.**, 19, p. 509.
15. Naito, Y. (1997). Ferrite Electromagnetic Wave Absorbers. **Journal de Physique IV**, 7, pp. (C1) 405-408.
16. Shin, J. Y., and Ohs, J.H. (1993). The Microwave Absorbing Phenomena of Ferrite Microwave Absorbers. **IEEE Trans. Magn.** 29, p. 3437.

17. Matsumoto, M., and Miyata, Y. (1997). Thin electromagnetic wave absorber for quasi-microwave band containing aligned thin magnetic metal particles. **IEEE Trans. Magn.**, **33**(6), pp. 4459–4464.
18. Lim, K. M., Kim, M. C., Lee, K. A., and Park, C. G. (2003). Electromagnetic wave absorption properties of amorphous alloy-ferrite-epoxy composites in quasi-microwave band. **IEEE Trans. Magn.**, **39**(3), pp. 1836 – 1841.
19. Yoshida, S., Ono, H., Ando, S., Tsuda, F., Ito, T., Shimada, Y., Yamaguchi, M., Arai, K. I., Ohnuma, S., and Masumoto, T. (2001). High-frequency noise suppression in downsized circuits using magnetic granular film. **IEEE Trans. Magn.**, **37**, pp. 2401–2403.
20. Yamaguchi, M., Kim, K. H., Kuribara, T., and Arai, K. I. (2002). Thin-Film RF Noise Suppressor Integrated in a Transmission Line. **IEEE Trans. Magn.**, **38**(5), p. 3183.
21. Kim, K. H., Ikeda, S., Yamaguchi, M., and Arai, K. I. (2003). FEM analysis on the effects of soft magnetic film as a noise suppressor at GHz range. **J. Appl. Phys.**, **93**, pp. 8588–8590.
22. Ono, H., Yoshida, S., and Ando, S. (2003). Improvement of the electromagnetic-noise suppressing features for Fe-Si-Al composite sheets by dc magnetic field biasing. **J. Appl. Phys.**, **93**, pp. 6662–6664.
23. Ono, H., Ito, T., Yoshida, S., Takase, Y., Hashimoto O., and Shimada, Y. (2004). Noble Magnetic Films for Effective Electromagnetic Noise Absorption in the Gigahertz Frequency Range. **IEEE Trans. Magn.**, **40**, pp. 2853–2857.
24. Lee, J. W. et al., (2006). RF and Microwave Noise Suppression in a Transmission Line Using Fe-Si-Al/Ni-Zn Magnetic Composite Films. **J. Korean Phys. Soc.** **48**(6), pp. 1534–1538.
25. Baker-Jarvis, J., and Janezic, M. D. (1996). Analysis of a Two-Port Flanged Coaxial Holder for Shielding Effectiveness and Dielectric Measurements of Thin Films and Thin Materials. **IEEE Trans. Electromagn. Compat.**, **38**(1), pp. 67–70.
26. ASTM D4935-99. (1999). **Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials.**
27. Kim, S. W., Yoon, Y.W., Lee, S. J., Kim, G. Y., Kim, Y. B., Chun, Y. Y., and Lee, K.S. (2007). Electromagnetic shielding properties of soft magnetic powder-polymer composite films for the application to suppress noise in the radio frequency range. **J. MMM.**, **316**(2), pp. 472–474.
28. Drnovsek, B., Koselj, J., Znidarsic, A., and Bregar, V. B. (2008). Study of Coupling on Parallel Microstrip Line Due to Magnetic-Loaded Absorber Sheet,” **IEEE Trans. Magn.**, **44**(11), pp. 3801–3804.
29. Ki Hyeon Kim et al. (2008). RF Conduction In-Line Noise Suppression Effects for Fe and NiFe Magnetic Nanocomposite. **IEEE Trans. Magn.**, **44**(11), pp. 3805–3808.
30. Koichi Kondo et al. (2009). Electromagnetic Noise Suppression of LSI Packages Using Ferrite Film-Plated Lead Frame. **IEEE Trans. Magn.**, **45**(10), pp. 4250–4252.

31. Yamaguchi, M. et al. (2010). Ferromagnetic Thin Film Noise Suppressor Integrated to On-Chip Transmission Lines. **IEEE Trans. Magn.**, **46**(6), pp. 2450–2453 (2010).
32. Sho Muroga et al. (2011). Evaluation of Thin Film Noise Suppressor Applied to Noise Emulator Chip Implemented in 65 nm CMOS Technology. **IEEE Trans. Magn.**, **47**(10), pp. 4485–4488.
33. Sung-Soo Kim et al. (2012). Numerical Analysis on Power Absorption by Fe_3O_4 Thin Films for Conduction Noise in Microstrip Line. **IEEE Trans. Magn.**, **48**(11), pp. 3490–3493.
34. Jing Qiu, J. (2013). RF noise suppressor using FeCoNiB soft magnetic thin films on microstrip line. **J. Alloys Comp.**, **560**, pp. 6–9.
35. CST GmbH. Germany, **CST MICROWAVE STUDIO – User’s Manual**, [online] [cited 2010 Sept. 9]. Available from: <http://www.cst.com>.
36. Schöps, S. (2008). **Coupling and Simulation of Lumped Electric Circuits Refined by 3-D Magnetoquasistatic Conductor Models Using MNA and FIT**. Master Thesis, Faculty of Mathematics and Science, University of Wuppertal, Germany.
37. Mariana, F. (2007). **Simulation of Electromechanical Actuators Using the Finite Integration Technique**. Ph.D. Dissertation, Department of Electrical and Computer Engineering, Technical University of Darmstadt, Germany.
38. Weiland, T. (1985). On the unique numerical solution of maxwellian eigenvalue problems in three dimensions, **Particle Accelerators**, **7**, 227–242.
39. Weiland, T. (1996). Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**, **9**(4), 295–319.
40. อาคมแก้วระวัง. (2548). **สนามแม่เหล็กไฟฟ้า**. ขอนแก่น: หน่วยสารบรรณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น.

บทที่ 3

วิธีการวิจัย

3.1 วิธีการวิจัยเพื่อศึกษาผลของ Electromagnetic Coupling

3.1.1 พารามิเตอร์ชี้วัดระดับการแทรกข้ามบนสายนำสัญญาณ

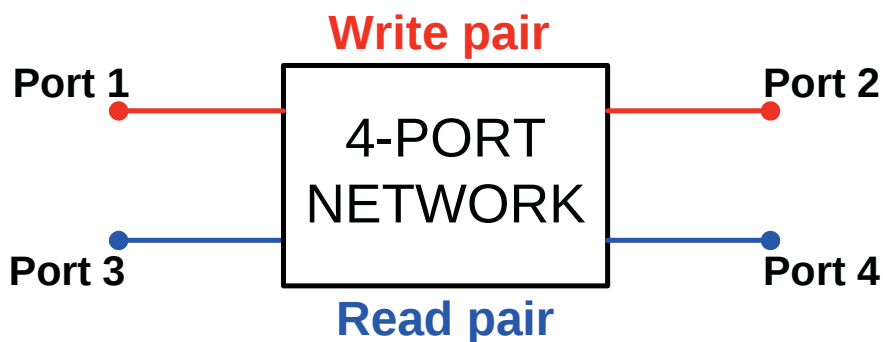
โดยปกติแล้วพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าจะถูกแสดงในรูปของแรงดันและกระแส แต่การที่จะวัดพารามิเตอร์เหล่านี้ที่ย่านความถี่สูง (> 1 GHz) อย่างแม่นยำและแน่นอนนั้นทำได้ยาก จึงได้มีการคิดค้นนำเสนอพารามิเตอร์ที่ชื่อว่า พารามิเตอร์เอส (S-parameters) ขึ้นมา พารามิเตอร์นี้อาศัยหลักการของคลื่น แบ่งออกเป็น คลื่นตกกระทบ (incident wave) และ คลื่นสะท้อน (reflected wave) โดยพารามิเตอร์เอสถูกนิยามไว้ดังนี้ [1]

$$S_{ij} = 20 \log \left(\frac{V_i^-}{V_j^+} \right) \bigg|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j} \quad (3.1)$$

เมื่อ S_{ij} คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ต j ไปยังพอร์ต i และพอร์ตที่เหลือนั้น ถูกต่อด้วยโหลดที่ถูกแมทช์ (matched load) ตามนิยาม $V_k = 0$ สำหรับ $k \neq j$ มีหน่วยเป็น dB (เดซิเบล)

V_i^- คือ คลื่นแรงดันสะท้อนกลับที่พอร์ต i

V_j^+ คือ คลื่นแรงดันตกกระทบที่พอร์ต j



ภาพที่ 3.1 แสดงวงจรข่ายจำนวน 4 พอร์ตแทนสาย HGA

ในการใช้งานพารามิเตอร์เอสนั้น สายนำสัญญาณที่กำลังพิจารณาจะถูกมองเป็นวงจรข่ายจำนวน 4 พอร์ต (4-port network) ดังแสดงในภาพที่ 3.1 โดยที่พอร์ต (port) หมายเลข 1 และ 2 แทนตำแหน่งต้นสาย

และปลายสายของคู่สายเขียน และพอร์ตหมายเลข 3 และ 4 แทนตำแหน่งต้นสายและปลายสายของคู่สายอ่านตามลำดับ

เมื่อสัญญาณแหล่งจ่าย (signal source) ถูกป้อนเข้าที่พอร์ตหมายเลข 1 ขนาดกำลังของคลื่นแรงดันที่สะท้อนกลับมายังพอร์ตหมายเลข 1 เทียบกับขนาดกำลังของคลื่นแรงดันของสัญญาณแหล่งจ่ายที่ป้อนเข้าพอร์ตหมายเลข 1 สามารถเขียนแทนด้วย S_{11} ในทำนองเดียวกันขนาดกำลังของคลื่นแรงดันที่ส่งผ่านไปยังพอร์ตหมายเลข 2, 3 และ 4 เทียบกับขนาดกำลังของคลื่นแรงดันของสัญญาณแหล่งจ่ายที่ป้อนเข้าพอร์ตหมายเลข 1 สามารถเขียนแทนด้วย S_{21} S_{31} และ S_{41} ตามลำดับ โดยที่

S_{11} คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient)

S_{21} คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient)

S_{31} คือ สัมประสิทธิ์การแทรกข้ามที่ต้นสาย (near-end crosstalk coefficient, NEXT)

S_{41} คือ สัมประสิทธิ์การแทรกข้ามที่ปลายสาย (far-end crosstalk coefficient, FEXT)

ดังนั้นการแทรกข้ามที่เกิดขึ้นบนคู่สายอ่านนั้น สามารถพิจารณาได้จาก S_{31} และ S_{41} ซึ่งหมายถึงระดับของกำลังของสัญญาณแทรกข้ามที่เกิดขึ้นที่ฝั่งต้นสายและฝั่งปลายสายเทียบกับกำลังของสัญญาณอินพุตตามลำดับ

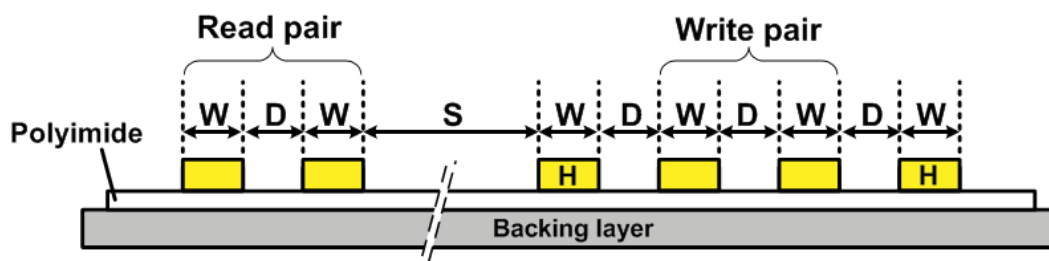
3.1.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณที่ใช้ในการศึกษานี้เป็นสายนำสัญญาณที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ตามท้องตลาดในปัจจุบัน โดยในการศึกษานี้จะเรียกว่า สาย HGA สายดังกล่าวประกอบไปด้วยสายตัวนำจำนวน 6 เส้น (จากเดิมในอดีตมี 4 เส้น) ได้แก่ สายเขียนจำนวน 2 เส้น สายอ่านจำนวน 2 เส้น สายฮีตเตอร์ (heater) และสายกราวด์ (ground) สำหรับข้อมูลมิติ (dimension) ของสาย HGA ได้รับความอนุเคราะห์จากบริษัท ซีเกท เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 มิติของสาย HGA และพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวัสดุ

Parameter	Value	Parameter	Value
Write trace width (W)	30 μm	Stainless steel thickness	20 μm
Read trace width (W)	30 μm	Conductivity of Cu	5.8×10^7 S/m
W-R spacing (S)	760 μm	Conductivity of Stainless steel	1.1×10^6 S/m
Trace-trace spacing (D)	30 μm	Permittivity of Polyimide	3.5
Cu layer thickness	15 μm	Length	50 mm
Polyimide thickness	10 μm		

โครงสร้างของสาย HGA มีลักษณะคล้ายคลึงกับสายส่งประเภทไมโครสตริป (microstrip) ประกอบไปด้วยชั้นวัสดุจำนวน 3 ชั้น ได้แก่ ชั้นสายตัวนำ ชั้นฉนวนทางไฟฟ้า และชั้นระบายความร้อน ซึ่งทำมาจากทองแดง โพลีอิมได์ (polyimide) และ สแตนเลสสตีล (stainless steel) ตามลำดับ ดังแสดงในภาพที่ 3.2



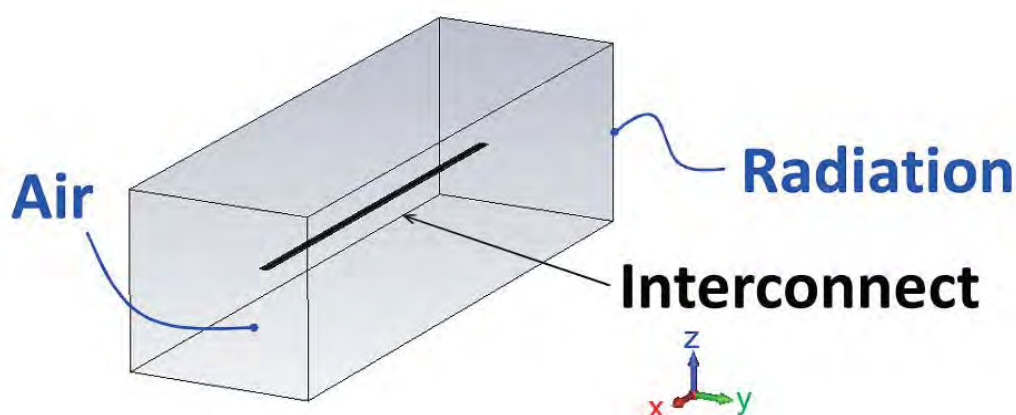
ภาพที่ 3.2 แสดงชั้นวัสดุทั้ง 3 ชั้นของสาย HGA

3.1.3 แบบจำลองปรากฏการณ์แทรกข้ามบนสาย HGA แบบสามมิติ

เพื่อที่จะจำลอง crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA แบบจำลองสามมิติของสาย HGA จึงถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยโปรแกรมวาดวัตถุสามมิติทั่วไป เช่น AutoCAD หรือ Solid Work เป็นต้น จากนั้นทำการส่งเข้า (import) แบบจำลองดังกล่าวเข้ามาในโปรแกรมจำลอง 3D full-wave simulation ซึ่งมีชื่อทางการค้าว่า CST Microwave Studio [2] ในการคำนวณมีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น (initial conditions) ดังต่อไปนี้

3.1.3.1 เงื่อนไขขอบเขต (Boundary condition)

การจำลองปัญหาด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยปัญหาดังกล่าวเป็นการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีการแพร่กระจาย (radiation) ของสัญญาณจากสายหนึ่งไปยังอีกสาย ดังนั้นเงื่อนไขขอบเขตควรที่จะกำหนดเป็น radiation boundary ทั้ง 6 ด้านเพื่อกำหนดให้โปรแกรมคำนวณมีการคำนวณการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างถูกต้อง และนอกจากนี้ตัวกลาง (medium) บริเวณรอบๆ แบบจำลองสาย HGA ถูกกำหนดเป็น อากาศ (air) ดังแสดงในภาพที่ 3.3



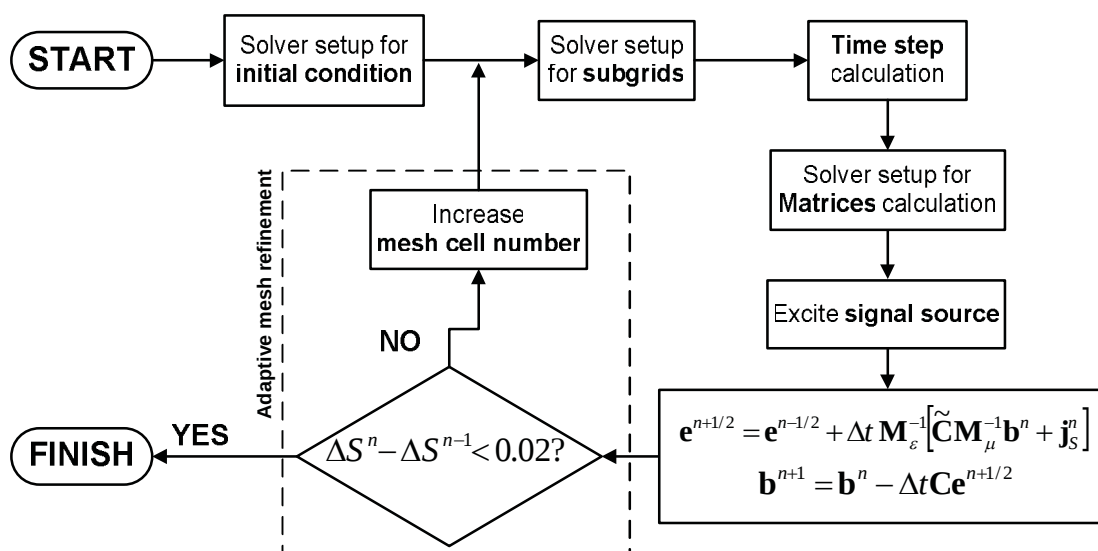
ภาพที่ 3.3 แสดงเงื่อนไขขอบเขต

3.1.3.2 สัญญาณแหล่งจ่าย (signal source)

ในการจำลองปรากฏการณ์แทรกซึมสามารถพิจารณาได้ทั้งในอาณาจักรเวลา [3-6] และอาณาจักรความถี่ [6-10] แต่ในการศึกษานี้มุ่งเน้นพฤติกรรมของปรากฏการณ์แทรกซึมในอาณาจักรความถี่ เนื่องจากการวิเคราะห์ในอาณาจักรเวลาจำเป็นต้องพิจารณารูปคลื่น (waveform) ของแต่ละสัญญาณ ต่างกับการวิเคราะห์ในอาณาจักรความถี่ที่เป็นการวิเคราะห์เฉพาะกำลังของสัญญาณเท่านั้น ดังนั้นสัญญาณพัลส์แบบ Gaussian จึงถูกเลือกใช้เป็นสัญญาณแหล่งจ่าย ซึ่งในอาณาจักรความถี่ สัญญาณพัลส์ประเภทนี้ประกอบไปด้วย ทุกๆความถี่ที่เราพิจารณา ต่างจากสัญญาณอื่นๆ เช่น สัญญาณ sinusoid ที่มีความถี่ของสัญญาณเพียงค่าๆเดียว

3.1.3.3 จำนวน mesh

จำนวน mesh จะต้องถูกกำหนด เพื่อแบ่งแบบจำลองสามมิติของสาย HGA ให้เป็นส่วนย่อย ในการคำนวณหาผลเฉลยของชุดสมการแมกซ์เวลล์ โดยในการศึกษานี้ได้กำหนดจำนวน mesh เริ่มต้นสำหรับการคำนวณไว้ที่ 2×10^6 เซลล์ ซึ่งแน่นอนว่าจำนวนเซลล์ของ mesh ที่มาก ผลเฉลยที่ได้ย่อมมีความ accurate มากกว่า แต่ต้องแลกกับเวลาที่ใช้ในการคำนวณที่นานขึ้น ดังนั้นเพื่อที่จะลดปัญหาในการกำหนดจำนวน mesh คุณสมบัตินี้ในการคำนวณ adaptive mesh refinement จึงถูกเลือก ซึ่งคุณสมบัตินี้ดังกล่าวจะทำการเพิ่มจำนวน mesh ขึ้นในการคำนวณแต่ละรอบ และเปรียบเทียบผลเฉลยที่ได้รอบปัจจุบันเทียบกับรอบการคำนวณก่อนหน้า โดยการคิดเป็นผลต่าง ถ้าผลต่างดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าค่า เงื่อนไขหยุด (stopping condition) จะถือว่าการคำนวณเป็นอันเสร็จสมบูรณ์ ซึ่งผลเฉลยที่ได้จากการคำนวณในรอบล่าสุดจะถูกนำมาวิเคราะห์ต่อไป เพื่อให้เห็นภาพได้ง่ายกระบวนกรเหล่านี้ถูกแสดงในรูปของผังงาน (flow chart) ดังภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 แสดง flowchart การคำนวณของโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อ adaptive mesh refinement ถูกเลือก

3.2 วิธีการวิจัยเพื่อศึกษาผลของ Electromagnetic Interference

วิธีการศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายตัวนำ TSAI ของ HGA ในงานวิจัยนี้ ประกอบด้วย การตั้งสมมุติฐานถึงโอกาสที่จะเกิด EMI ขึ้นบนสายตัวนำ TSAI และจะส่งผลกระทบไปสู่หัวบันทึกแม่เหล็กได้ การคำนวณผลกระทบจาก EMI ด้วยการพิจารณาแต่ละส่วนบนโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio การตรวจสอบสมมุติฐานด้วยการคำนวณโดยสมการที่ได้จากการวิเคราะห์สมการสายส่ง และการออกแบบสาย TSAT เพื่อลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

3.2.1 สมมุติฐานการเกิด EMI บนสายตัวนำของ HGA

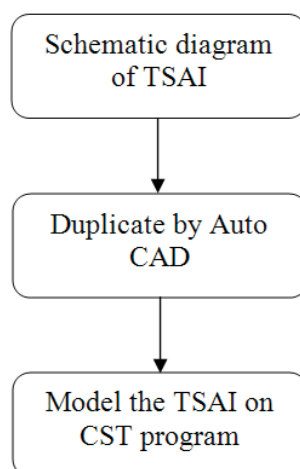
สายตัวนำสามารถเป็นตัวรับสัญญาณคล้ายกับ สายอากาศ เช่นเดียวกับในกรณีของ PCB (printed circuit board) ทัวไปซึ่งมีลักษณะเป็นสายอากาศแบบ loop [11] สัญญาณจากแหล่งกำเนิด EMI ที่เกิดภายใน และภายนอก HGA จะเหนี่ยวนำให้เกิดเป็นกระแสหรือแรงดันไฟฟ้าที่มีผลกระทบต่อ MR head ได้ ดังที่แสดงไว้ในทฤษฎี

เมื่อพิจารณาภายในสายการผลิต ขั้นตอนการประกอบ HGA คือการประกอบชิ้นส่วนสายตัวนำกับหัวบันทึก และแขนยก (suspension arm) ในขั้นตอนดังกล่าวนี้ หัวบันทึกแม่เหล็กที่เชื่อมต่อกันกับสายนำสัญญาณ จะมีอัตราเสี่ยงต่อการได้รับผลกระทบจาก EMI เนื่องจากสามารถเป็นตัวรับสัญญาณ EMI ได้ เนื่องจากการวัดขนาดของ EMI บนสายตัวนำ HGA นั้นต้องใช้เทคนิค และอุปกรณ์เฉพาะที่มีราคาสูง [11] ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะตรวจสอบการเกิด EMI โดยอาศัย การสร้างแบบจำลองเพื่อใช้คำนวณผลกระทบจาก EMI ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

3.2.1.1 การจำลอง TSAI บนโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio

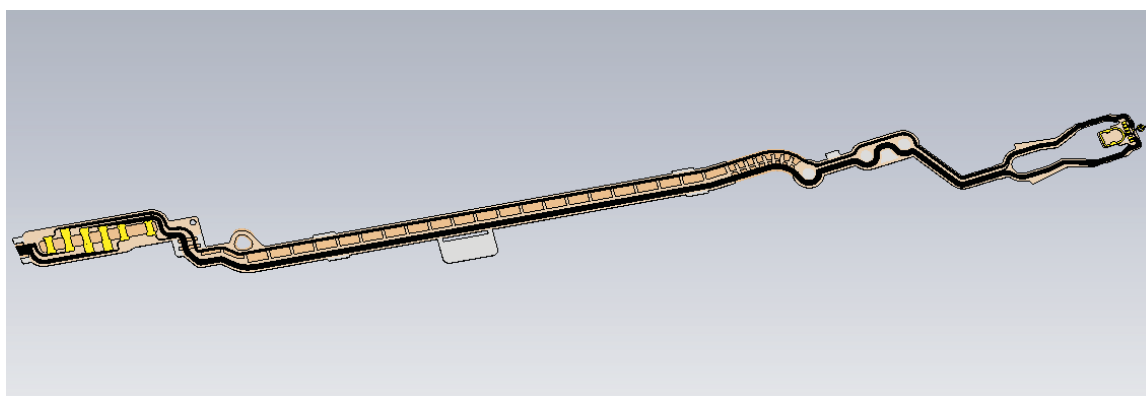
ส่วนนี้จะนำเสนอขั้นตอนการสร้างแบบจำลอง TSA ของ HGA บนโปรแกรม CST Microwave Studio ภาพที่ 3.2 แสดงถึงขั้นตอนทั้งหมดของการสร้างแบบจำลอง TSAI เพื่อใช้ศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า รายละเอียดของแต่ละขั้นตอนคือ

- 1) เริ่มต้นจากการถอดแบบโครงสร้าง TSAI ด้วยโปรแกรม Auto CAD วิธีการคือการนำภาพถ่ายอัตราส่วนจริง (1:1) แล้วทำการคัดลอกแบบเป็นรูป 1 มิติ และทำเป็นรูป 3 มิติ เก็บเป็นไฟล์นามสกุล Standard ACIS Text (.SAT)
- 2) ประกอบโครงสร้าง TSAI แบบ 3 มิติบนโปรแกรม CST Microwave Studio โดยการนำรูปโครงสร้าง 3 มิติของชิ้นส่วน ฐานรองซัสเพนชั่น, ชั้นฉนวนและ, สายนำสัญญาณ ที่สร้างจากโปรแกรม Auto CAD ผ่านทางช่องทางการนำเข้า (import)
- 3) การกำหนดคุณสมบัติทางแม่เหล็กและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุตามตารางที่ 3.2

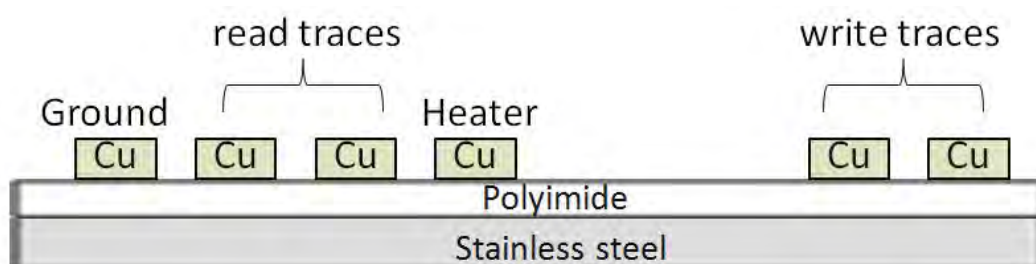


ภาพที่ 3.2 แผนผังประกอบการสร้างแบบจำลอง TSAI บนโปรแกรม CST Microwave Studio

แบบจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ (3D electromagnetic model) ที่ถูกสร้างขึ้นจะเป็นดังภาพที่ 3.3 โดยมีส่วนประกอบวัสดุของแต่ละชั้นเป็นดังภาพที่ 3.4 และคุณสมบัติของวัสดุเป็นดังตารางที่ 3.2 ซึ่งโครงสร้างที่ได้นี้จะถูกใช้เป็นแบบจำลองเพื่อศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้



ภาพที่ 3.3 โครงสร้างทั้งหมดของสายนำสัญญาณ TSAI บนโปรแกรม CST Microwave Studio



ภาพที่ 3.4 โครงสร้างภาคตัดขวางของสายนำสัญญาณ TSAI บริเวณส่วนที่ 2

ตารางที่ 3.2 คุณสมบัติของวัสดุส่วนประกอบของ HGA

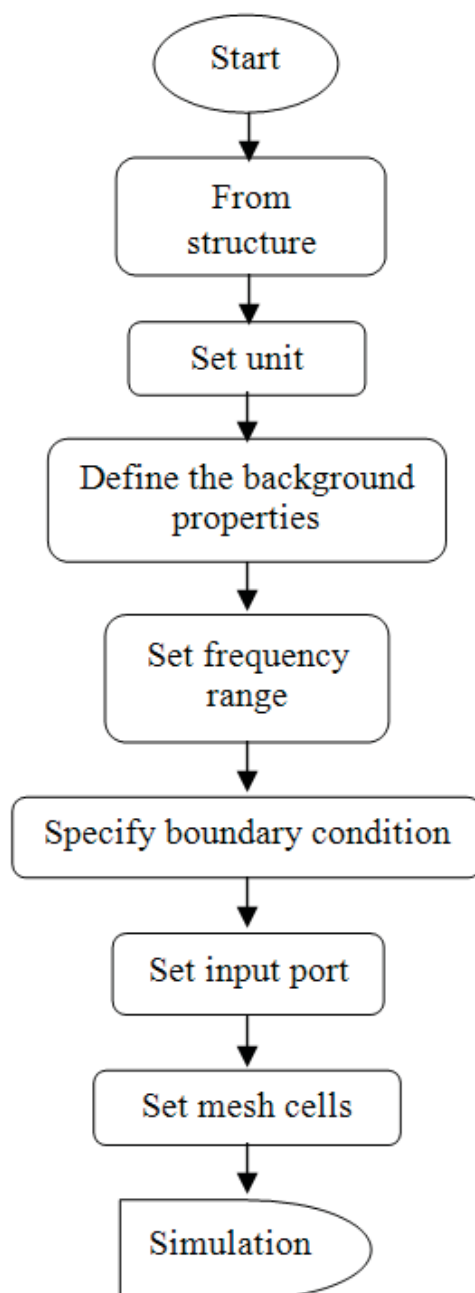
Materials	ϵ_r	μ_r	Electric conductivity (S/m)	Loss tangent
Cu	–	1	5×10^7	–
Polyimide	3.5	1	–	0.003
Stainless steel	–	1	1×10^6	–

3.2.1.2 การกำหนดค่าสำหรับการคำนวณบนโปรแกรม CST

แม้ว่าการการคำนวณบนโปรแกรม CST Microwave Studio ส่วนใหญ่นั้นสามารถใช้เครื่องมือ (Tool) สำเร็จรูป แต่ในกรณีการศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะต้องทำการประยุกต์ใช้เครื่องมือที่มีอยู่ใน CST Microwave Studio นั้นให้เหมาะสมกับการคำนวณ การกำหนดค่าสิ่งในโปรแกรมเพื่อให้สามารถคำนวณพารามิเตอร์ที่จะใช้แสดงผลของ EMI ในงานวิจัยนี้มีขั้นตอนพื้นฐานดังแผนผังที่ในภาพที่ 3.5

โดยแต่ละขั้นตอนในแผนผังรูป 3.5 เป็นดังนี้

- 1) Start: เริ่มใช้งานโปรแกรม CST โดยเลือกใช้ Project ของ CST Microwave Studio
- 2) From structure: ประกอบโครงสร้างสายนำสัญญาณ TSAI ตามขั้นตอนในหัวข้อ 3.2.1.1
- 3) Set unit: กำหนดหน่วยที่จะใช้ในการคำนวณที่เมนู Set units ภายในนั้นหน่วยที่จะต้องถูกกำหนดได้แก่ หน่วยของขนาด (Dimensions), หน่วยของอุณหภูมิ (Temperature), หน่วยของความถี่ (Frequency), หน่วยของเวลา (Time)
- 4) Define the background properties: กำหนดค่าคุณสมบัติของพื้นฐาน (background) หลังที่เมนู Background properties ภายในเมนูนั้นสิ่งที่ต้องถูกกำหนดได้แก่ ชนิดของวัสดุพื้นหลัง (Material type), สภาพสมยอม (ϵ), สภาพซึมผ่านได้ (μ) รวมไปถึงสามารถที่จะกำหนดค่าขอบเขตที่วางที่อยู่ล้อมรอบโครงสร้างวัสดุที่เมนู Surrounding space
- 5) Define the background properties: กำหนดค่าคุณสมบัติของพื้นฐาน (background) หลังที่เมนู Background properties ภายในเมนูนั้นสิ่งที่ต้องถูกกำหนดได้แก่ ชนิดของวัสดุพื้นหลัง (Material type), สภาพสมยอม (ϵ), สภาพซึมผ่านได้ (μ) รวมไปถึงสามารถที่จะกำหนดค่าขอบเขตที่วางที่อยู่ล้อมรอบโครงสร้างวัสดุที่เมนู Surrounding space
- 6) Set frequency range: กำหนดช่วงความถี่ในการคำนวณที่เมนู Frequency range ภายในเมนูนี้ต้องทำการกำหนดช่วงความถี่เริ่มต้น (F_{min}), ความถี่สูงสุด (F_{max}) ที่ใช้ในการคำนวณ
- 7) Specify boundary condition: กำหนดเงื่อนไขขอบเขต (Boundary condition) ภายในเมนู Specify boundary condition สถานะทางแม่เหล็กไฟฟ้าของขอบเขตในแต่ละทิศทาง ($\{X_{max}, X_{min}\}, \{Y_{max}, Y_{min}\}, \{Z_{max}, Z_{min}\}$) จะต้องถูกกำหนดให้สอดคล้องกันกับลักษณะที่ทำการศึกษา
- 8) Set input port: กำหนดอินพุตโดยใช้เมนูของอินพุตซึ่งมีทั้งหมด 3 ชนิดให้เลือก ได้แก่ Waveguide ports, Discrete ports, และ Plane wave ซึ่งในกรณีการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณ TSAI อินพุตที่ถูกใช้งานนั้นคือ Plane wave (ใน CST Microwave Studio version 2010 ต้องไปเลือกกำหนดที่เมนู Solve)



ภาพที่ 3.5 แผนผังเป็นขั้นตอนการใช้งานโปรแกรม CST Microwave Studio

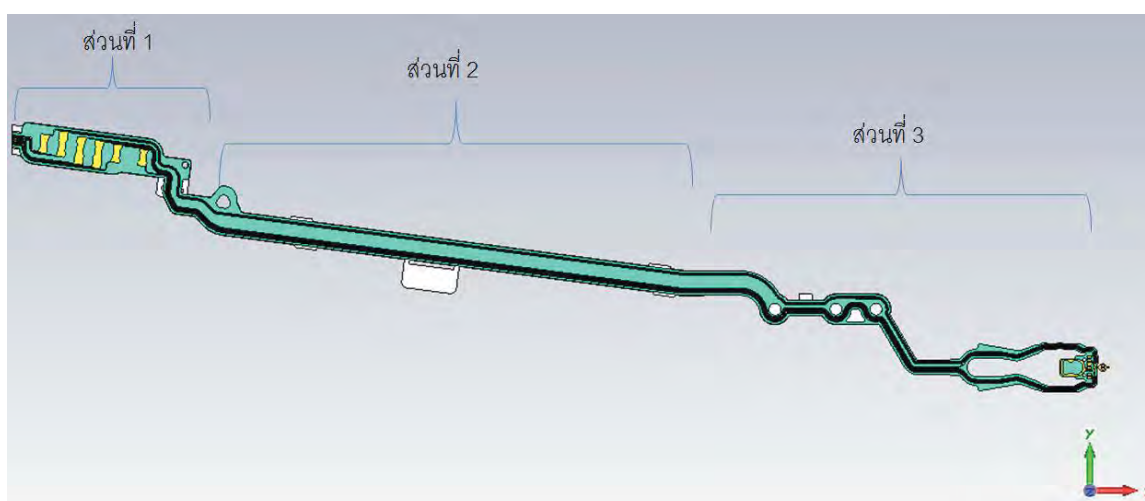
- 9) Set mesh cell: กำหนดเมชเซลล์ในการคำนวณที่เมนู Global mesh properties สิ่งที่ต้องถูกกำหนดในเมนูนี้ได้แก่ ชนิดของเมช (Mesh cells), ความหนาแน่นของเมช (Mesh density control) ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งในการกำหนดเมชเซลล์ให้เหมาะสม เนื่องจากการกำหนดเมชเซลล์ให้เหมาะสมนั้นจะส่งผลต่อความถูกต้องของผลการคำนวณ และระยะที่ใช้ในการคำนวณ รวมไปถึงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับคำสั่งคำนวณ (Error code)

- 10) Simulation: เริ่มต้นคำนวณโดยใช้เมนู Transient solver สิ่งสำคัญที่ต้องกำหนดคือชนิดของแหล่งกำเนิด (Source type) ซึ่งในกรณีการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณ TSAI ชนิดของแหล่งกำเนิดที่ถูกกำหนดคือ Plane wave

จากที่กล่าวมานี้เป็นขั้นตอนพื้นฐานสำหรับการใช้งาน CST Microwave Studio สำหรับการศึกษา EMI บนสาย TSAI ของ HGA ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

3.2.1.3 การคำนวณการเกิด EMI ในแต่ละส่วนของ TSAI จากโครงสร้างจริง

จากโครงสร้างของ TSAI ดังภาพที่ 3.3 นั้นเป็นโครงสร้างที่สามารถแบ่งจากความซับซ้อนซึ่งเกิดจากจุดหักงอ (bending) ซึ่งจากการศึกษาของ Guang-Hwa Shiu และคณะ [12] แสดงถึงผลกระทบของจุดหักงอซึ่งมีต่อการเกิด EMI จุดประสงค์ของการคำนวณแต่ละส่วนของ TSAI จะชี้ให้เห็นถึงลักษณะ ขนาด และพฤติกรรมของ EMI ในแต่ละส่วนของ TSAI

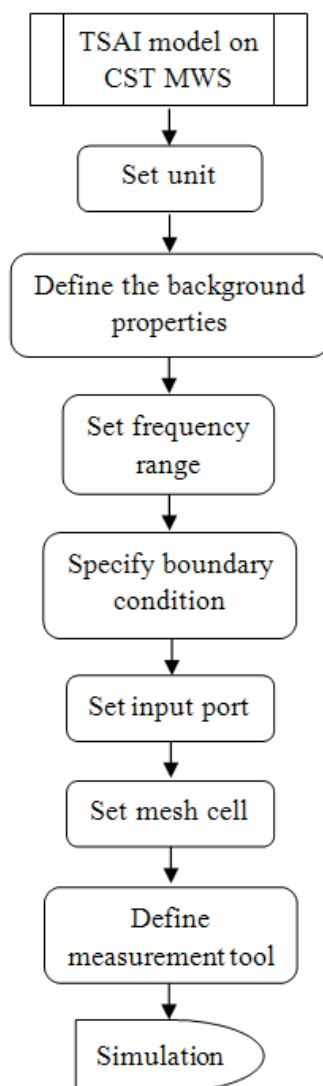


ภาพที่ 3.6 โครงสร้างทั้งหมดของสายนำสัญญาณ TSAI ที่ถูกแบ่งส่วนในการศึกษา EMI

ขั้นตอนนี้เริ่มต้นจากโมเดลที่ได้ในหัวข้อ 3.2.1.1 กำหนดการแบ่งส่วนของโครงสร้าง TSAI เป็น 3 ส่วนดังภาพที่ 3.6 จากนั้นจะทำการคำนวณ EMI โดยใช้ขั้นตอนตามแผนผังดังแสดงในภาพที่ 3.7 ดังนี้

- 1) Set unit: กำหนดหน่วยที่จะใช้ในการคำนวณที่เมนู Set units ภายในนั้นหน่วยที่จะต้องถูกกำหนดได้แก่ หน่วยของขนาด (Dimensions) เป็นไมโครเมตร (μm), หน่วยของอุณหภูมิ (Temperature) เป็นองศาเซลเซียส (Celsius), หน่วยของความถี่ (Frequency) เป็นจิกกะเฮิรตซ์ (GHz), หน่วยของเวลา (Time) เป็นนาโนวินาที (ns) ตามภาพที่ 3.7
- 2) Define the background properties: กำหนดค่าคุณสมบัติของพื้นฐานที่เมนู Background properties ภายในเมื่อนั้นสิ่งที่ต้องถูกกำหนดได้แก่ ชนิดของวัสดุพื้นหลัง (Material type), สภาพสมยอม (ϵ), สภาพซึมผ่านได้ (μ) รวมไปถึงสามารถที่จะกำหนดค่าขอบเขตที่ว่างที่อยู่ล้อมรอบโครงสร้างวัสดุที่เมนู Surrounding space
- 3) Set frequency range: กำหนดช่วงความถี่ในการคำนวณที่เมนู Frequency range ภายในเมื่อนั้นต้องทำการกำหนดช่วงความถี่เริ่มต้น (Fmin), ความถี่สูงสุด (Fmax) ที่ใช้ในการคำนวณ

- 4) Set unit: กำหนดหน่วยที่จะใช้ในการคำนวณที่เมนู Set units ภายในนั้นหน่วยที่จะต้องถูกกำหนดได้แก่ หน่วยของขนาด (Dimensions) เป็นไมโครเมตร (μm), หน่วยของอุณหภูมิ (Temperature) เป็นองศาเซลเซียส (Celsius), หน่วยของความถี่ (Frequency) เป็นจิกกะเฮิรตซ์ (GHz), หน่วยของเวลา (Time) เป็นนาโนวินาที (ns) ตามภาพที่ 3.7
- 5) Define the background properties: กำหนดค่าคุณสมบัติของพื้นฐานที่เมนู Background properties ภายในเมนูนั้นสิ่งที่จะต้องถูกกำหนดได้แก่ ชนิดของวัสดุพื้นหลัง (Material type), สภาพสมยอม (ϵ), สภาพซึมผ่านได้ (μ) รวมไปถึงสามารถที่จะกำหนดค่าขอบเขตที่ว่างที่อยู่ล้อมรอบโครงสร้างวัสดุที่เมนู Surrounding space
- 6) Set frequency range: กำหนดช่วงความถี่ในการคำนวณที่เมนู Frequency range ภายในเมนูนี้ต้องทำการกำหนดช่วงความถี่เริ่มต้น (Fmin), ความถี่สูงสุด (Fmax) ที่ใช้ในการคำนวณ
- 7) Specify boundary condition: กำหนดเงื่อนไขขอบเขต (Boundary condition) ภายในเมนู Specify boundary condition เป็นการกำหนดสถานะทางแม่เหล็ก และสถานะทางไฟฟ้าของขอบเขตในแต่ละทิศทาง ($\{X_{\text{max}}, X_{\text{min}}\}, \{Y_{\text{max}}, Y_{\text{min}}\}, \{Z_{\text{max}}, Z_{\text{min}}\}$) ให้สอดคล้องกันกับลักษณะที่ทำการศึกษา
- 8) Set input port: กำหนดอินพุตโดยใช้เมนูของอินพุตเป็น Plane wave เป็นอินพุตที่ถูกใช้งาน (ใน CST Microwave Studio version 2010 ต้องไปเลือกกำหนดที่เมนู Solve)
- 9) Set mesh cells: กำหนดเมชเซลล์ในการคำนวณที่เมนู Global mesh properties สิ่งที่ต้องถูกกำหนดในเมนูนี้ได้แก่ ชนิดของเมช (Mesh cells), ความหนาแน่นของเมช (Mesh density control) ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งในการกำหนดเมชเซลล์ให้เหมาะสม เนื่องจากการกำหนดเมชเซลล์ให้เหมาะสมนั้นจะส่งผลต่อความถูกต้องของผลการคำนวณ และระยะที่ใช้ในการคำนวณ รวมไปถึงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับคำสั่งคำนวณ (Error code)
- 10) Define measurement tool: การกำหนดเครื่องมือในการวัดค่าตัวแปรที่แสดงผล EMI เครื่องมือที่ใช้ในการวัดคือ lump network element เครื่องมือดังกล่าวนี้สามารถใช้วัดแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากสนามตกกระทบบนสายตัวนำได้ ซึ่งพารามิเตอร์นี้ มีความสอดคล้องกันกับพารามิเตอร์จากสมการคำนวณแรงดันไฟฟ้าและสมการกระแสไฟฟ้าที่แสดงในบทที่ 2
- 11) Simulation: เริ่มต้นคำนวณโดยใช้เมนู Transient solver สิ่งสำคัญที่ต้องกำหนดคือชนิดของแหล่งกำเนิด (Source type) ซึ่งในกรณีการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณ TSI ชนิดของแหล่งกำเนิดที่ถูกกำหนดคือ Plane wave



ภาพที่ 3.7 แผนผังเป็นขั้นตอนการ EMI ในแต่ละส่วนของโครงสร้าง TSAI

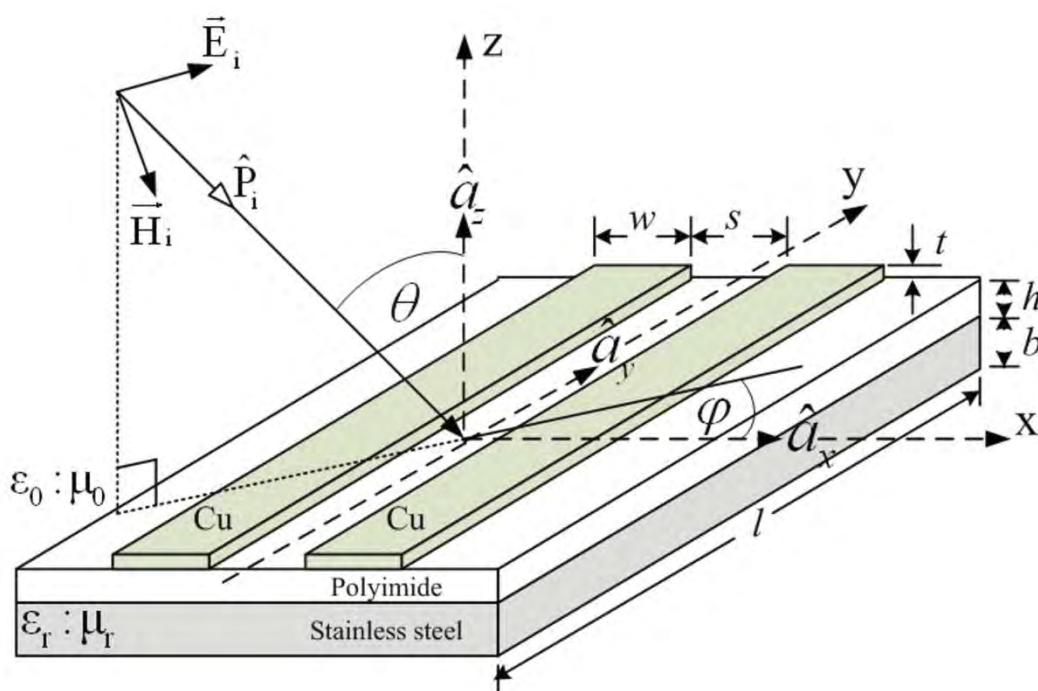
3.2.1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากการคำนวณ EMI ในแต่ละส่วนของ TSAI

- 1) บอกลักษณะการเกิดและขนาดของ EMI แต่ละส่วนของ TSAI
- 2) แสดงถึงผลการเกิด EMI ในกรณีการแผ่กระจายคลื่น แบบ endfire, sidefire, และ broadside
- 3) ส่วนที่ถูกเลือกนำมาใช้ศึกษาออกแบบเพื่อลด EMI

3.2.2 สมมติฐานการเกิดผลกระทบของ EMI บนสายคู่ขนานที่วางบนระนาบกราวด์ (ground plane)

การออกแบบสายตัวนำของ HGA เพื่อลดผลกระทบของ EMI ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ อยู่ในเงื่อนไข คือ

- 1) เพื่อตัดพารามิเตอร์ที่เกิดจากการโค้งงอในโครงสร้างที่จะมีผลกระทบต่อการเกิด EMI [12] ดังนั้นการคำนวณ การเกิดผลกระทบของ EMI เพื่อจะนำไปสู่การออกแบบเพื่อลด EMI จะศึกษาจากโครงสร้างที่เป็นสายคู่ขนานดังภาพที่ 3.8
- 2) สายคู่ขนานที่ถูกจำลองขึ้นในการศึกษานั้นคือคู่สายอ่าน ที่ขนาดความยาวเป็นของฮาร์ดดิสก์ 2.5" เนื่องจากเป็นฮาร์ดดิสก์ที่ถูกผลิตเป็นจำนวนมากว่า เนื่องจากเป็นที่ต้องการใช้ในท้องตลาดมากกว่าฮาร์ดดิสก์ขนาด 1.8" และ 3.5" [13] ซึ่งจากรูป 3.14 ขนาดความยาวสายตัวนำของฮาร์ดดิสก์ 2.5" (l) เท่ากับ 35 มิลลิเมตร
- 3) สถานการณ์จำลองการเกิด EMI ในขนาดที่มากที่สุด ซึ่งจำกัดโดยทิศทางการตกกระทบของสนามภายนอกในกรณีการกระตุ้นที่ปลายสาย (endfire) [14] ซึ่งจากภาพที่ 3.8 ทิศทางการตกกระทบของสนาม ($\hat{P}_i$) คือมุมยกจากแนวแกน z , $\theta = 90^\circ$ และมุมในแนวระนาบ x - y , $\phi = 90^\circ$ โดยที่ทิศทางสนามไฟฟ้า ($\hat{E}_i$) มีทิศในแนวขวาง (Transverse) ระหว่างสายตัวนำทั้งสองเส้น



ภาพที่ 3.8 โครงสร้างสายตัวนำ TSAI แบบคู่ขนานที่ถูกกระตุ้นจากสนามภายนอก

- 4) เพื่อยืนยันการใช้ CST Microwave Studio ในการออกแบบโครงสร้างใหม่ การคำนวณกรณีที่เป็นโครงสร้างเดิม (Conventional) ด้วย CST Microwave Studio จะถูกเปรียบเทียบกับผลการคำนวณจากการใช้สมการสายส่งในกรณีที่ตัวกลางมีการสูญเสีย (loss) ด้วยสมการ

$$\hat{I}(0) = d \frac{\hat{E}_0}{\hat{D}} \left(\cos(\hat{\gamma}L) - 1 + j \sin(\hat{\gamma}L) \frac{\hat{Z}_L}{Z_C} \right) \quad (3.1)$$

$$\hat{I}(L) = d \frac{\hat{E}_0}{\hat{D}} \left(1 - \cos(\hat{\gamma}L) - j \sin(\hat{\gamma}L) \frac{\hat{Z}_L}{Z_C} \right) \quad (3.2)$$

โดยที่พจน์ $\hat{D}$ เป็น

$$\hat{D} = \cos(\hat{\gamma}L)(\hat{Z}_S + \hat{Z}_L) + j \sin(\hat{\gamma}L)(Z_C + \frac{\hat{Z}_S \hat{Z}_L}{Z_C}) \quad (3.3)$$

จากสมการกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ได้สามารถคำนวณหาแรงดันไฟฟ้าได้โดยใช้กฎของโอห์มคือ

$$\hat{V}(0) = \hat{I}(0)\hat{Z}_S \quad (3.4)$$

$$\hat{V}(L) = \hat{I}(L)\hat{Z}_L \quad (3.5)$$

เมื่อ

$$\hat{\gamma} = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (3.6)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{(r + j\omega l)}{(g + j\omega c)}} \quad (3.7)$$

และสมการที่ใช้คำนวณพารามิเตอร์ต่อหน่วยความยาวสำหรับสายตัวนำ TSAI เป็นดังตารางที่ 3.3 คือ

ตารางที่ 3.3 สมการคำนวณพารามิเตอร์ต่อหน่วยความยาว (per-unit length parameter)

ความต้านทานต่อหน่วยพื้นที่ของสาย, $r(\Omega / m)$	$\frac{2}{w\delta\sigma}$
ความเหนี่ยวนำต่อหน่วยพื้นที่ของสาย, $l(H / m)$	$\frac{\mu h}{w}$
ความนำต่อหน่วยพื้นที่ของสาย, $g(S / m)$	$\frac{\sigma w}{h}$
ความจุต่อหน่วยพื้นที่ของสาย, $c(F / m)$	$\frac{\epsilon w}{h}$

เมื่อ w คือความกว้างของสายตัวนำ, $\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma_c \mu_c}}$, σ_c คือสภาพนำของสายตัวนำ, μ_c คือการซึมผ่านได้, ε คือสภาพยอมทางไฟฟ้า และ h คือความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก

3.2.3 พารามิเตอร์ที่จะใช้อธิบายผลของ EMI

พารามิเตอร์ที่จะใช้อธิบายผลการลด EMI จากการออกแบบนั้นประกอบด้วย แรงดันเหนี่ยวนำที่ปลายสายด้านไกล (Induced voltage at far-end terminal, V_{FE}), ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณ (Transmission coefficient, τ), อิมพีแดนซ์ระหว่างสาย (Differential impedance, Z_{diff}), การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวน (Noise power absorption, P_{loss}/P_{in}) และ Crosstalk (XT)

3.2.3.1 แรงดันเหนี่ยวนำที่ปลายสายด้านไกลและประสิทธิภาพการป้องกัน (shielding effectiveness)

แรงดันเหนี่ยวนำที่ปลายสายด้านไกล (V_{FE}) ถูกนำมาพิจารณาเป็นตัวแปรที่แสดงขนาดของ EMI เนื่องจาก V_{FE} เป็นแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากผลอันเนื่องมาจากการตกกระทบของสนามไฟฟ้า พิจารณาจากภาพที่ 3.15 เมื่อคลื่นที่มีองค์ประกอบของสนามไฟฟ้า $\hat{E}_i$ และสนามแม่เหล็ก $\hat{H}_i$ ตกกระทบกับคู่สายตัวนำ จะเกิดการเหนี่ยวนำทำให้เกิดฟลักซ์ของสนามไฟฟ้าและฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กในพื้นที่ระหว่างสายตัวนำ ภาพที่ 3.9 และ 3.10 คือวงจรสมมูลโครงสร้างสายคู่ขนาน TSAI ที่ใช้อธิบายการเกิดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า

เมื่อมีสนามตกกระทบ แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า $e(y)$ เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้า (Electromotive force) ที่เหนี่ยวนำโดย การเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กที่อยู่ในพื้นที่ปิดระหว่างสายตัวนำ ซึ่งเป็นไปตามกฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law) คือเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กเทียบกับเวลาจะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า

แหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้า $i(y)$ เกิดจากกระแสการกระจัด (Displacement current) ที่เหนี่ยวนำโดย การเปลี่ยนแปลงฟลักซ์ของสนามไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำ ซึ่งเป็นไปตามกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law) คือเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์ของสนามไฟฟ้าเทียบกับเวลาจะทำให้เกิดกระแสการกระจัด

จากการพิจารณาโดยรายละเอียดในบทที่ 2 จะได้สมการสายส่ง และผลเฉลยในรูปของสมการที่ใช้คำนวณแรงดันไฟฟ้าที่ปลายสายตัวนำ V_{FE} คือ

$$V_{FE} = V(L) = Z_L I(L) = Z_L d \frac{\hat{E}_0}{\hat{D}} \left(1 - \cos(\gamma L) - j \sin(\gamma L) \frac{\hat{Z}_L}{Z_C} \right) \quad (3.8)$$

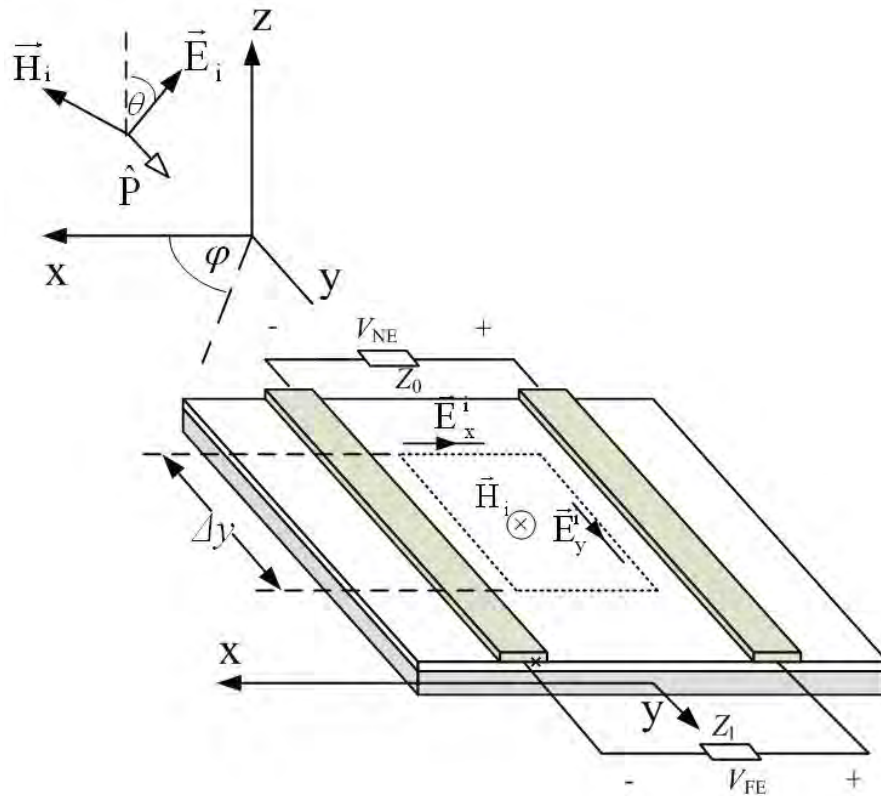
โดยที่พจน์ $\hat{D}$ เป็น

$$\hat{D} = \cos(\gamma L)(\hat{Z}_S + \hat{Z}_L) + j \sin(\gamma L)(Z_C + \frac{\hat{Z}_S \hat{Z}_L}{Z_C}) \quad (3.9)$$

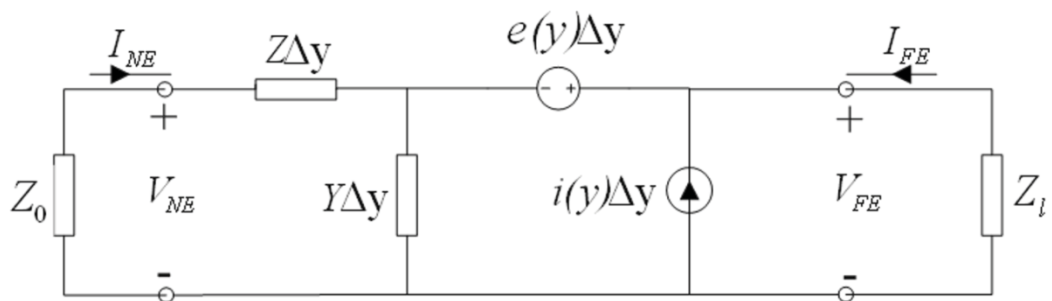
เมื่อ

$$\hat{\gamma} = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (3.10)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{(r + j\omega l)}{(g + j\omega c)}} \quad (3.11)$$



ภาพที่ 3.9 กลไกการเกิดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าจากการตกกระทบของสนามภายนอก

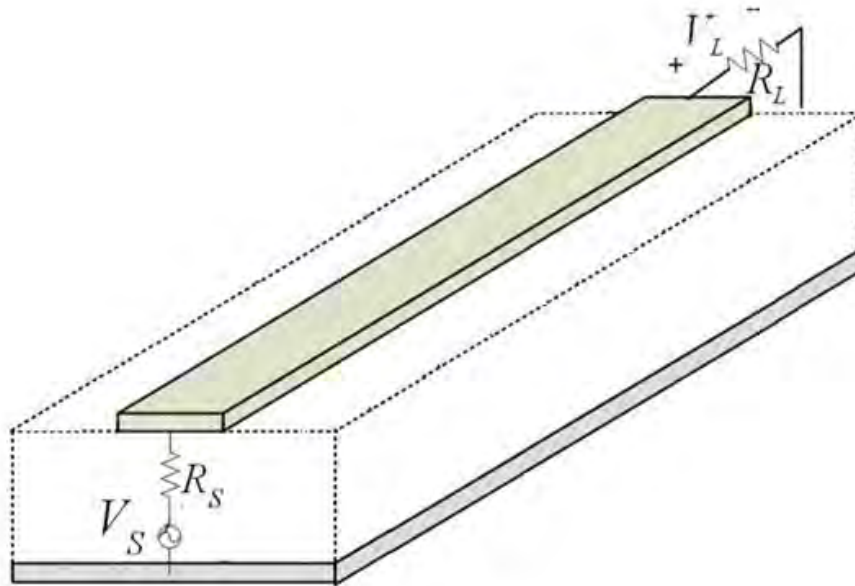


ภาพที่ 3.10 วงจรสมมูลสำหรับกลไกการเกิดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าจากการตกกระทบของสนามภายนอก

ประสิทธิภาพรบกวนกัน (Shielding effectiveness: SE) คือตัวพารามิเตอร์ที่แสดงถึงขนาดของสัญญาณรบกวนที่ป้องกันได้จากการออกแบบโครงสร้างใหม่ การคำนวณจะต้องมีค่าอ้างอิง (Reference) ซึ่งค่าอ้างอิงเพื่อใช้เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการออกแบบ ในการศึกษานี้ใช้ค่า V_{FE} ที่ได้จากโครงสร้างดั้งเดิมเป็นตัวอ้างอิง $V_{FE,ref}$ เมื่อได้ผลการคำนวณ V_{FE} จากโครงสร้างที่ออกแบบใหม่ $V_{FE,new}$ การคำนวณ SE ทำได้โดยใช้สมการคือ [15]

$$SE = 20 \log \left(\frac{V_{FE,ref}}{V_{FE,new}} \right) \quad (3.12)$$

3.2.3.2 ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณ (Transmission coefficient, τ)



ภาพที่ 3.11 ระบบ 2 พอร์ตที่ใช้วิเคราะห์ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณ

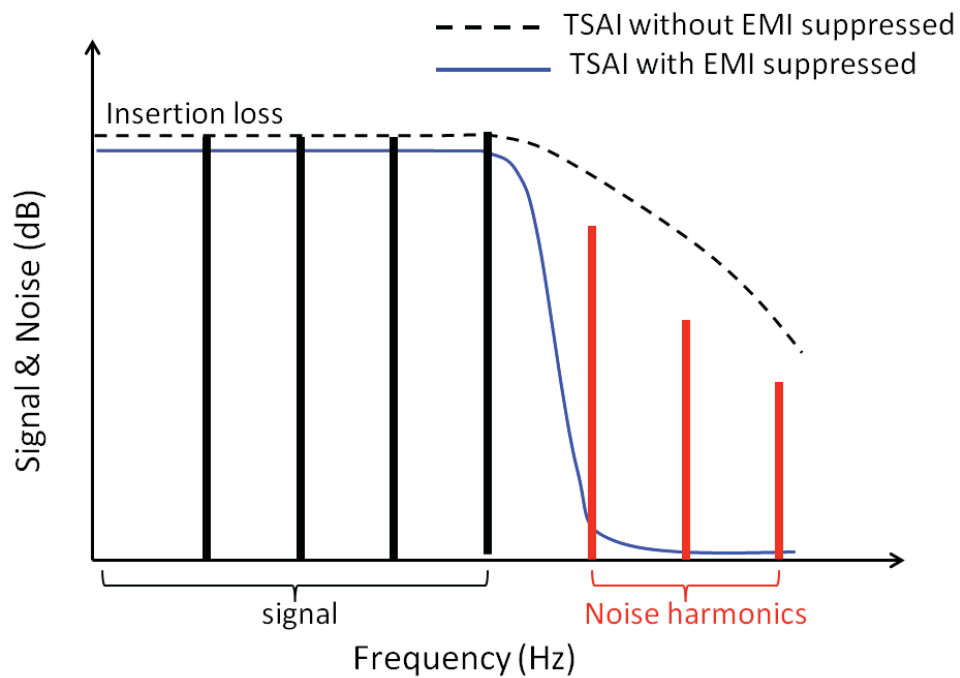
โครงสร้างที่ออกแบบจะถูกพิจารณาคุณสมบัติการใช้งานตามทฤษฎีสายส่ง (Transmission line theory) ซึ่งประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณ (τ) [16] คือตัวพารามิเตอร์ที่แสดงถึงการตอบสนองทางความถี่ของ TSAI วิธีการคำนวณ τ ในงานวิจัยนี้จะจำลองสายตัวนำเป็นดั่งวงจรสมมูลของสายตัวนำในภาพที่ 3.11 ทางด้านอินพุต (Input) จะถูกป้อนแรงดันไฟฟ้า V_S ผ่านโหลดทางด้านแหล่งกำเนิด (Source), R_S แล้วทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก (Output), V_L ที่ตกคร่อมโหลดทางด้านออก R_L สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน τ สามารถคำนวณได้จากสมการคือ

$$\tau = 20 \log \left(\frac{V_L}{V_S} \right) \quad (3.13)$$

3.2.3.3 การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวนในสาย (Noise power absorption, P_{loss}/P_{in})

พารามิเตอร์นี้ใช้ในการวิเคราะห์การดูดซับสัญญาณรบกวนในกรณีที่สัญญาณรบกวนมาตามสายตัวนำ (Conducted in-line noise) [17] ภาพที่ 3.12 คือลักษณะของสัญญาณรบกวนที่แผ่ตัวกับสัญญาณที่ส่งผ่านในสายตัวนำ ซึ่งสัญญาณรบกวนลักษณะนี้จะปรากฏขึ้นเป็นสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิค (Harmonic noise) ที่ย่านความถี่ตัด (Stop band) (เส้นสีแดงแนวตั้ง)

วัตถุประสงค์ในการออกแบบสายนำสัญญาณ TSAI ในงานวิจัยนี้ คุณลักษณะของสายนำสัญญาณที่ได้จากการออกแบบจะต้องมีคุณลักษณะดังเส้นกราฟสีน้ำเงิน



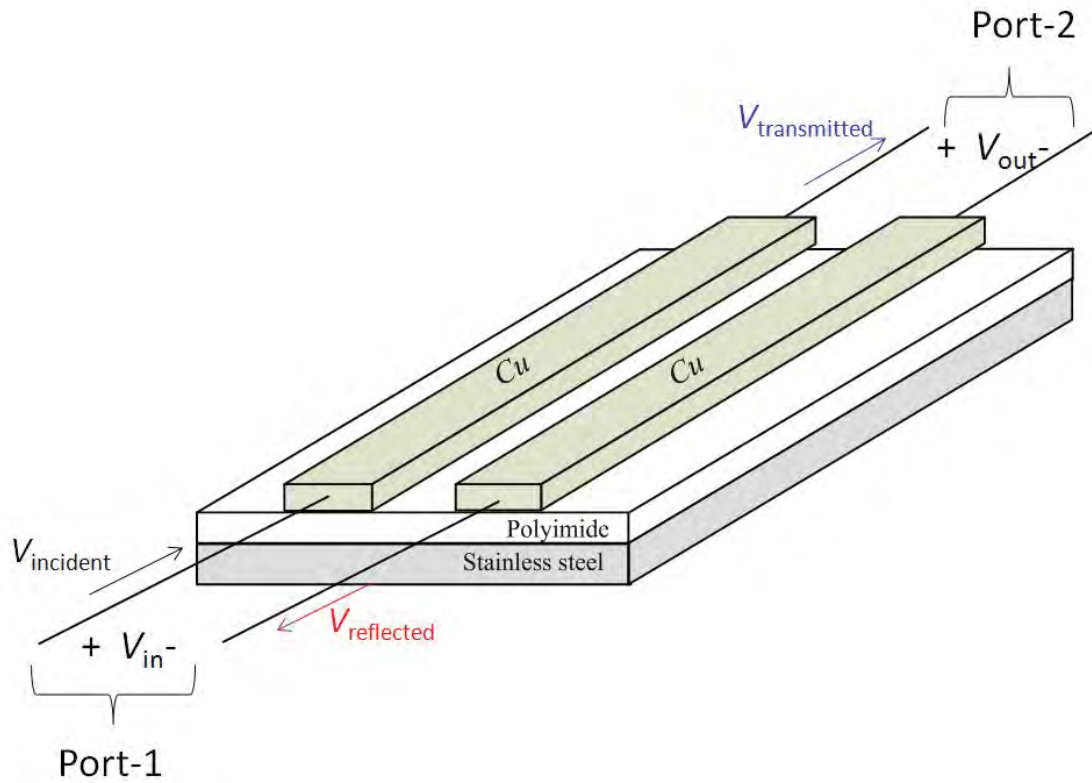
ภาพที่ 3.12 คุณสมบัติการดูดซับสัญญาณรบกวนในสายนำสัญญาณ [17]

จากภาพที่ 3.13 ใช้สำหรับการวิเคราะห์การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวน (Noise power absorption) โดยที่สมมติให้ด้านพอร์ท 1 เป็นด้านอินพุตที่มี V_{in} เป็นทั้งสัญญาณและสัญญาณรบกวนเข้าไปในสายในโหมดผลต่าง (differential mode) และทางด้านพอร์ท 2 ทำการคำนวณสัญญาณด้านออกเป็น V_{out} S-parameters สามารถคำนวณได้การพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่ตกกระทบในโหมดผลต่าง ทางด้านพอร์ท 1 ประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังด้านพอร์ท 2 ($V_{transmitted_port2}$) ซึ่ง S-parameter สามารถคำนวณจากสมการคือ

$$|S_{11}| = 20 \log \left(\frac{V_{reflected_port1}}{V_{incident_port1}} \right) \quad (3.14)$$

$$|S_{21}| = 20 \log \left(\frac{V_{transmitted_port2}}{V_{incident_port1}} \right) \quad (3.15)$$

ซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้แสดง Insertion loss ดังภาพที่ 3.12 คือ $|S_{21}|$



ภาพที่ 3.13 ระบบ 2 พอร์ตสำหรับการวิเคราะห์การดูดซับสัญญาณรบกวนในสายนำสัญญาณ

และการดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวนในสาย, P_{loss} / P_{in} คำนวณจาก [17]

$$P_{loss} / P_{in} = 1 - (S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (3.16)$$

3.2.3.4 อิมพีแดนซ์ระหว่างสาย (Differential impedance, Z_{diff})

อิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำ สามารถคำนวณได้จาก Scattering parameter ในหัวข้อ 3.2.3.3 ซึ่งสมการที่ใช้คำนวณ อิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำซึ่งถูกนำเสนอโดย W. Eisenstadt และ Y. Eo [18] คือ

$$Z_{diff} = Z_{1,2}^2 \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (3.17)$$

เมื่อ $Z_{1,2}$ คือโหลดที่อยู่ปลายสายด้านพอร์ท 1 หรือ พอร์ท 2 ซึ่งในการศึกษานี้ใช้เป็นค่าเท่ากับ 50 โอห์มทั้งสองด้าน

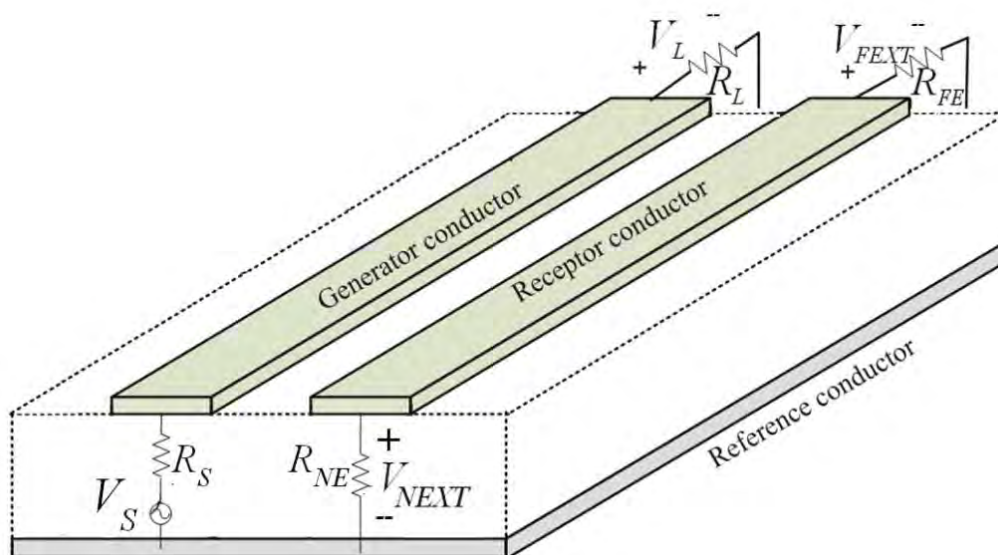
3.2.3.5 Crosstalk (XT)

จากโครงสร้างสายคู่ขนานถูกวางอยู่บนแผ่นตัวนำดังภาพที่ 3.14 ซึ่งเสมือนมีสายตัวนำ 3 เส้นอยู่ในวงจรเดียวกัน เมื่อพิจารณาในกรณีที่มีแหล่งจ่ายดันไฟฟ้า (V_S) ให้สายตัวนำก่อกำเนิด (Generator conductor) เทียบกับตัวนำอ้างอิง (Reference conductor) ก็จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลและแรงดันไฟฟ้าที่วงจรก่อกำเนิด (Generator circuit) กระแสไฟฟ้าไหลและแรงดันไฟฟ้านี้จะสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเหนี่ยวนำให้เกิดสัญญาณซึ่งจะมีผลกระทบ (Interact) กับวงจรสายตัวนำตัวรับ (Receptor conductor) ปรากฏการณ์ดังกล่าวนี้เรียกว่า Crosstalk (XT) [11] ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งไม่เป็นที่ต้องการให้เกิดขึ้นในวงจรสายนำ

การเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากสายก่อกำเนิด จะทำให้เกิดแรงดัน Crosstalk ขึ้นที่ปลายสายแต่ละด้านของสายตัวนำตัวรับ ด้านใกล้กับแหล่งจ่ายดันไฟฟ้า (V_S) เรียกว่า Crosstalk ด้านใกล้ (Near-end crosstalk: NEXT) และด้านไกลกับแหล่งจ่ายดันไฟฟ้า เรียกว่า Crosstalk ด้านไกล (Far-end crosstalk: FEXT) ซึ่งสามารถพิจารณาได้ทั้งในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนความถี่ (Frequency domain) ในการศึกษาจะนำเสนอเฉพาะในโดเมนความถี่ซึ่งคำนวณจากสมการคือ

$$NEXT = 20 \log \frac{V_{NEXT}}{V_S} \quad (3.18)$$

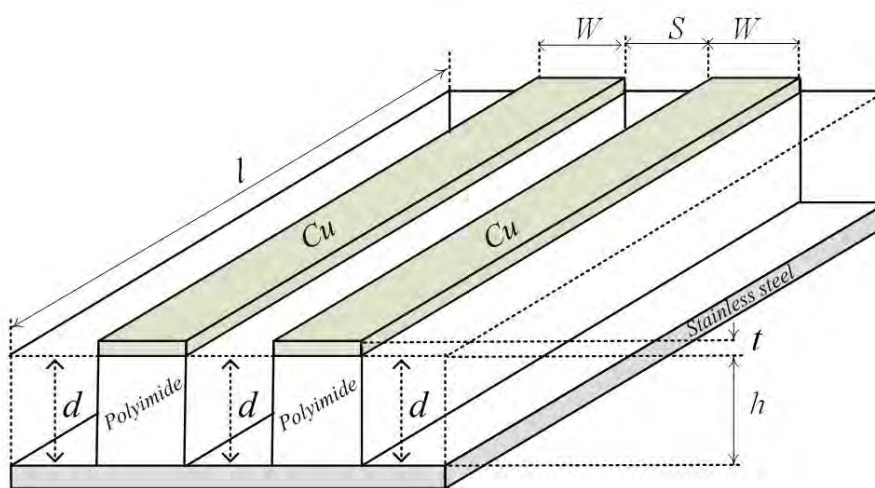
$$NEXT = 20 \log \frac{V_{FEXT}}{V_S} \quad (3.19)$$



ภาพที่ 3.14 วงจรสายตัวนำ TSAI ที่ใช้วิเคราะห์ Crosstalk

3.2.4 สมมติฐานการลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก

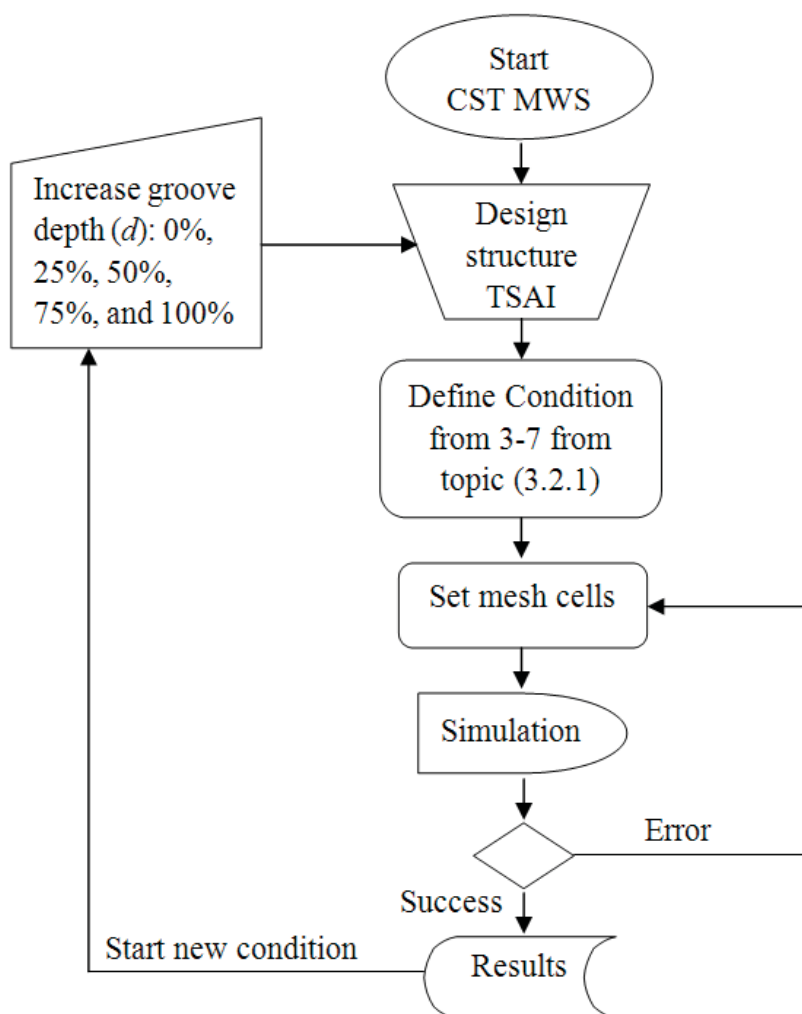
แนวคิดการลดผลกระทบจาก EMI โดยใช้หลักการสูญเสียในไดอิเล็กตริกคือ การปรับปรุงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของโครงสร้าง TSAI โดยการลด Effective dielectric constant, $\epsilon_{r,eff}$ [19] ของโครงสร้าง TSAI แต่อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงวัสดุไดอิเล็กตริก



ภาพที่ 3.15 โครงสร้าง TSAI ที่ออกแบบโดยการเจาะร่องที่ชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric)

การศึกษาผลกระทบจากการปรับโครงสร้างของชั้นไดอิเล็กตริกของ TSA กับ การเกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างโครงสร้างแบบดั้งเดิม (Conventional) กับโครงสร้างที่ออกแบบใหม่โดยการเจาะร่อง (Groove) ชั้นไดอิเล็กตริก ภาพที่ 3.15 โครงสร้างที่นำเสนอ เป็น TSAI ขนาดความยาวสายตัวนำ (l) เท่ากับ 35 มิลลิเมตร สายตัวนำสองเส้นขนาดความกว้าง (w) เท่ากับ 30 ไมโครเมตร ระยะระหว่างสายตัวนำ (s) เท่ากับ 30 ไมโครเมตร ความหนาของสายตัวนำ (t) เท่ากับ 18 ไมโครเมตร ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 10 ไมโครเมตร

การศึกษาผลกระทบจากขนาดความหนาของการเจาะร่อง (d) จะพิจารณาที่ขนาดการเจาะ 0% (ไม่มีการเจาะออก), 25%, 50%, 75%, 100% (เจาะออกทั้งหมด) เทียบกับเปอร์เซ็นต์ทั้งหมดของความหนาชั้นไดอิเล็กตริก ซึ่งขั้นตอนทั้งหมดในการคำนวณเป็นดังแผนผังตามภาพที่ 3.16



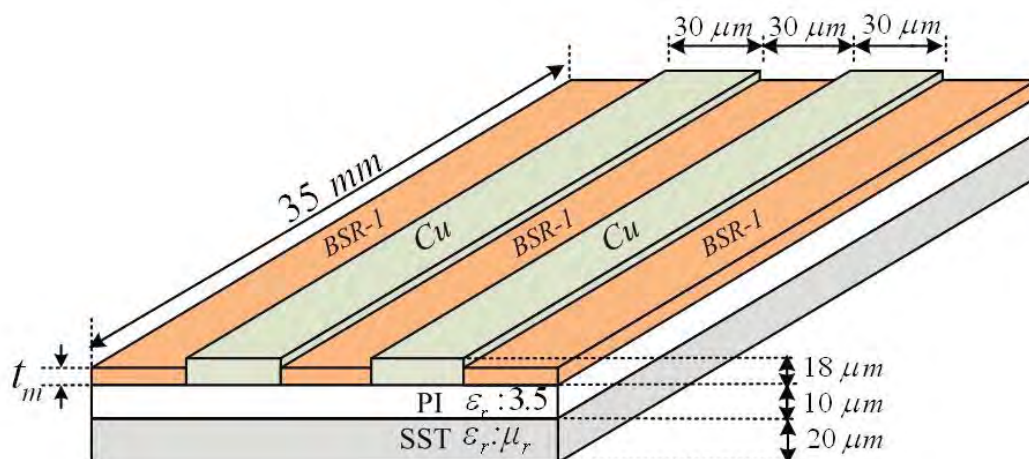
ภาพที่ 3.16 แผนผังขั้นตอนการคำนวณ

3.2.5 สมมุติฐานการลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก

แนวคิดการลดผลกระทบจาก EMI โดยใช้หลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็กคือ เป็นการโครงสร้าง TSAI โดยใช้วัสดุแม่เหล็กเป็นตัวดูดซับ (Absorber) ทั้งนี้ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ขนาด (Size) ของสาย TSAI ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

การลดผลกระทบของ EMI โดยใช้วัสดุแม่เหล็กเป็นตัวดูดซับที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้ [20-21] เป็นการเพิ่มชั้นตัวดูดซับให้กับสายตัวนำส่งผลทำให้ความหนาของโครงสร้างนั้นเพิ่มขึ้น เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสาย TSAI ของ HGA นั้นจะเกิดปัญหา เนื่องจากแนวโน้มการออกแบบในปัจจุบันนั้นมุ่งไปที่การลดขนาดของชิ้นส่วน

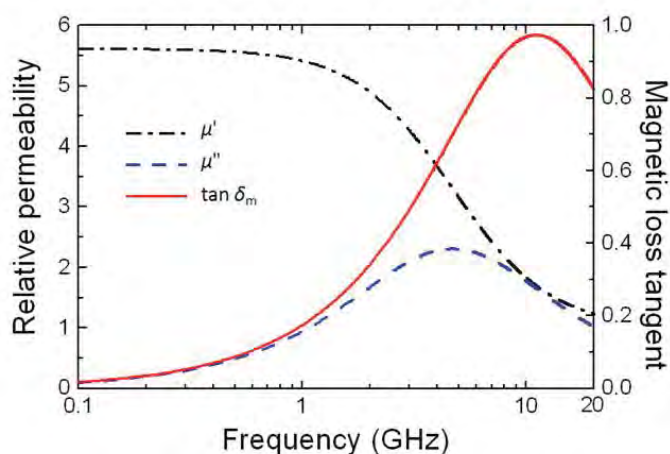
ภาพที่ 3.17 คือโครงสร้างที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ มีข้อแตกต่างจากที่ถูกนำเสนอมา [20-21] คือตัวดูดซับที่เพิ่มเข้าไปในโครงสร้างนั้นจะถูกเติมไปที่ว่างระหว่างสายตัวนำและขนาดความหนาที่ใช้จะไม่ให้สูงเกินกว่าระดับความหนาของสายตัวนำ



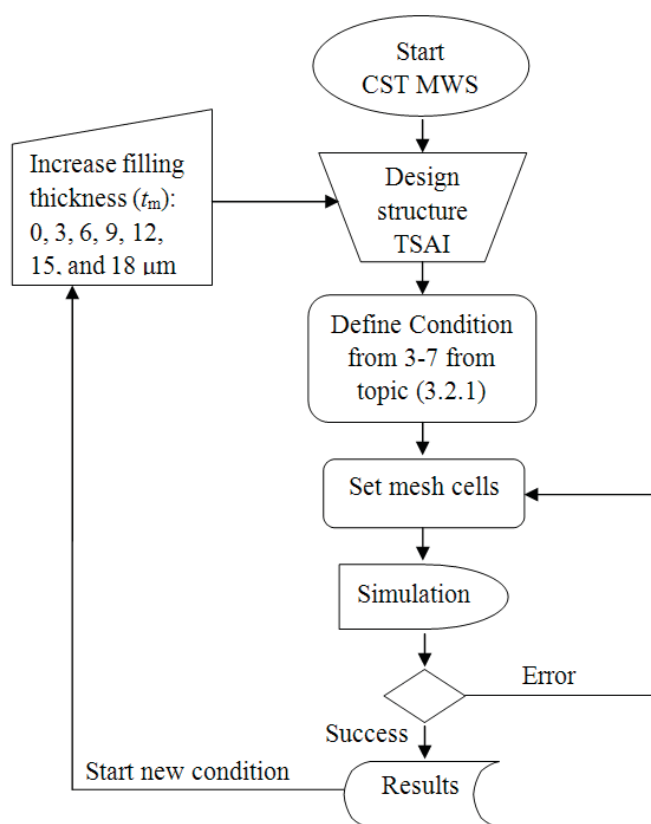
ภาพที่ 3.17 โครงสร้าง TSAI ที่ออกแบบโดยการเติม (Filled) วัสดุแม่เหล็กระหว่างสายตัว

วัสดุดูดซับที่ถูกเลือกมาใช้ศึกษาคือ วัสดุแม่เหล็ก BSR-1 [22] ซึ่งถูกพิจารณาจากคุณสมบัติการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก (Property of magnetic loss) หรือคุณสมบัติการดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า [23]

ภาพที่ 3.18 คือพารามิเตอร์ภายใน (Intrinsic) ที่แสดงถึงคุณสมบัติการดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของ BSR-1 ซึ่งได้แก่ Real-part permeability (μ'), Imaginary-part permeability (μ''), และ Magnetic loss tangent ($\tan \delta_m$) ตัวพารามิเตอร์ที่ควบคุม (Dominate) คุณสมบัติการดูดซับนั้นคือ μ'' [23] ซึ่งพบว่าจะมีค่าที่สูงสุดประมาณความถี่ 4 GHz นั้นหมายถึงที่ความถี่ประมาณ 4 GHz วัสดุ BSR-1 จะดูดกลืน (Suppression) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีที่สุด ซึ่งความถี่ช่วงดังกล่าวนี้เป็นความถี่ย่านการสื่อสารในปัจจุบันที่เน้นไปที่การประยุกต์ใช้จริง ดังนั้นวัสดุ BSR-1 จึงมีคุณสมบัติเหมาะสมที่จะถูกนำมาใช้ในการศึกษา



ภาพที่ 3.18 พารามิเตอร์ภายใน (Intrinsic) ของวัสดุ BSR-1



ภาพที่ 3.19 แผนผังขั้นตอนการคำนวณ

การศึกษาคูณสมบัติการดูดซับคลื่นของโครงสร้างนี้ จะนำเสนอผลการเปลี่ยนแปลงคงความหนาของชั้นวัสดุแม่เหล็กที่เติม (Magnetic filling thickness, t_m) ซึ่งจะทำให้การศึกษาตั้งแต่ t_m เท่ากับ 0, 3, 6, 9, 12, 15, และ 18 ไมโครเมตรซึ่งขั้นตอนทั้งหมดในการคำนวณเป็นดังแผนผังตามภาพที่ 3.19

เอกสารอ้างอิง

1. Pozar, D. M. (2005). **Microwave Engineering**. 3rd ed. USA. Wiley & Sons, Inc .
2. CST GmbH. Germany, **CST MICROWAVE STUDIO – User’s Manual**, [online] [cited 2010 Sept. 9]. Available from: <http://www.cst.com>.
3. Carlson, K. W. (2004). Crosstalk in the rigid disk drive in channel front-end. **IEEE Transactions on Magnetics**, 40(1), 281–285.
4. Feller, A., Kaupp, H. R., and Digiacomio, J. J. (1965). Crosstalk and reflections in high-speed digital systems. in **Proceeding of Fall Joint Computer Conferences**, 511–525.
5. Chai, C. C., Chung, B. K., and Chuah, H. T. (2003). Simple time-domain expressions for prediction of crosstalk on coupled microstrip lines. **Progress In Electromagnetics Research**, 39, 147–175.
6. Pro, J. D., Reon, M. E. (2006). Characteristic impedance and signal loss measurement of Head-to-Preamplifier interconnections. **IEEE Transactions on Magnetics**, 42(2), 261–265.
7. Gao, X. K., Liu, Q. H., and Liu Z. J. (2005). Robust design of head interconnect for hard disk drive. **Journal of Applied Physics**. 97(10), 10P102–10P102–3.
8. Griffith, J.M., Dahandeh, S.N. (2002). Hard disk drive suspension interconnect modeling. **IEEE Transactions on Magnetics**, 38(4), 1821–1824.
9. Mbairi, F., Siebert. W., and Hesselbom, H. (2007). On the problem of using guard traces for high frequency differential lines crosstalk reduction. **IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies**, 30(1), 67–74.
10. Mbairi, F., Siebert. W., and Hesselbom, H. (2008). High-frequency transmission lines crosstalk reduction using spacing rules. **IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies**, 31(3), 601–610.
11. Paul, C. R. (1992). **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. USA: Wiley & Sons, Inc.
12. Guang-Hwa Shiue, Wei-Da Guo, Chien-Min Lin, and Ruey-Beei Wu. (2006). Noise Reduction Using Compensation Capacitance for Bend Discontinuities of Differential Transmission Lines. **IEEE Trans. Adv. Packag.**, 29(3), pp. 560–569.
13. Kryder, Mark H., and Kim, Chang S. (2009). After Hard Drives – What Comes Next?. **IEEE Trans. Magn.**, 45(10), pp. 3460–3413.
14. Sali, S. (1993). Coupling of electromagnetic fields to coplanar strip lines with discontinuities. **IEE Proc. H.**, 140(6), pp. 481–487.
15. ASTM D4935–99. (1999). **Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials**.
16. Wentworth, S. M. (2007). **Applied Electromagnetic: Early Transmission Lines Approach**. New York: Wiley.

17. Yamaguchi, M., Kim, K. H., Kuribara, T., and Arai, K. I. (2002). Thin-Film RF Noise Suppressor Integrated in a Transmission Line. **IEEE Trans. Magn.**, **38**(5), p. 3183.
18. Eisenstadt, W., and Eo, Y. (1990). S-parameter-based IC interconnect trans-mission line characterization. **IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manuf. Technol.**, **15**(4), pp. 483–490.
19. Leung, L. L. W., Hon, W., Zhang, J., and Chen, K. J. (2006). Characterization and attenuation mechanism of CMOS-compatible micro-machined edge-suspended coplanar waveguides on low-resistivity silicon substrate. **IEEE Trans. Adv. Packag.**, **29**(3), pp. 496–503.
20. Onuma, S., Nagura, H., Fujimuri, H., and Masumoto, T. (2004). Noise Suppression Effect of Nanogranular Co Based Magnetic Thin Films at Gigahertz Frequency. **IEEE Trans. Magn.**, **40**(4), pp. 2712–2715.
21. Drnovsek, B., Koselj, J., Znidarsic, A., and Bregar, V. B. (2008). Study of Coupling on Parallel Microstrip Line Due to Magnetic-Loaded Absorber Sheet,” **IEEE Trans. Magn.**, **44**(11), pp. 3801–3804.
22. Emerson and Cuming Microwave Products. [http:// http://www.eccosorb.com/products-eccosorb-bsr.htm](http://www.eccosorb.com/products-eccosorb-bsr.htm).
23. Huo, J., Wang, L., and Yu, H. (2009). Polymeric nanocomposite for electromagnetic wave absorption. **J. Mater. Sci.**, **44**(15), pp. 3917–3927.

บทที่ 4

ผลการจำลองและการวิเคราะห์ผลการจำลอง

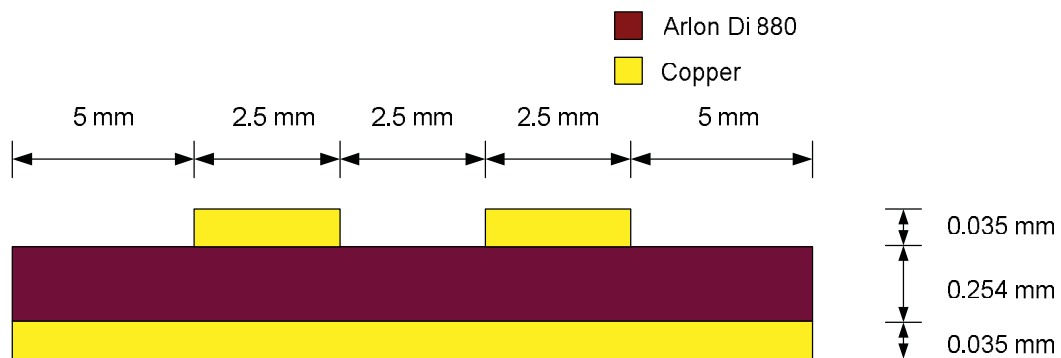
4.1 ผลของ Electromagnetic Coupling

ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอผลการจำลองโดยเริ่มจากการพิสูจน์ตัวโปรแกรมว่าผลการจำลองที่ได้มา มีความน่าเชื่อถือหรือไม่ จากนั้นจะเป็นขั้นตอนของการหาส่วนวิกฤตของสาย HGA ซึ่งเป็นส่วนที่เกิด crosstalk สูงที่สุด ต่อด้วยการนำเสนอถึงเทคนิคการลดปรากฏการณ์แทรกข้าม และท้ายที่สุดจะเป็นการนำเสนอถึงโครงสร้างของสายที่สามารถลดการเกิด crosstalk บนสาย HGA

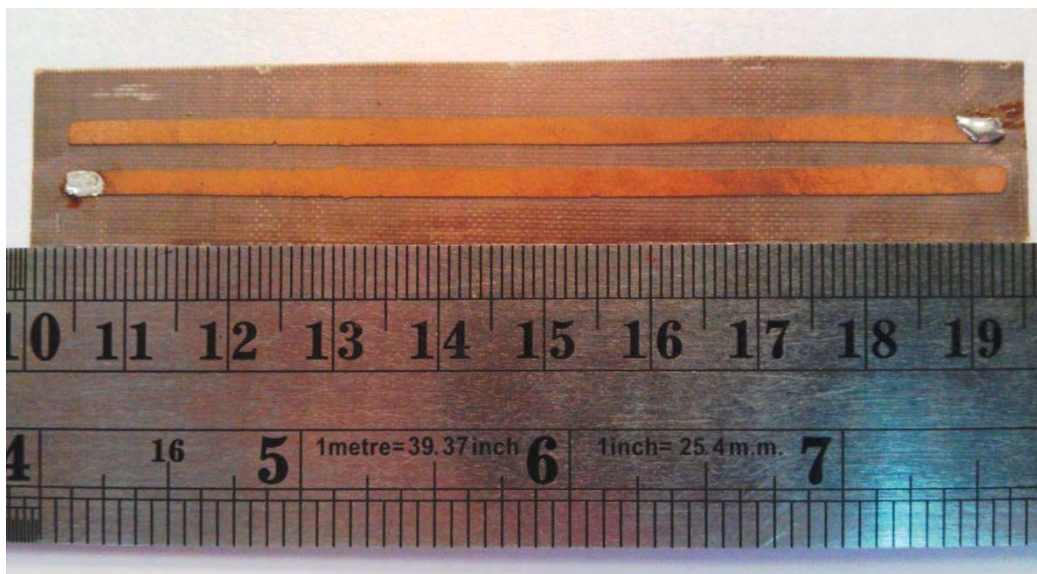
4.1.1 ตรวจสอบผลการจำลองของโปรแกรม CST Microwave Studio

4.1.1.1 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยผลการวัด

ในหัวข้อนี้เป็นการนำผลการวัด (measurement) crosstalk บนแผ่น PCB มาเปรียบเทียบกับผลการจำลอง (simulation) ที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อเป็นการตรวจสอบยืนยันผลการจำลองที่ได้ โดยมีมิติ (dimension) ของสายถูกแสดงดังภาพที่ 4.1 สายสัญญาณมีความยาว 9 cm ϵ_r ของ Arlon Di 880 มีค่าเป็น 2.2 และค่าความนำไฟฟ้า (σ) ของสายตัวนำทองแดงมีค่าเป็น 5.8×10^7 S/m สายนำสัญญาณที่ใช้ในการวัดซึ่งถูกสร้างมาจากแผ่น PCB ที่มีขายตามท้องตลาด [1] ถูกแสดงดังภาพที่ 4.2

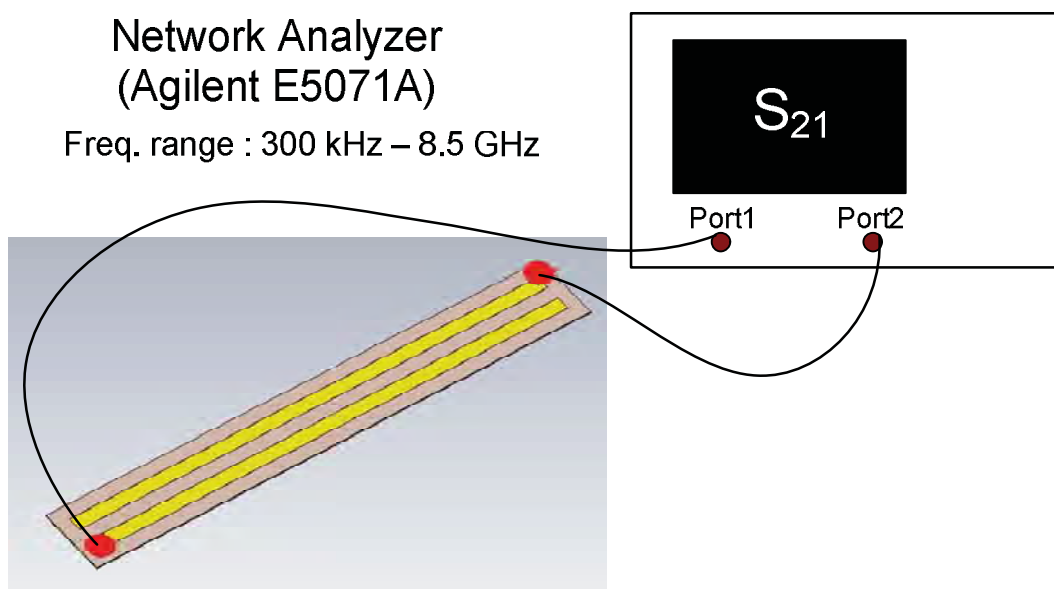


ภาพที่ 4.1 แสดงภาพตัดขวางแสดง dimension ของสายสัญญาณที่ทำจาก PCB



ภาพที่ 4.2 แสดงสายสัญญาณที่สร้างมาจากแผ่น PCB

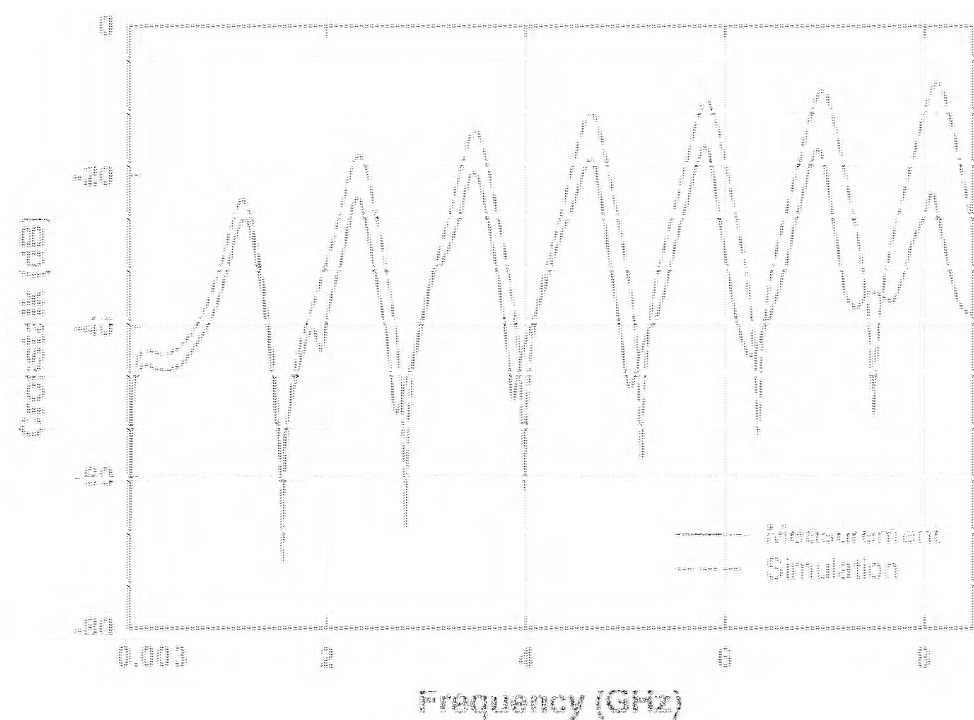
ในการวัดระดับ crosstalk ที่เกิดบนสายสัญญาณ เครื่อง Network Analyzer รุ่น Agilent E5071A ถูกใช้ในการวัด โดยเครื่องวัดรุ่นนี้ประกอบไปด้วยพอร์ตจำนวน 2 พอร์ต ดังนั้น S_{21} จึงถูกใช้วัด crosstalk ที่เกิดขึ้นผ่านสาย coaxial โดยมีการจัดเตรียมการวัดดังแสดงในภาพที่ 4.3



ภาพที่ 4.3 แสดงการจัดเตรียมการวัด crosstalk ที่เกิดบนสายสัญญาณ

สำหรับการจำลอง crosstalk ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ความถี่ช่วง 300 kHz – 8.5 GHz ถูกพิจารณาเพื่อให้สอดคล้องกับข้อจำกัดของเครื่องมือวัด [2] สำหรับสัญญาณอินพุตและเงื่อนไข

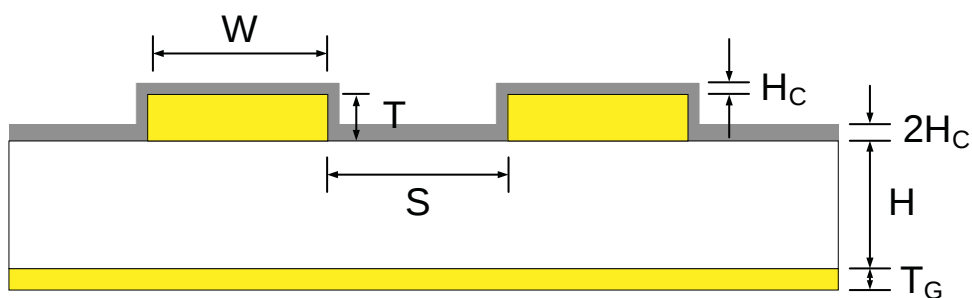
ขอบเขตต่างๆในโปรแกรมจำลองถูกกำหนดค่าตามที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจากการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองกับผลที่ได้จากการวัด เห็นได้ว่าแนวโน้มของ crosstalk ที่ได้จากการวัดและจากการจำลองนั้นมีความสอดคล้องกันดังแสดงในภาพที่ 4.4



ภาพที่ 4.4 ผลการเปรียบเทียบ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายสัญญาณระหว่างผลการทดลองและผลการคำนวณจากโปรแกรม CST Microwave Studio

4.1.1.2 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยผลการจำลอง

นอกจากจะทำการเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการวัดแล้ว ในหัวข้อนี้เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio กับผลการจำลองของงานศึกษาที่มีก่อนหน้า ซึ่งถูกนำเสนอโดย Felix และคณะ [3] โดยในการศึกษานั้นเป็นการจำลอง crosstalk ที่เกิดบนสายสัญญาณประเภทไมโครสตริปดังแสดงในภาพที่ 4.5 ซึ่งขนาดโครงสร้างของสายดังกล่าวถูกแสดงดังตารางที่ 4.1

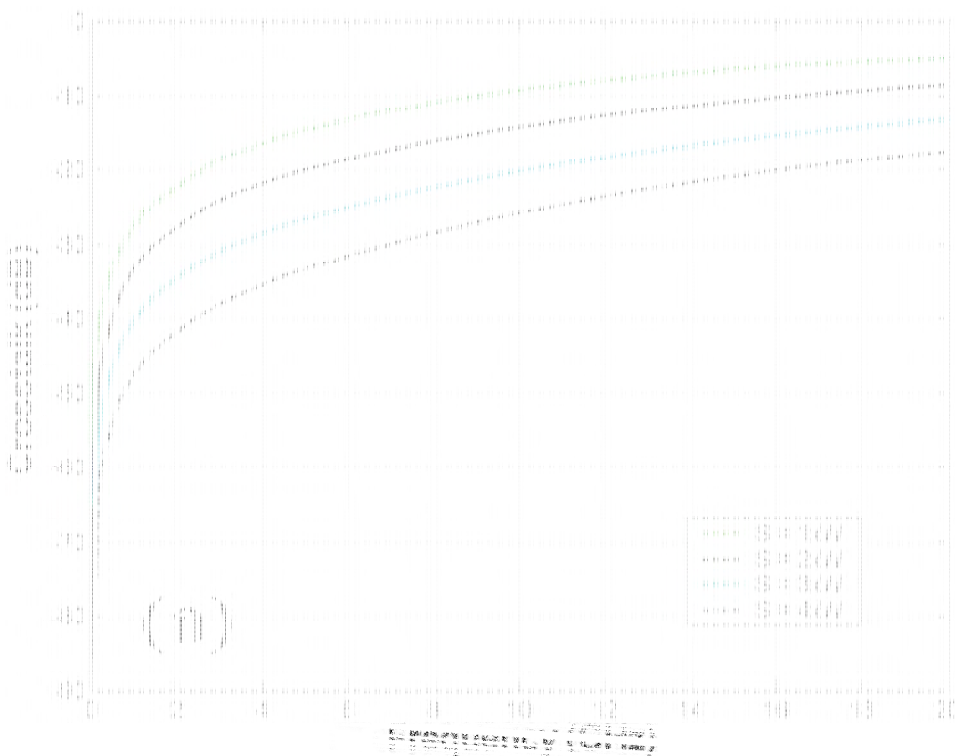


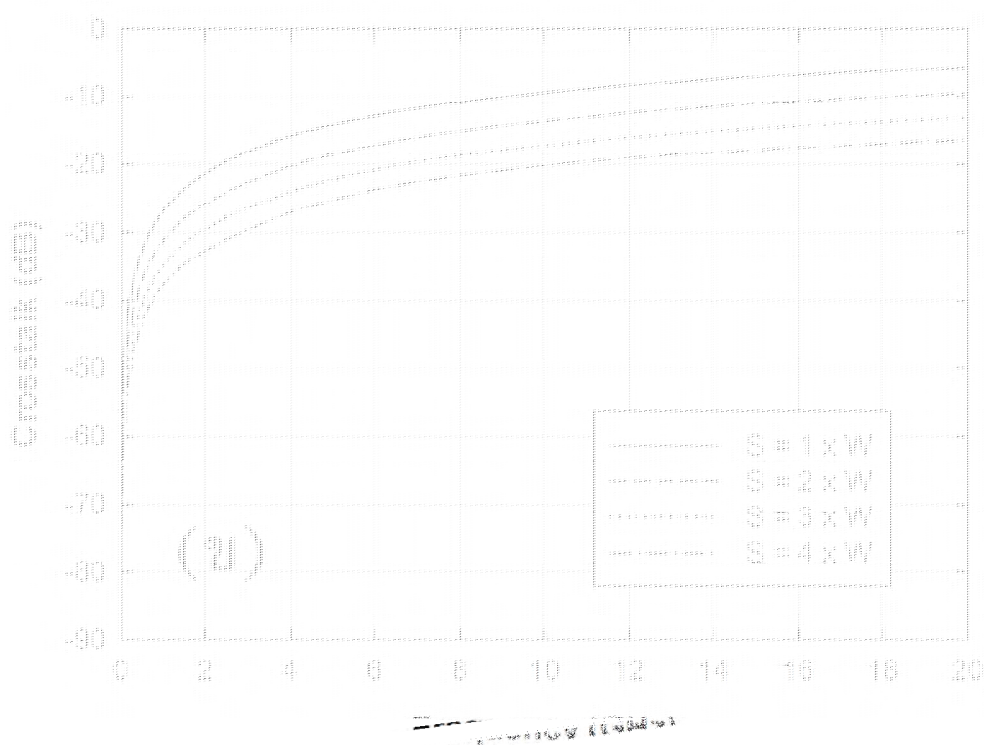
ภาพที่ 4.5 โครงสร้างสายไมโครสตริปที่ใช้ในการจำลอง crosstalk [3]

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของโครงสร้างสายไมโครสตริป [3]

Parameter	Value	Specification
H	200 μm	Substrate height
ϵ_{r1}	4.2	Dielectric constant of substrate
ϵ_{r2}	4.1	Dielectric constant of coating layer
W	330 μm	Trace width
S	$N \times W$	Trace separation
T	50 μm	Thickness of the conductor signal trace
T_G	18 μm	Thickness of the ground layer
H_c	20 μm	Thickness of the coating above trace
l	50 mm	Coupling length of the lines

ผลการจำลองที่ได้จากการศึกษาก่อนหน้าและที่ได้ในการศึกษานี้ถูกแสดงในภาพที่ 4.6 พบว่าระดับ crosstalk ที่ได้จากการจำลองของทั้งสองมีความสอดคล้องกัน เมื่อ S เพิ่มขึ้น ระดับ crosstalk ถูกลดต่ำลง และเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ที่ความถี่ 20 GHz กรณีที่ S เป็น 1W, 2W, 3W และ 4W ระดับ crosstalk ของการจำลองของทั้งสองมีค่าประมาณ -5, -9, -13 และ -18 dB ตามลำดับเช่นเดียวกันดังภาพที่ 4.6 ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าโปรแกรม CST Microwave Studio มีความน่าเชื่อถือสามารถใช้เป็นเครื่องมือในการจำลอง crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ที่เราสนใจได้





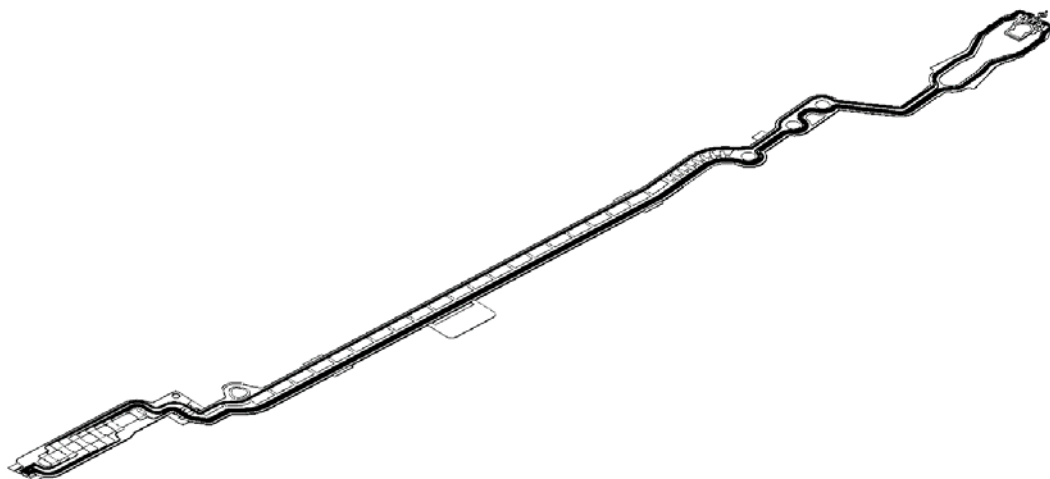
ภาพที่ 4.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองที่ได้จาก
(ก) การศึกษาของ Felix และคณะ [3] และ (ข) การศึกษานี้

4.1.2 การหาส่วนวิกฤตที่เกิด crosstalk สูงสุดบนสาย HGA

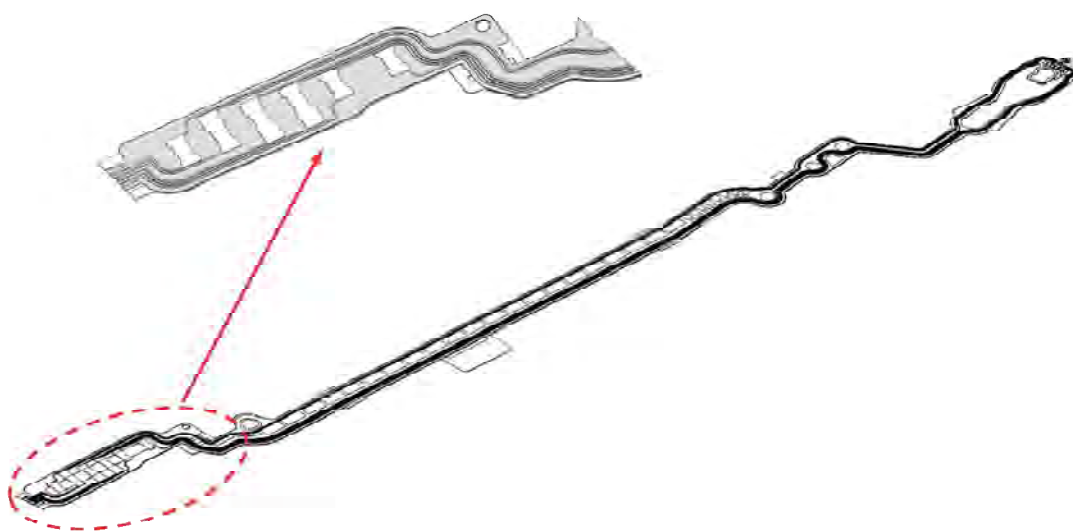
หลังจากที่ทำการตรวจสอบยืนยันผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio พบว่าผลการจำลองที่ได้มานั้นมีความน่าเชื่อถือสามารถนำมาใช้จำลอง crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA ได้ เนื่องจาก dimension ของสาย HGA อยู่ในระดับ micron เช่นเดียวกับ dimension ของสายไมโครสตริปในการศึกษาของ Felix และคณะ [3] แต่อย่างไรก็ตามแล้ว ก่อนที่จะทำการออกแบบสาย HGA เพื่อลด crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย การหาส่วนวิกฤตที่เกิด crosstalk บนสาย HGA มีความจำเป็นที่จะต้องกระทำก่อน เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วสาย HGA ไม่ได้มีลักษณะที่เป็นเส้นตรงยาว แต่กลับมีรูปร่างที่ซับซ้อน ยกตัวอย่างเช่น มีระยะห่างระหว่างสายไม่คงที่ บางบริเวณชิดกันมากขึ้น บางบริเวณห่างกันมากขึ้น หรือสายตัวนำมีการโค้งงอรวมไปถึงความกว้างของสายตัวนำที่เปลี่ยนไปในบางบริเวณ ดังแสดงในภาพที่ 4.7 ดังนั้นเพื่อที่จะหาบริเวณวิกฤต ซึ่งเป็นบริเวณที่เกิดการแทรกข้ามเกิดขึ้นสูงที่สุด สาย HGA จึงถูกแบ่งออกตามลักษณะรูปร่างทางกายภาพของสาย โดยแบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ ส่วนต้นสาย (near-end section, NS) ส่วนตรง (straight section, SS) ส่วนคดโค้ง (bend section, BS) และส่วนปลายสาย (far-end section, FS) ซึ่งทั้ง 4 ส่วนนี้มีการนิยามไว้ดังนี้

- ส่วนต้นสาย เป็นส่วนที่ประกอบไปด้วยสายตัวนำที่มีลักษณะเป็นแพด (pad) สำหรับการทดสอบคุณสมบัติทางกล (mechanic) และทางไฟฟ้า (electric) ของ HGA และหัวบันทึก ดังแสดงในภาพที่ 4.8
- ส่วนตรง เป็นส่วนที่สายตัวนำทั้งหมดมีลักษณะตรงและมีระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนกับคู่สายอ่านคงที่ ดังแสดงในภาพที่ 4.9

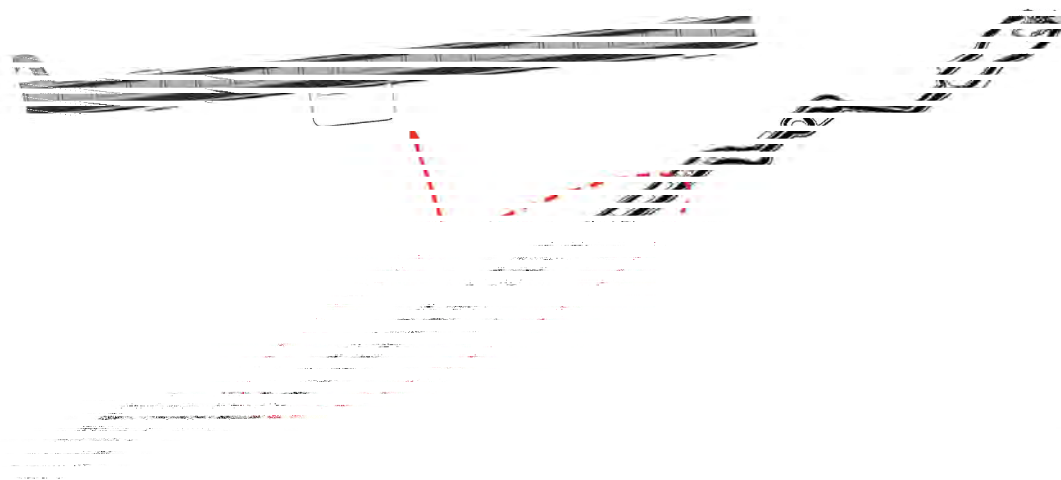
- ส่วนคดโค้ง เป็นส่วนที่สายตัวนำมีลักษณะรูปร่างที่โค้งงอและระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนกับคู่สายอ่านไม่คงที่ ดังแสดงในภาพที่ 4.10 และ
- ส่วนปลายสาย ประกอบไปด้วยสายตัวนำที่มีลักษณะเป็นแพต ใช้เชื่อมต่อทางไฟฟ้าเข้ากับหัวบันทึก และมีพื้นที่สำหรับรองรับหัวบันทึก ดังแสดงในภาพที่ 4.11



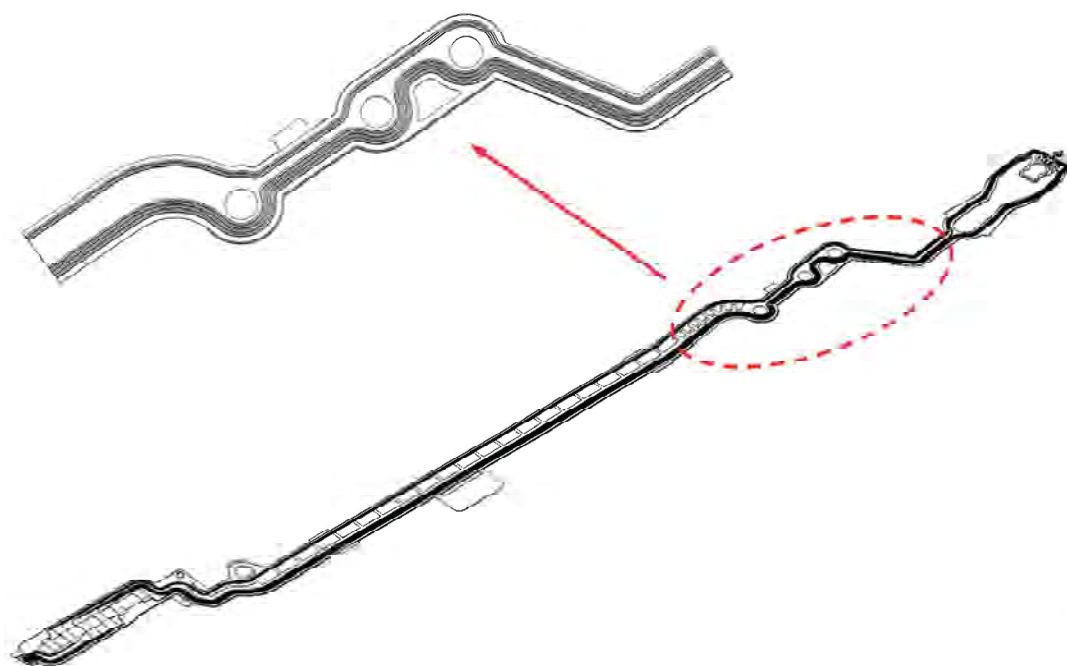
ภาพที่ 4.7 แสดงสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน



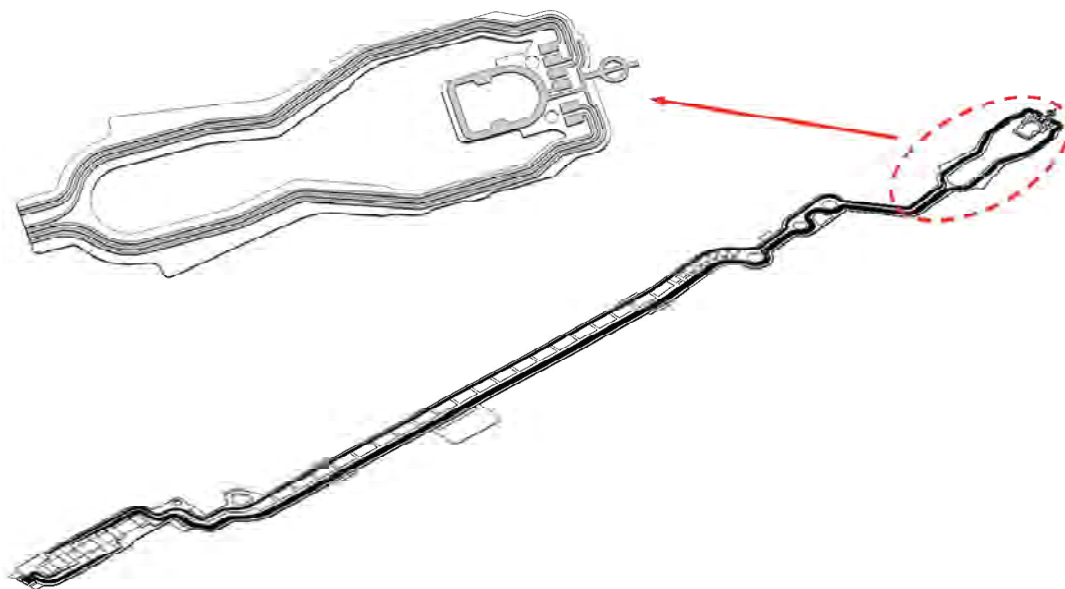
ภาพที่ 4.8 แสดงส่วนต้นสาย (NS)



ภาพที่ 4.9 แสดงส่วนตรง (SS)



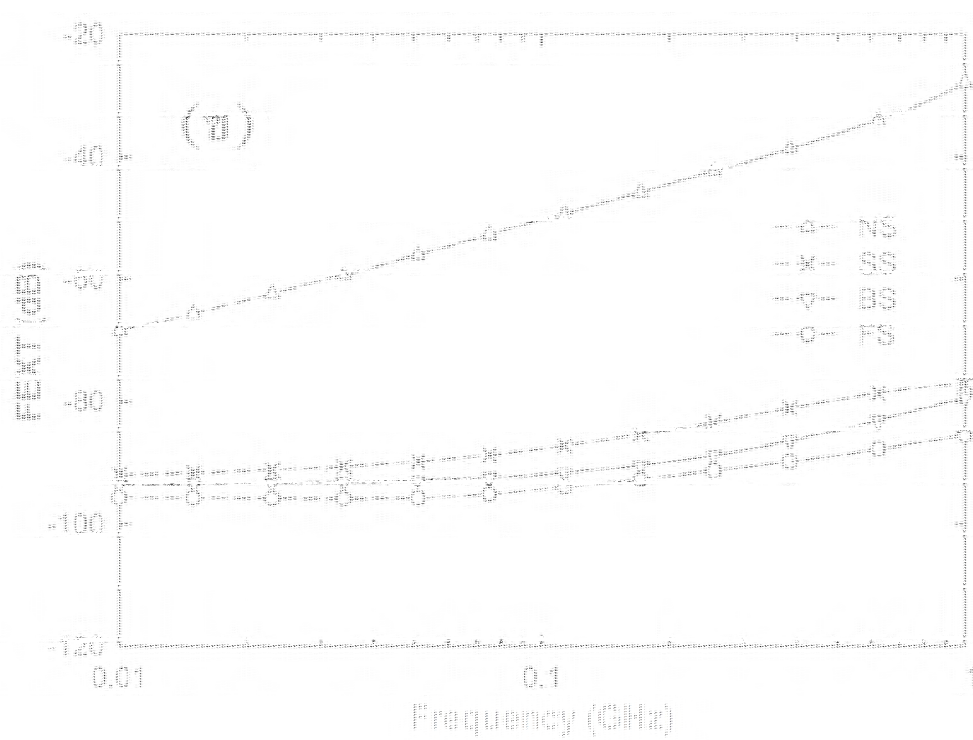
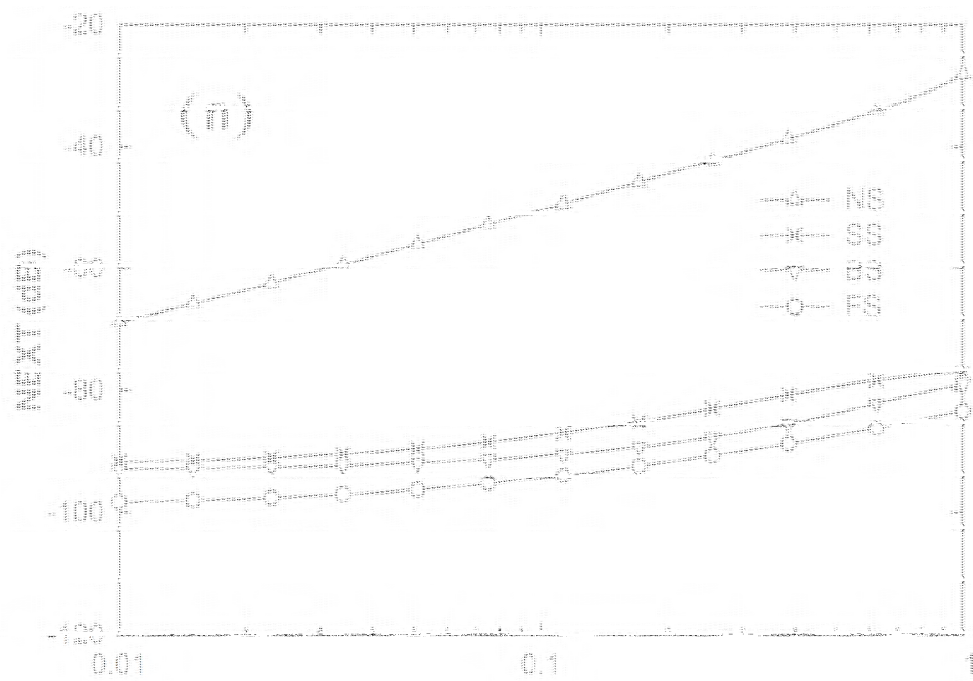
ภาพที่ 4.10 แสดงส่วนคดโค้ง (BS)



ภาพที่ 4.11 แสดงส่วนปลายสาย (FS)

สำหรับการพิจารณาในการเลือกจุดแบ่งระหว่างส่วนของสาย (ส่วน NS กับส่วน SS, ส่วน SS กับส่วน BS และส่วน BS กับส่วน FS) นั้น พิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ (characteristic impedance, Z_c) ของส่วนนั้นๆ ที่เปลี่ยนแปลงไป โดยบริเวณที่ถูกเลือกเป็นจุดแบ่งนั้นมีผลทำให้ Z_c ของส่วนนั้นเปลี่ยนแปลงไปจากค่ามากที่สุดไปยังค่าต่ำสุดน้อยกว่า 3Ω ซึ่งคิดเป็นประมาณ 5% (เทียบกับ 50Ω) ซึ่งในทางวิศวกรรมสามารถยอมรับได้

ระดับ NEXT และ FEXT ในช่วงความถี่ใช้งาน (operating frequency) 10 MHz - 1 GHz ที่เกิดขึ้นบนบริเวณทั้ง 4 ส่วนของสาย HGA ถูกจำลองและเปรียบเทียบกัน ดังแสดงในภาพที่ 4.12



ภาพที่ 4.12 ผลการคำนวณ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนบริเวณต่างๆ ทั้ง 4 ส่วนของสาย HGA
(ก) NEXT และ (ข) FEXT

พิจารณา NEXT ที่เกิดขึ้นบนบริเวณทั้ง 4 ส่วนของสาย HGA ดังแสดงในภาพที่ 4.12 (ก) พบว่า NS เป็นส่วนที่เกิด NEXT สูงที่สุดในช่วง -68.6 ถึง -28.1 dB ในขณะที่ SS, BS และ FS มีระดับ NEXT ในช่วง -91.8 ถึง -77.2 dB, -92.8 ถึง -79.1 dB และ -98.3 ถึง 83.4 dB ตามลำดับ ในขณะที่ส่วนของสาย HGA ที่มีระดับ NEXT เกิดขึ้นสูงที่สุดยังคงเป็นส่วน NS ในช่วง -68.4 ถึง -27.8 dB และสำหรับ SS, BS และ FS เกิดขึ้นในช่วง -91.9 ถึง -77.1 dB, -93.4 ถึง -79.4 dB และ -95.7 ถึง 85.6 dB ตามลำดับ ดังแสดงในภาพที่ 4.17 (ข)

สำหรับส่วน NS ซึ่งเป็นส่วนที่มีระดับ crosstalk เกิดขึ้นสูงที่สุดสามารถอธิบายในพจน์ของระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านได้ โดยที่ระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านของส่วน NS มีระยะที่ใกล้กันมากที่สุดเมื่อเทียบกับบริเวณอื่นๆ เป็นผลให้มีระดับ crosstalk เกิดขึ้นสูงที่สุด ซึ่งสอดคล้องกับผลการศึกษาใน [3] นอกจากนี้ระยะดังกล่าวสามารถแทนด้วย mutual capacitance (C_{md}) เป็นการแสดงถึงการคู่ควบในเชิงของตัวเก็บประจุ (capacitive coupling) และพารามิเตอร์อื่นที่เกี่ยวข้องซึ่งได้มาจากการจำลองของโปรแกรม CST Microwave Studio ดังแสดงในตารางที่ 4.2 จากตารางพบว่าบริเวณ NS มีค่า C_{md} มากที่สุดเป็นผลให้ crosstalk ของส่วนนี้มีระดับสูงที่สุด นอกจากนี้ยังสังเกตได้ว่าระดับ crosstalk มีความสัมพันธ์กับอัตราส่วน C_{md}/C_{sd} ซึ่งเกี่ยวข้องกับแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจาก crosstalk [4] และยังมีความสัมพันธ์กับระดับ crosstalk ดังภาพที่ 4.12 อีกด้วย สำหรับบริเวณที่ระดับ crosstalk มีค่ามากที่สุดไปยังต่ำที่สุดคือ NS SS BS และ FS ตามลำดับ สำหรับอัตราส่วน L_{md}/L_{sd} นั้นมีค่าน้อยมาก ๆ ในทุกส่วนของสาย HGA เมื่อเทียบกับอัตราส่วน C_{md}/C_{sd} ดังนั้นอัตราส่วน L_{md}/L_{sd} ในที่นี้จึงสามารถละเว้นการพิจารณาได้

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ self และ mutual crosstalk ของทั้ง 4 ส่วนของสาย HGA ที่ความถี่ 0.12 GHz

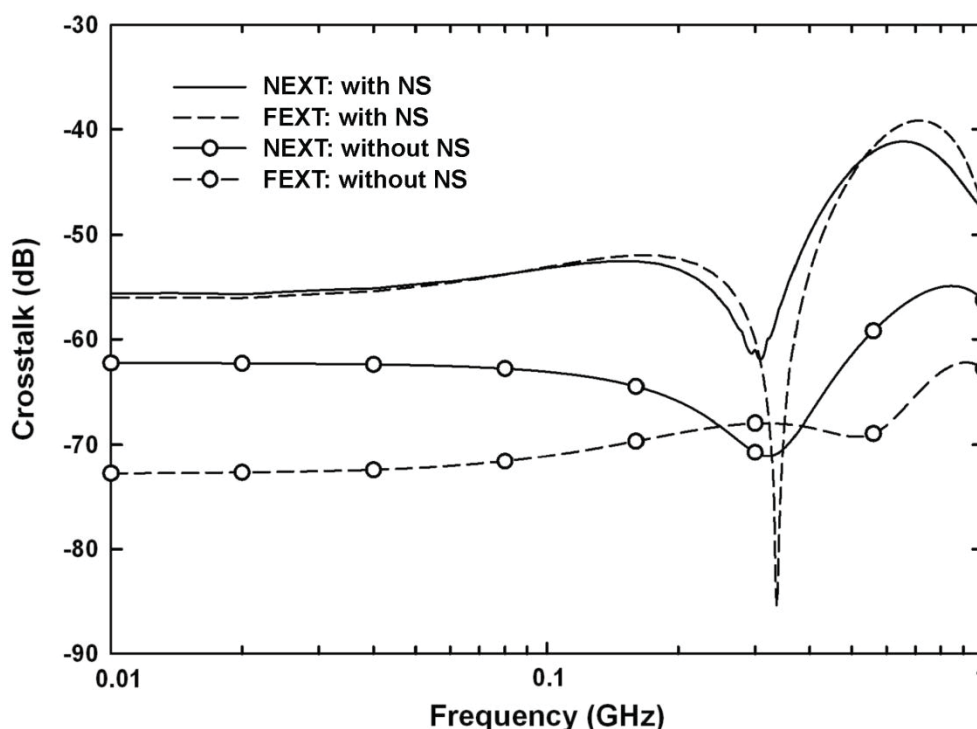
Parameter	Section			
	NS	SS	BS	FS
C_{md} (μ F)	0.47700	0.06110	0.00120	0.00923
L_{md} (μ H)	0.0256	0.0461	0.1580	0.1030
C_{sd} (pF)	1.360	4.420	1.410	0.871
L_{sd} (μ H)	1.290	0.398	1.240	2.580
C_{md}/C_{sd}	351,917.40	13,826.99	7,892.50	10,604.38
L_{md}/L_{sd}	1.99×10^{-5}	1.16×10^{-4}	1.27×10^{-4}	4.01×10^{-5}

ถึงตอนนี้เราได้ทราบแล้วว่าส่วนใดของสาย HGA เป็นส่วนวิกฤตที่เกิด crosstalk สูงที่สุดนั่นก็คือส่วน NS ซึ่งในทางปฏิบัติส่วน NS ของสายที่ถูกนำมาศึกษาในครั้งนี้จะถูกตัดออกก่อนที่จะนำไปประกอบเป็น HDD ที่สมบูรณ์ ดังนั้นในหัวข้อถัดไปจะเป็นการพิจารณา crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA กรณีก่อนและหลังตัดส่วน NS

4.1.2.1 สาย HGA กรณีที่มีและไม่มีส่วนต้นสาย

ในทางปฏิบัติแล้วบริเวณส่วน NS จะถูกตัดออกจากสาย HGA ก่อนที่จะถูกต่อเข้ากับตัวขับหัวอ่าน-เขียนเพื่อประกอบเป็น HDD ที่สมบูรณ์ แต่อย่างไรก็ตามบริเวณส่วน NS นั้นมีความจำเป็นในกระบวนการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึก ซึ่งสาย HGA จะถูกตรึงไว้ที่ฐานยึดและแพดของส่วน NS จะถูกใช้เป็นจุดเชื่อมต่อเข้ากับเครื่องทดสอบ

ในกระบวนการทดสอบนั้น มีอยู่หลายขั้นตอนที่ crosstalk สามารถเกิดขึ้นบนสาย HGA ได้ ในเบื้องต้นระดับ crosstalk บนสาย HGA กรณีที่มีและไม่มีส่วน NS ถูกจำลองและเปรียบเทียบกับกันดังแสดงใน ภาพที่ 4.13



ภาพที่ 4.13 ระดับ crosstalk บนสาย HGA กรณีที่มีและไม่มีส่วน NS

จากภาพที่ 4.13 แสดงให้เห็นว่าทั้ง NEXT และ FEXT ของสาย HGA ที่มีส่วน NS รวมอยู่ด้วยมีระดับ crosstalk สูงกว่ากรณีของสาย HGA ที่ไม่มีส่วน NS ประมาณ 5 dB และ 16 dB ที่ความถี่ 1 GHz ตามลำดับ ทั้งนี้เป็นไปตามข้อเท็จจริงที่ว่าส่วน NS เป็นส่วนที่เกิด crosstalk สูงที่สุดและเป็นส่วนแรกที่ถูกเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายในกระบวนการทดสอบ จึงส่งผลให้ crosstalk รวมของสาย HGA ของกรณีที่มีส่วน NS รวมอยู่ด้วยมีระดับที่สูงกว่ากรณีสาย HGA ที่ไม่มีส่วน NS ดังนั้นระดับ crosstalk ที่สูงกว่าที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ในกระบวนการทดสอบอาจเป็นสาเหตุให้ผลการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกที่ได้มาไม่ถูกต้องหรือถูกแปลผลผิดพลาด ทำให้ได้หัวบันทึกที่ไม่มีความน่าเชื่อถือเนื่องจากผลการทดสอบที่ผิดพลาดออกไปสู่ท้องตลาดอันจะส่งผลเสียต่อบริษัท

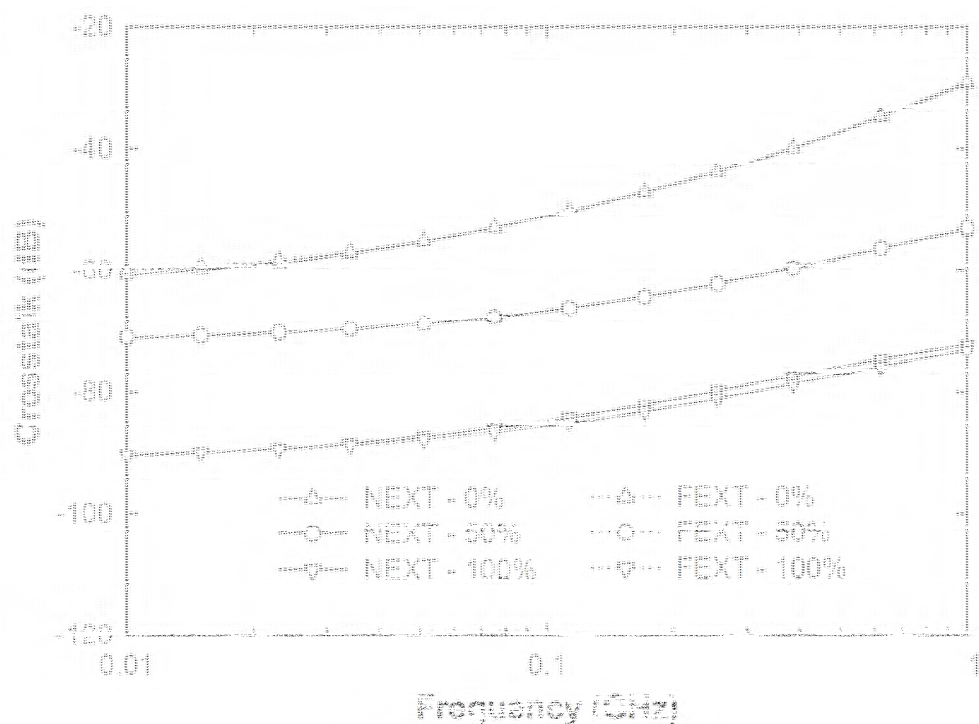
4.1.2.2 ผลของการเติมสแตนเลสสตีลที่ชั้นระบายอ้างอิงส่วนต้นสาย

จากหัวข้อก่อนหน้านี้เราได้ทราบแล้วว่าส่วน NS เป็นส่วนวิกฤตที่มี crosstalk เกิดขึ้นสูงที่สุด ดังนั้นส่วน NS ควรที่จะถูกลด crosstalk ก่อนบริเวณอื่นๆ สำหรับวิธีการที่จะลด crosstalk ในขั้นตอนนี้คือวิธีการเติมวัสดุที่ชั้นระบายอ้างอิง [5] ซึ่งวัสดุที่เติมนั้นเป็นวัสดุชนิดเดียวกัน (homogeneous) กับชั้นระบายอ้างอิงนั่นก็คือ stainless steel โดยชั้นระบายอ้างอิงของส่วน NS จะถูกเติมเป็น 0-100% ของพื้นที่ช่องว่างดัง

แสดงในภาพที่ 4.14 และระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนส่วน NS ของสาย HGA กรณีที่มีการเติมวัสดุที่ระดับต่างๆถูกจำลองและแสดงในภาพที่ 4.15



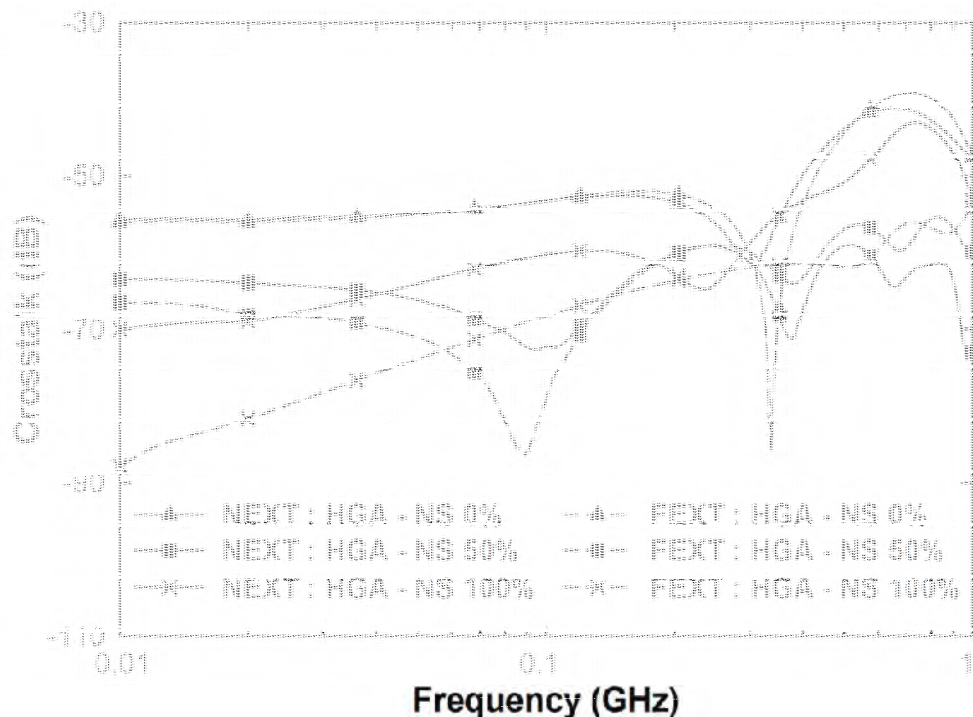
ภาพที่ 4.14 แสดงส่วน NS ที่ถูกเติมด้วย stainless steel ที่ระดับ 0-100%



ภาพที่ 4.15 แสดงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบริเวณส่วน NS กรณีที่เติมวัสดุระดับ 0-100%

จากภาพที่ 4.15 พบว่า ระดับ crosstalk ลดต่ำลงตามเปอร์เซ็นต์การเติมวัสดุที่เพิ่มขึ้น ซึ่งผลที่ได้นี้สอดคล้องกับผลการทดสอบ ซึ่งถูกอธิบายใน [6] โดยระดับ crosstalk ของส่วน NS กรณีที่มีการเติม

วัสดุ 0% อยู่ในช่วงประมาณ -68.6 ถึง -27.8 dB ในขณะที่กรณี 50% และ 100% มีค่าในช่วงประมาณ -71.1 ถึง -53.4 dB และ -90.4 ถึง -72.3 dB ตามลำดับ



ภาพที่ 4.16 ระดับ crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA โดยส่วน NS มีการเติมวัสดุที่ระดับ 0-100%

ระดับ NEXT และ FEXT ที่เกิดบนสาย HGA กรณีที่ส่วน NS มีการเติมวัสดุที่ระดับต่างๆ ถูกแสดงดังภาพที่ 4.16 จากภาพพบว่าระดับ crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA กรณีที่ส่วน NS มีการเติมวัสดุที่ระดับ 100% ลดต่ำลง 14 dB และ 33 dB ที่ความถี่ 10 MHz สำหรับ NEXT และ FEXT ตามลำดับเมื่อเทียบกับสาย HGA ที่ส่วน NS มีการเติมวัสดุระดับ 0% นอกจากนี้ยังสังเกตได้อีกว่าระดับ crosstalk ของสาย HGA นั้นลดต่ำลงตามระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นที่ส่วน NS

4.1.3 การลด crosstalk ด้วยวิธีการ windowing

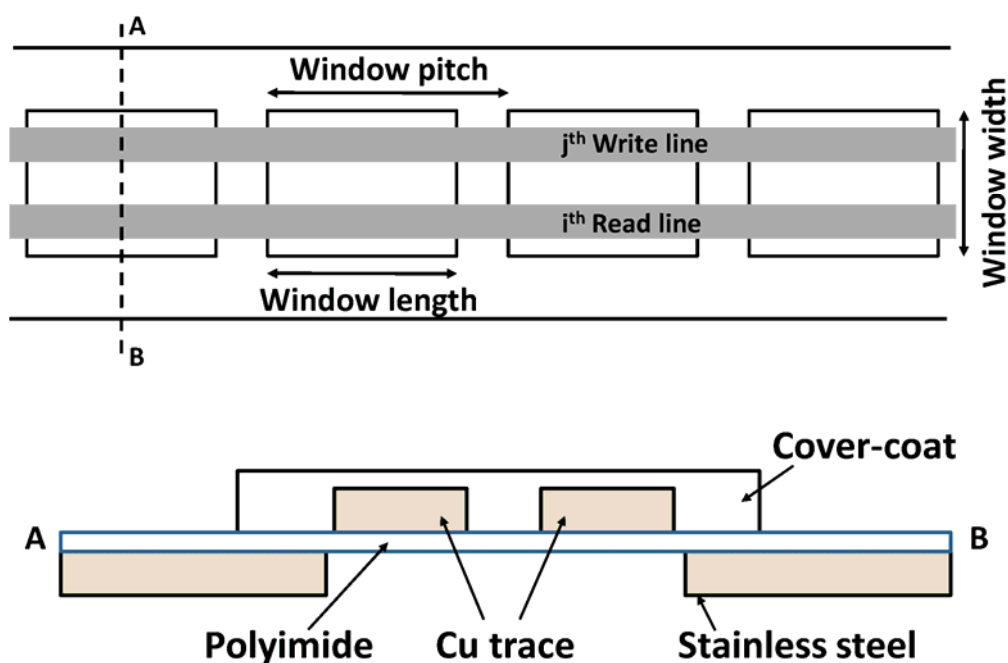
สำหรับการเติมวัสดุลงช่องว่างที่ชั้นระนาบอ้างอิงของสายนำสัญญาณนั้น คล้ายคลึงกับวิธีการที่ถูกนำเสนอโดย Jang [7] เรียกว่าการ windowing ซึ่งวิธีการนี้เป็นวิธีการในทางปฏิบัติที่ใช้ลด insertion loss ของสายสัญญาณดังแสดงในภาพที่ 4.17 เพื่อที่จะรักษารายละเอียดของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระหว่างหัวบันทึกและตัวขับหัวอ่าน-เขียน แต่ในงานศึกษาดังกล่าวไม่ได้กล่าวถึงประเด็นของ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย ดังนั้นเพื่อที่จะเข้าใจพฤติกรรมของ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ที่มีการใช้ windowing ให้มากขึ้น ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงผลของการใช้ windowing ที่มีต่อ crosstalk ที่เกิดบนสาย



ภาพที่ 4.17 แสดง windowing ที่ถูกนำมาใช้ในสาย HGA

4.1.3.1 โครงสร้างสายสัญญาณกับการ windowing ชั้นระนาบอ้างอิง

โครงสร้างสาย HGA ที่ใช้ในการศึกษาผลของการ windowing ในชั้นระนาบอ้างอิงที่มีต่อระดับ insertion loss ของ Jang [7] ถูกนำมาใช้เพื่อศึกษาถึงพฤติกรรมของ crosstalk ดังแสดงในภาพที่ 4.18 โดย dimension ของสายและพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวัสดุถูกแสดงในตารางที่ 4.3



ภาพที่ 4.18 แสดงภาพด้านบนและภาพตัดขวางตามแนว A-B ของสาย HGA ที่มีการ windowing [7]

ตารางที่ 4.3 แสดงมิติของสาย และพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของวัสดุ [7]

Parameter	Value	Parameter	Value
Trace width	100 μm	Conductivity of copper	$5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$
Trace-to-trace spacing	25 μm	Conductivity of stainless steel	$1.1 \times 10^6 \text{ S/m}$
Length	40 mm	Dielectric constant of polyimide	3.08
Thickness of copper/ based polyimide/ stainless steel/cover-coat	15/10/20/5 μm		

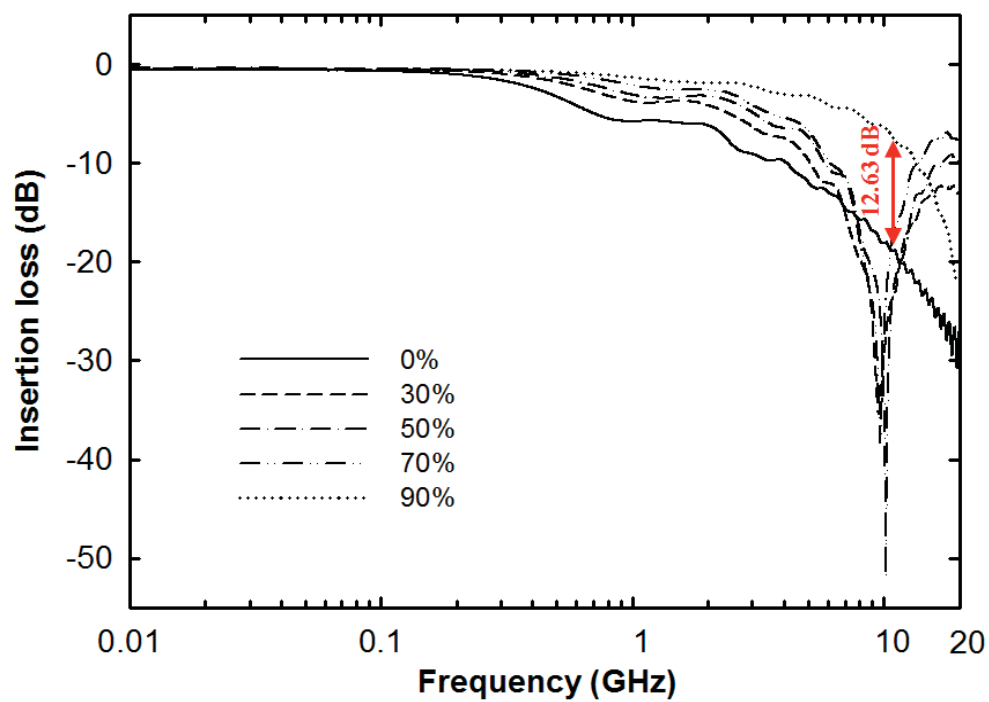
โครงสร้างสาย HGA ที่ใช้ในการศึกษาของ Jang เป็นโครงสร้างอย่างง่าย ประกอบไปด้วยชั้นวัสดุจำนวน 4 ชั้น ได้แก่ชั้น copper ชั้น based polyimide ชั้น stainless steel และชั้น cover-coat polyimide โดยประกอบไปด้วยสายตัวนำ 2 เส้น คือ สายเขียนเส้นที่ j และสายอ่านเส้นที่ i ดังแสดงในภาพที่ 4.18

เพื่อที่จะศึกษาผลของการ windowing ในสาย HGA ที่มีต่อ crosstalk กำหนดให้ ระยะของ window (window pitch, WP) มีขนาดเป็น 1 mm ถูกวางเรียงกันที่ชั้นระนาบอ้างอิงดังภาพที่ 4.18 เป็นผลให้มีจำนวนช่อง window ทั้งหมด 40 ช่องในสายเส้นหนึ่งๆ เปอร์เซ็นต์ของการ windowing (%windowing) ถูกนิยามเป็นอัตราส่วนระหว่าง ความยาวของ window (window length, WL) ต่อ WP [7] ดังนั้นเมื่อ WP มีค่าเป็น 1 mm การที่ WL ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 0 mm ไปจนถึง 0.9 mm นั้นหมายความว่า %windowing ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 0% ไปยัง 90% ตามลำดับ

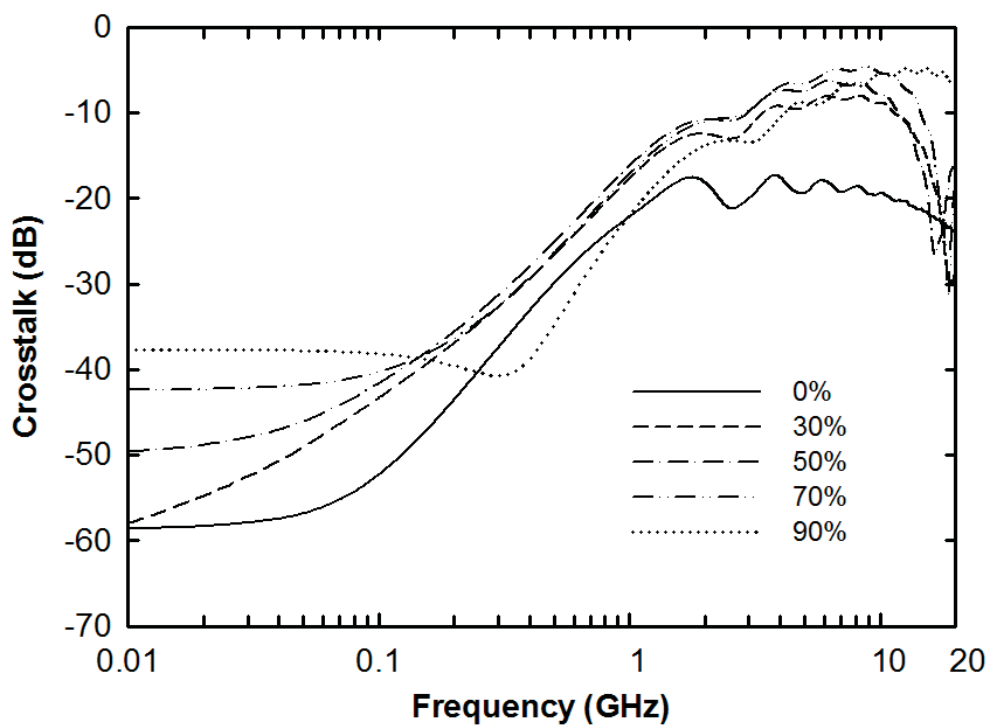
4.1.3.2 การเปลี่ยนแปลงเปอร์เซ็นต์การ windowing

เริ่มต้นด้วยการพิจารณาระดับ insertion loss ของสายสัญญาณซึ่งมี %windowing ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 0% - 90% ดังแสดงในภาพที่ 4.19 จากภาพพบว่าระดับ insertion loss ของสายที่ถูก windowed นั้นลดต่ำลง (เข้าใกล้ 0 dB มากขึ้น) ตามระดับ %windowing ซึ่งสอดคล้องกับผลการศึกษาก่อนหน้า [7] โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% insertion loss ของสายถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเปรียบเทียบกับสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 0% (สายสัญญาณปกติ) ที่ความถี่ใช้งานของสาย HGA ในปัจจุบันซึ่งก็คือ 1 GHz สำหรับสายสัญญาณปกติมีระดับของ insertion loss อยู่ที่ -5.75 dB

ในขณะที่กรณีของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% มีระดับของ insertion loss อยู่ที่ -1.48 dB นั้นหมายความว่า insertion loss ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นกว่าเดิม 4.27 dB และเห็นได้ว่ากลุ่มของสายที่ถูก windowed มี dip เกิดขึ้นที่ตำแหน่งประมาณ 10 GHz ยกเว้นกรณีของสายสัญญาณที่ถูก windowed 90% เกิด dip ขึ้นที่ตำแหน่งประมาณ 20 GHz ซึ่งสอดคล้องกับความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นกับสายที่มีโครงสร้างเป็นแบบ defected ground structure ดังที่อธิบายไว้ใน [8-11] นอกจากนี้ยังสามารถสังเกตได้อีกว่า ความกว้างของช่องสัญญาณในการส่งผ่าน (transmission bandwidth) หรือที่เรียกว่า -3 dB bandwidth นั้น ถูกยืดออกไปจากที่ตำแหน่ง 0.57 GHz ไปยังตำแหน่ง 5.1 GHz นั้นหมายความว่า สายสัญญาณเส้นนั้นสามารถใช้ส่งสัญญาณข้อมูลระหว่างตัวขับหัวอ่าน-เขียนและหัวบันทึกที่ย่านความถี่ที่สูงขึ้นได้จากเดิมที่ความถี่สูงสุด 0.57 GHz ไปเป็น 5.1 GHz ซึ่งรองรับการใช้งานใน HDD ในอนาคต [12]

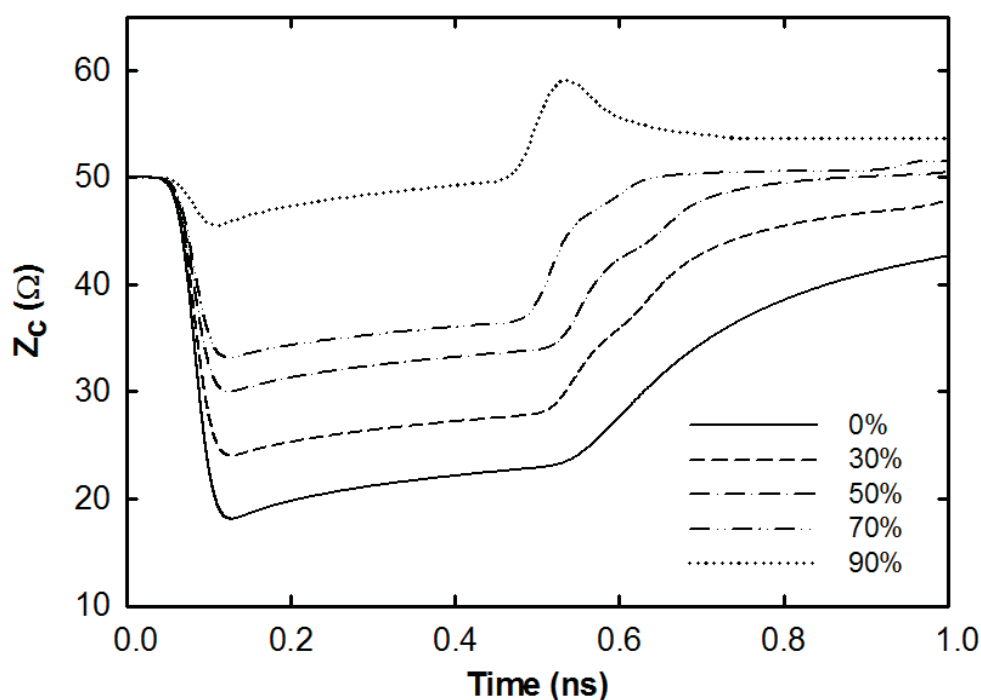


ภาพที่ 4.19 แสดง insertion loss ของสายสัญญาณที่ถูก windowed ไป 0-90%



ภาพที่ 4.20 แสดง crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายสัญญาณที่ถูก windowed ที่ระดับ 0-90%

ภาพที่ 4.20 แสดงถึงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลง %windowing ที่ขึ้นระนาบอ้างอิงของสายสัญญาณเทียบกับความถี่ จากภาพพบว่าระดับ crosstalk เพิ่มขึ้นตาม %windowing ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งผลการจำลองที่ได้นี้สอดคล้องกับผลการทดลองใน [5,13] ที่ย่านความถี่กลางของความถี่ที่ทำการพิจารณา ระดับ crosstalk ของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 30% และ 50% นั้นมีระดับที่คล้ายคลึงกับกรณีสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 70% ซึ่งสายสัญญาณเหล่านี้มีระดับ crosstalk ที่สูงกว่าสายสัญญาณปกติประมาณ 5 dB สำหรับการเพิ่มขึ้นของระดับ crosstalk นี้เชื่อว่าเป็นผลอันเนื่องมาจากระนาบอ้างอิงที่ถูก windowed นั้นมีส่วนช่วยให้การแผ่ (radiated) ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าออกจากสายเขียนไปยังสายอ่านได้ง่ายยิ่งขึ้น [6] แต่สำหรับสายสัญญาณที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% นั้นให้ผลในทางตรงกันข้ามนั่นคือระดับ crosstalk ของสายกรณีนี้มีระดับที่ต่ำกว่าสายสัญญาณปกติ ประมาณ 5.68 dB ที่ความถี่ 400 MHz ซึ่งความถี่ดังกล่าวอยู่ในช่วงความถี่ที่ใช้ในขั้นตอนทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกและอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานเช่นกัน แน่นอนว่าการลดต่ำลงของระดับ crosstalk ที่เกิดบนสายสัญญาณสามารถช่วยลดการแปรผลการทดสอบที่ผิดพลาดก่อนที่สายสัญญาณจะถูกติดตั้งลงใน HDD อันเนื่องมาจากข้อมูลผลการทดสอบที่ได้มานั้นมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้นดังที่กล่าวใน [14]



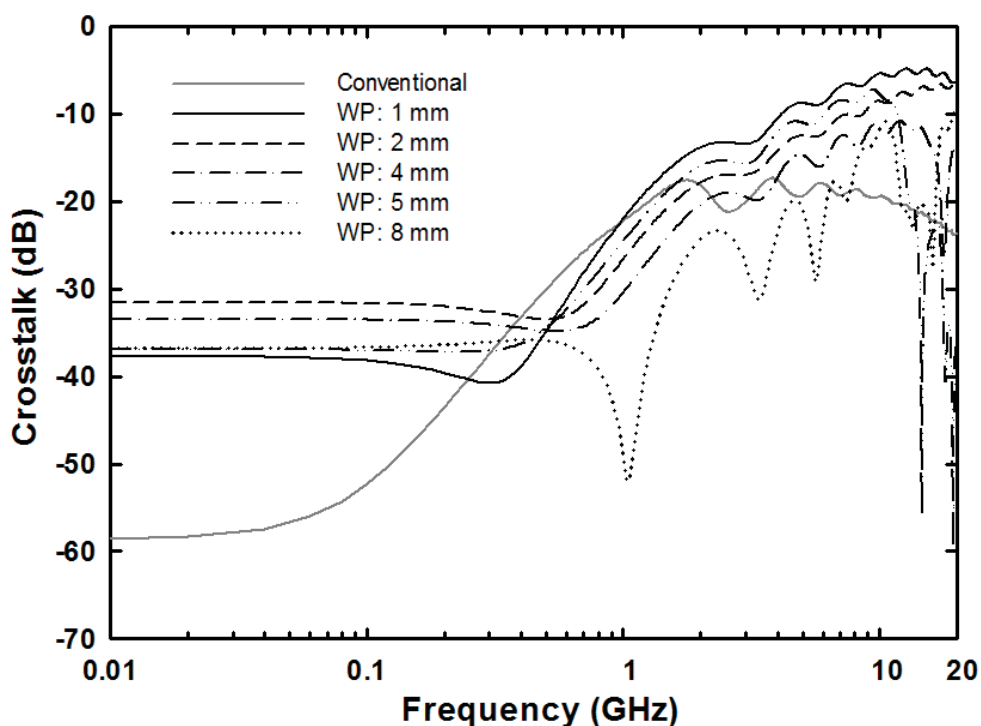
ภาพที่ 4.21 แสดง Z_c ของสายสัญญาณที่ถูก windowed ที่ระดับ 0-90%

เมื่อโครงสร้างของสายสัญญาณถูกเปลี่ยนแปลงไป พารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่สำคัญตัวหนึ่งของสายสัญญาณถูกสังเกตนั่นก็คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance, Z_c) พารามิเตอร์ดังกล่าวถูกสังเกตด้วยวิธี time domain reflectometry (TDR) ในโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งในขั้นตอนนี้พัลส์รูปแบบ Gaussian ที่มีช่วงเวลาขาขึ้นเป็น 43.8 ps ถูกใช้เป็นสัญญาณอินพุต [15] ภาพที่ 4.21 แสดง Z_c ของสายสัญญาณที่ถูก windowed จากระดับ 0-90% จากภาพสังเกตได้ว่าแนวโน้มของ Z_c เพิ่มขึ้นตาม %windowing [5,7] ในทางปฏิบัติแล้วค่า Z_c ที่เหมาะสมกับการใช้งานจริงนั้นถูกพิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์ของ

โหลด (loads) ที่ถูกนำมาต่อกับปลายสายสัญญาณนั้นก็คือหัวบันทึกและตัวขับหัวอ่าน-เขียน ซึ่งขึ้นกับแต่ละรุ่นของ HDD โดยหลักการนี้รู้จักกันดีว่าเป็นการแมทซ์อิมพีแดนซ์ (impedance matching) เพื่อหลีกเลี่ยงการสะท้อนและการบิดเบือน (distortion) ของสัญญาณ [16].

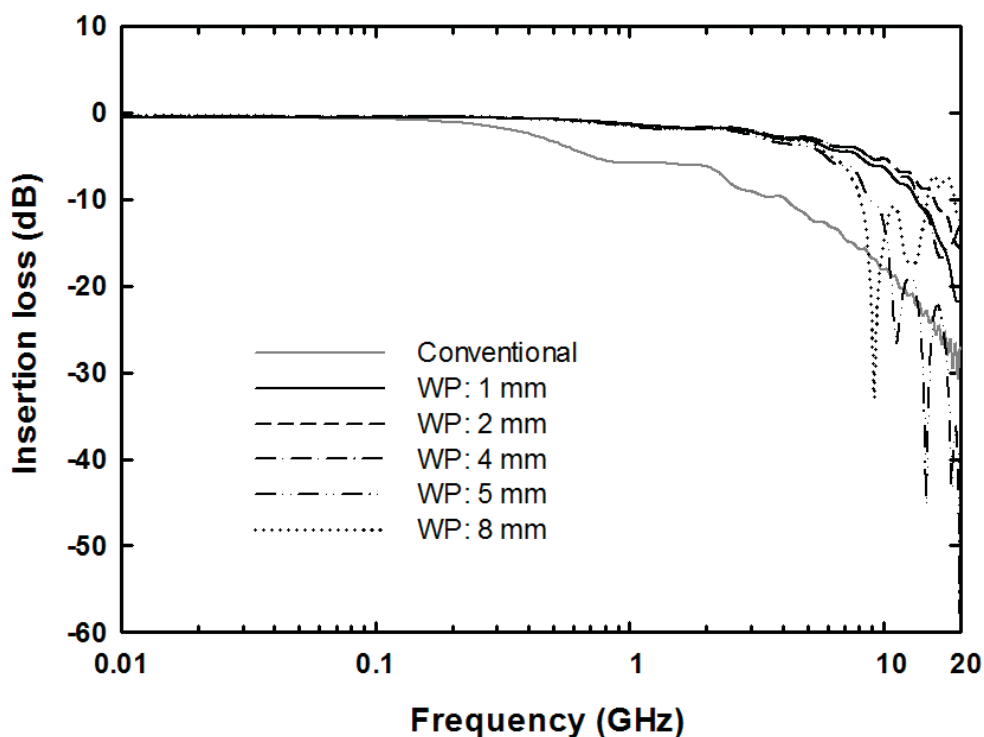
4.1.3.3 การเปลี่ยนแปลงระยะของ window

กลุ่มของสายสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลง WP ถูกศึกษาเมื่อ %windowing ถูกกำหนดไว้ที่ 90% และ WP ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 1 mm ไปจนถึง 8 mm นั้นหมายความว่าจำนวนของ window ในชั้นระบายอ้างอิงของสายเส้นหนึ่งๆ ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 40 ช่องไปยัง 5 ช่องตามลำดับ ระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลง WP ถูกเปรียบเทียบกับสายสัญญาณปกติดังแสดงในภาพที่ 4.22 จากภาพชี้ให้เห็นว่าระดับ crosstalk นั้นลดต่ำลงตาม WP ที่เพิ่มขึ้น ที่ความถี่ต่ำกว่า 300 MHz กลุ่มของสายสัญญาณที่ถูก windowed มีระดับ crosstalk สูงกว่าสายสัญญาณแบบปกติ แต่อย่างไรก็ตามสายสัญญาณที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% ที่มี WP เป็น 8 mm มีระดับ crosstalk ต่ำกว่าสายสัญญาณปกติในช่วง 320 MHz – 6.5 GHz และระดับ crosstalk ถูกลดลงไปมากถึง 30.22 dB ที่ความถี่ประมาณ 1.04 GHz นอกจากนี้การที่ความหนาแน่นต่อระดับ crosstalk ถูกยืดออกไปอยู่ที่ความถี่ 6.5 GHz แสดงให้เห็นว่าสายสัญญาณที่มีการ windowing ด้วยโครงสร้างดังกล่าวนี้สามารถรองรับการใช้งานใน HDD ในอนาคตได้

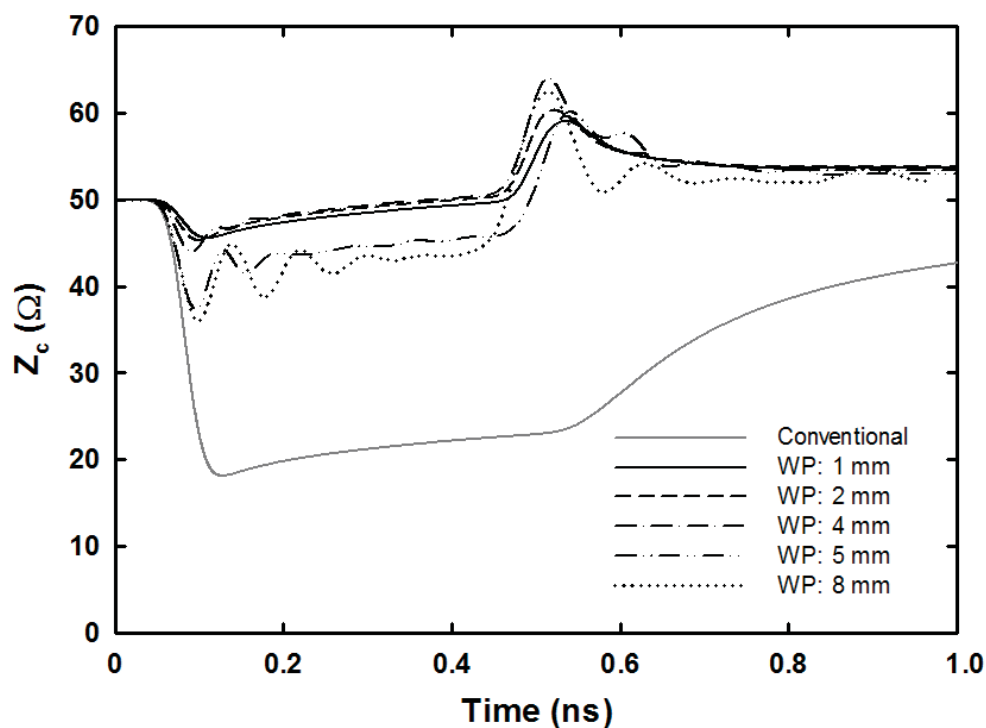


ภาพที่ 4.22 แสดงระดับ crosstalk ของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% และมีการเปลี่ยนแปลง WP จาก 1-8 mm

ภาพที่ 4.23 แสดงระดับ insertion loss ของสายสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลง WP จากภาพพบว่าในช่วงความถี่ต่ำ ระดับ insertion loss ไม่มีความแตกต่าง แต่สำหรับสายสัญญาณที่ถูก windowed ที่ย่านความถี่สูง (> 200 MHz) ระดับของ insertion loss ถูกทำให้ลดต่ำลง อีกครั้งสำหรับ Z_c ของสายถูกสังเกตและถูกแสดงในภาพที่ 4.24 พบว่าค่า Z_c เปลี่ยนแปลงในช่วงประมาณ 40-50 Ω และนอกจากนี้ยังมี dip และยอด (peak) เกิดขึ้นเมื่อระยะ WP ถูกเพิ่มขึ้นมากกว่า 4 mm เนื่องจากโครงสร้างของชั้นระนาบอ้างอิงที่ไม่ต่อเนื่องตามทิศทางในแนวยาวของสายสัญญาณ [7]



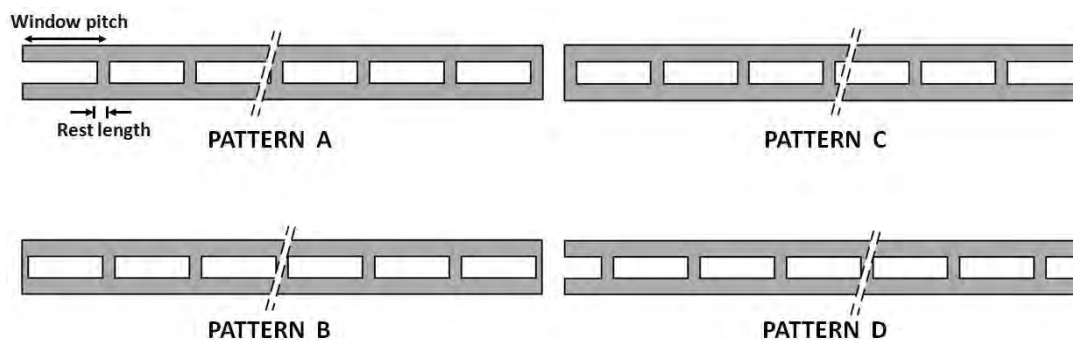
ภาพที่ 4.23 แสดงระดับ insertion loss ของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% และมีการเปลี่ยนแปลง WP จาก 1-8 mm



ภาพที่ 4.24 แสดง Z_c ของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% และ มีการเปลี่ยนแปลง WP จาก 1–8 mm

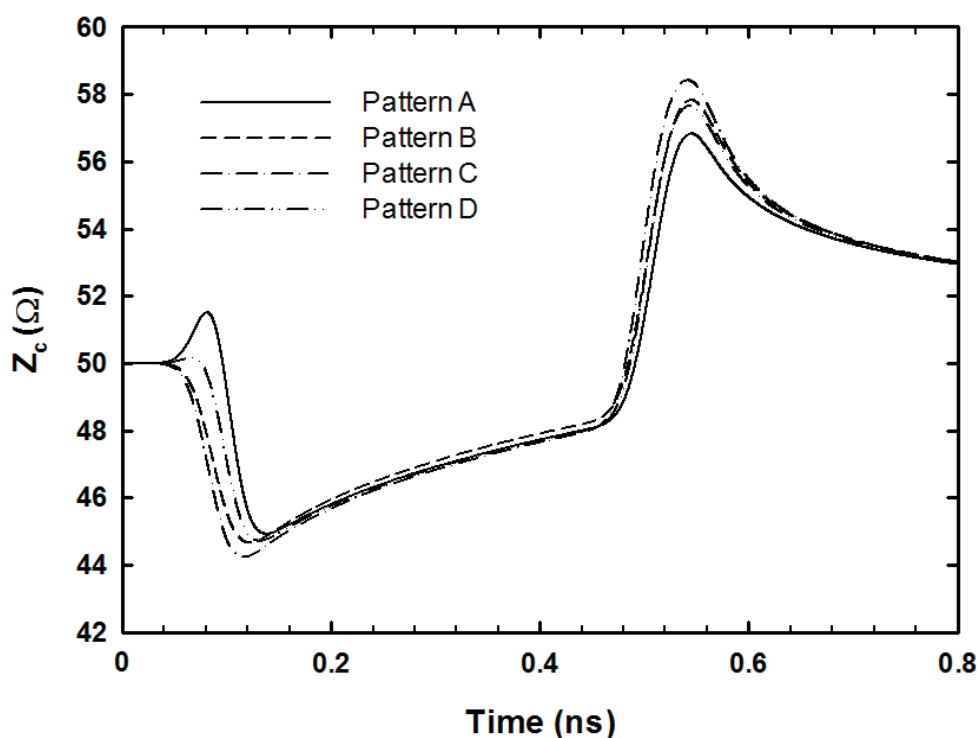
4.1.3.4 รูปแบบการวาง window ที่เป็นไปได้

ในความเป็นจริงแล้วมีรูปแบบ (pattern) ที่เป็นไปได้ของการวาง window ในชั้นระนาบอ้างอิงสำหรับกรณีที่เป็นแบบสี่เหลี่ยมอยู่หลายรูปแบบ เมื่อ %windowing และ WP ถูกเซตเป็น 90% และ 1 mm ตามลำดับ เป็นผลให้รูปแบบการวาง window ที่เป็นไปได้ 4 รูปแบบถูกพิจารณาโดยถูกระบุเป็น pattern A, B, C และ D ดังแสดงในภาพที่ 4.25 โดยที่ ระยะคงเหลือ (rest length) จากการ windowing ทั้ง 4 รูปแบบมีค่าเป็น 0.1 mm



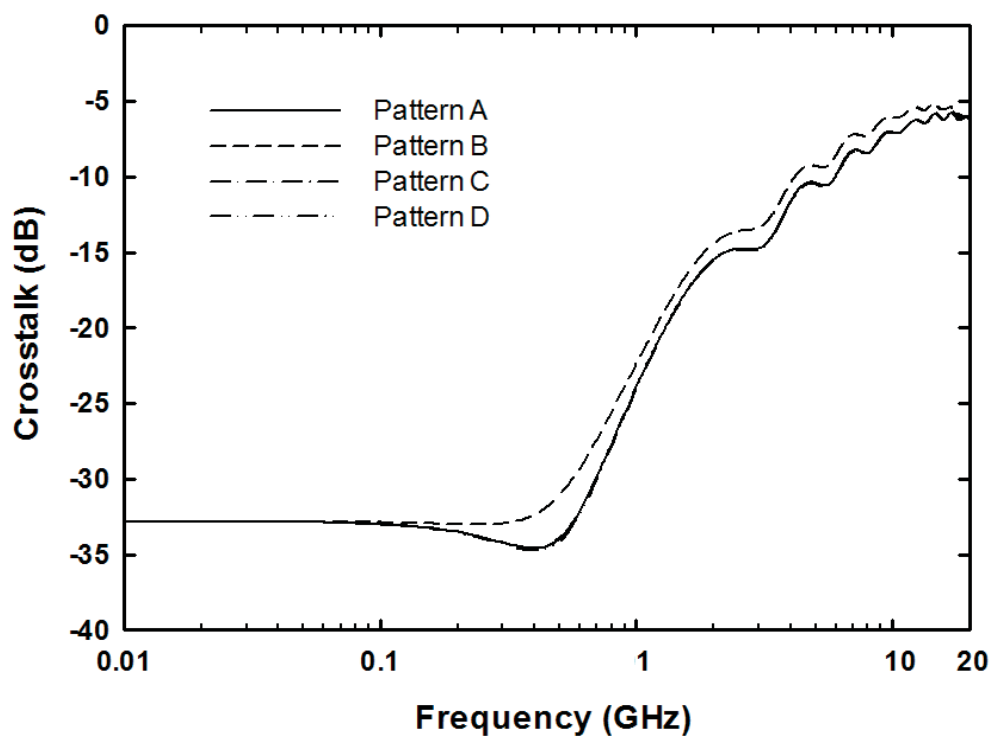
ภาพที่ 4.25 รูปแบบการวาง window ที่เป็นไปได้ pattern A, B, C และ D

ความแตกต่างระหว่างรูปแบบการวาง window ทั้ง 4 รูปแบบมีดังนี้ รูปแบบ A window ถูกวางเริ่มต้นที่ฝั่งซ้ายมือวางเรียงไปยังฝั่งขวามือตามความยาวของสายสัญญาณ ซึ่งรูปแบบ A นี้ถูกใช้ในการศึกษาข้างต้น รูปแบบ B เริ่มต้นและจบท้ายด้วยระยะกึ่งกลางของ ระยะคงเหลือ ของ window ช่องแรก รูปแบบ C นี้คล้ายกับรูปแบบ A แต่จะแตกต่างกันตรงที่การวางของ window เริ่มต้นที่ฝั่งขวามือของชั้นระนาบอ้างอิงวางเรียงไปยังฝั่งซ้ายมือตามความยาวของสายสัญญาณ และรูปแบบ D เริ่มต้นด้วยระยะกึ่งกลางของ window ช่องแรก และปิดท้ายด้วยระยะที่เหลือของ window ช่องแรก

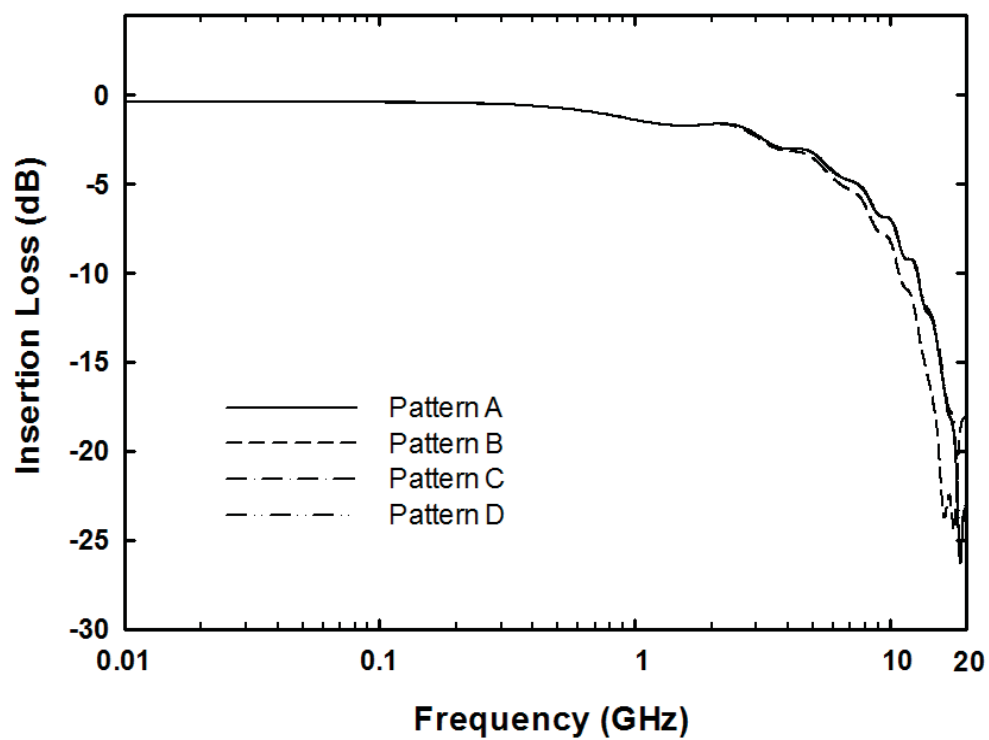


ภาพที่ 4.26 แสดง z_c ของสายสัญญาณที่มีการวาง window รูปแบบต่างๆ

ค่า z_c ของสายสัญญาณที่มีการวาง window แต่ละรูปแบบถูกสังเกตและเปรียบเทียบกัน เนื่องจากความแตกต่างของโครงสร้างที่ชั้นระนาบอ้างอิงดังแสดงในภาพที่ 4.26 จากผลการจำลองพบว่า รูปแบบการวาง window ไม่มีผลต่อ z_c ถัดมาระดับ crosstalk และ insertion loss ของสายสัญญาณที่มีการวาง window ทั้ง 4 รูปแบบถูกสังเกตดังแสดงในภาพที่ 4.27 และ 4.28 ตามลำดับ จากผลการจำลองพบว่าไม่มีความแตกต่างใดๆ ในพจน์ของ crosstalk และ insertion loss สำหรับ pattern A, C และ D ยกเว้น pattern B ที่แสดงระดับ crosstalk และ insertion loss สูงกว่ารูปแบบอื่นประมาณ 1 dB ในย่านความถี่สูง ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้น่าสนใจอย่างยิ่งซึ่งสามารถนำไปศึกษาต่อยอดได้



ภาพที่ 4.27 แสดง crosstalk ของสายสัญญาณที่มีการวาง window รูปแบบต่างๆ



ภาพที่ 4.28 แสดง insertion loss ของสายสัญญาณที่มีการวาง window รูปแบบต่างๆ

จากผลการจำลองข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า %windowing มีผลต่อระดับ crosstalk โดยระดับ crosstalk จะเพิ่มสูงขึ้นตาม %windowing ในขณะที่เดียวกันระดับ crosstalk สามารถลดต่ำลงได้โดยการเพิ่ม WP นอกจากนี้รูปแบบการวางเรียงของ window ที่ชั้นระนาบควรหลีกเลี่ยงการวางแบบเริ่มต้นและจบท้ายด้วยระยะกึ่งกลางของ ระยะคงเหลือ ของ window ช่องแรกเนื่องจากการเพิ่มทั้ง crosstalk และ insertion loss ที่สุดแล้ววิธีการนี้สามารถใช้เป็นทางเลือกหนึ่งในการลด crosstalk และ insertion loss ได้ แต่อย่างไรก็ตามควรที่จะพิจารณาถึงเงื่อนไขการแมทช์อิมพีแดนซ์เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาทางด้านความสมบูรณ์ของสัญญาณ (signal integrity)

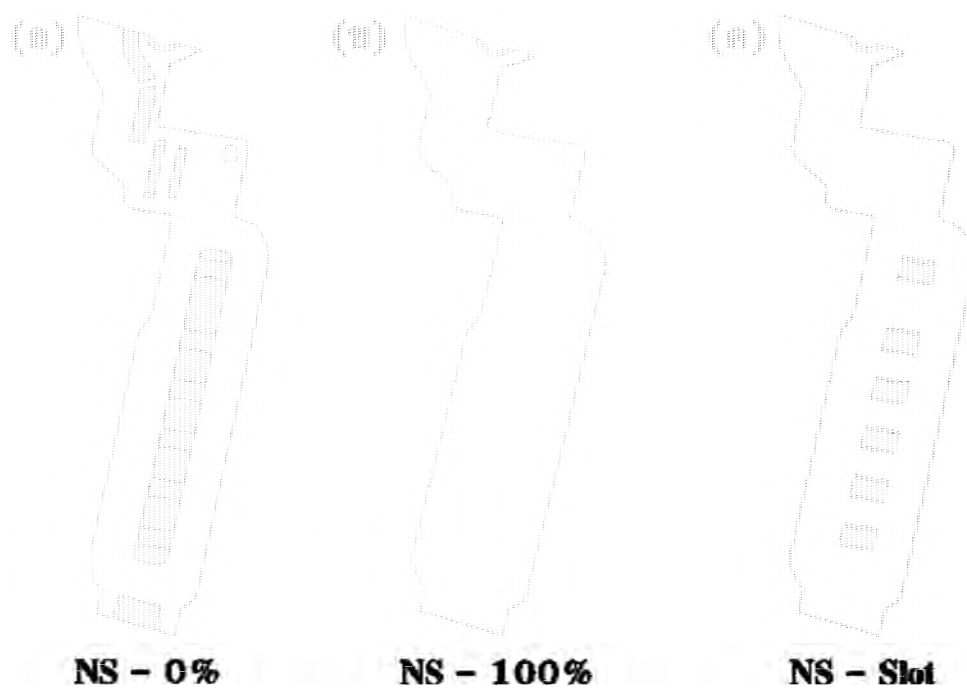
ถึงตอนนี้เราได้ทราบแล้วว่า การเติมวัสดุที่ชั้นระนาบมีผลต่อระดับการแทรกข้ามที่เกิดขึ้นบนสาย HGA อย่างไร โดยวิธีการดังกล่าวเป็นวิธีการลด crosstalk โดยที่ไม่ได้ทำให้ขนาดของสายเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นข้อจำกัดหลักในการเลือกหาวิธีการลด crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายนำสัญญาณใน HDD ที่มีพื้นที่ภายในจำกัด ในหัวข้อถัดไปจะนำเสนอถึงการนำวิธีการลด crosstalk ไปประยุกต์ใช้กับสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน เพื่อหาค่าเหมาะสมในการเติมวัสดุในชั้นระนาบอ้างอิงที่ทำให้ crosstalk ที่เกิดบนสายลดต่ำลง

4.1.4 การเติมวัสดุชั้นระนาบอ้างอิงที่เหมาะสมในการลด crosstalk บนสาย HGA

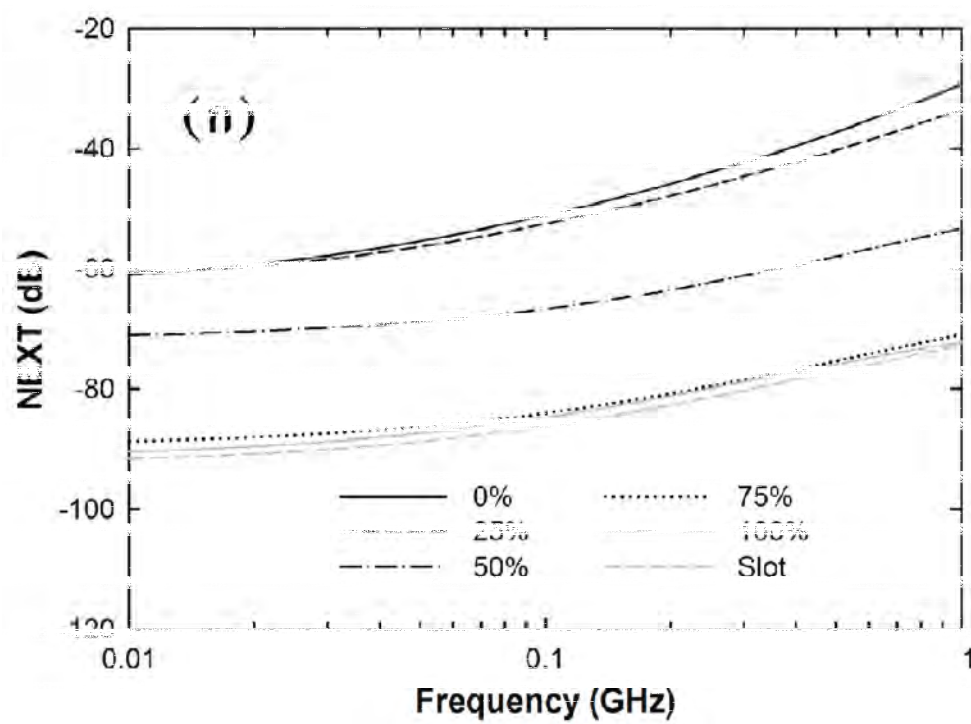
หลังจากที่พบว่าสาย HGA ในปัจจุบันมีการใช้ windowing ที่ชั้นระนาบอ้างอิง และการ windowing เองนั้นสามารถช่วยลดระดับ crosstalk ลงได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้เป็นการหาระดับการเติมของวัสดุชั้นระนาบอ้างอิงที่เหมาะสมในการลด crosstalk ที่บริเวณต่างๆของสาย HGA ทั้ง 4 ส่วน ซึ่งระดับการเติมจะถูกเพิ่มจาก 0-100% ของพื้นที่ว่างเดิม ค่าระดับการเติมวัสดุที่เหมาะสม ณ ส่วนนั้นๆของสาย HGA จะถูกเลือกและนำมาประกอบรวมกันเป็นสาย HGA ที่สมบูรณ์

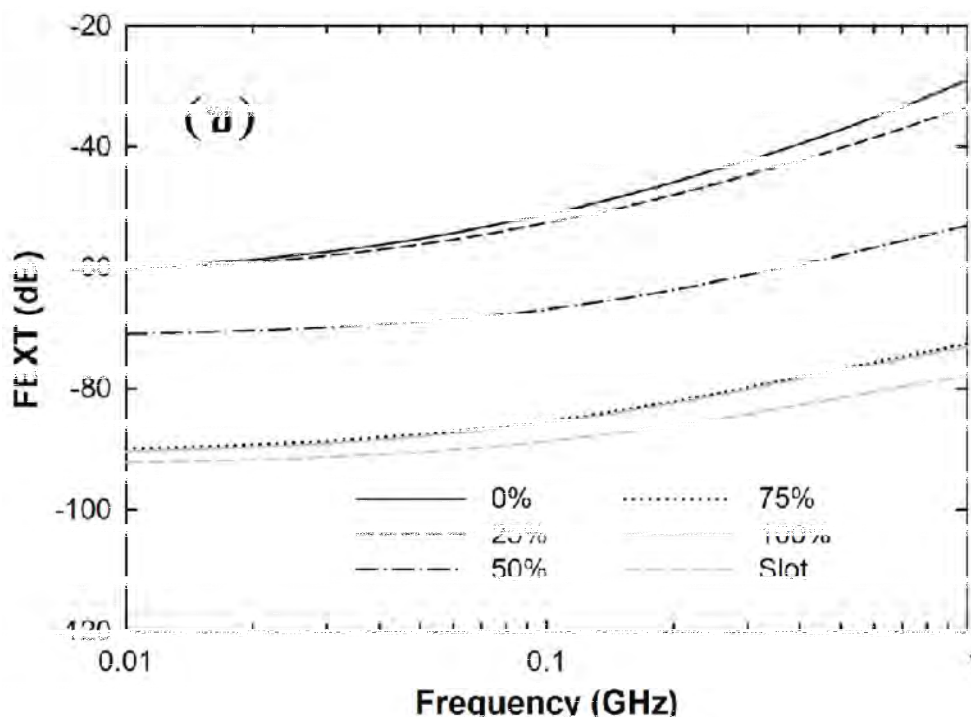
4.1.4.1 ส่วนต้นสาย

จากหัวข้อที่ 4.1.2.2 เราพบว่าที่ระดับการเติม 100% ของพื้นที่ช่องว่างเดิมนั้นเป็นผลให้ NS มีระดับ crosstalk ต่ำที่ แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้วกรณีดังกล่าวไม่สามารถนำไปใช้งานได้จริง เนื่องจากการเติมวัสดุที่ระดับดังกล่าวจะไปปิดทับหน้าสัมผัส (contact) บริเวณแพดดังแสดงในภาพที่ 4.29 (ข) ดังนั้นรูปแบบการเติมวัสดุแบบสล็อต (slot) จึงถูกนำเสนอ โดยการเว้นการเติมวัสดุเฉพาะบริเวณหน้าสัมผัสของแพดไว้ ดังแสดงในภาพที่ 4.29 (ค)



ภาพที่ 4.29 แสดงภาพด้านล่างของส่วน NS กรณี (ก) ตั้งเดิม (ข) เต็มวัสดุ 100% และ (ค) แบบสลอต



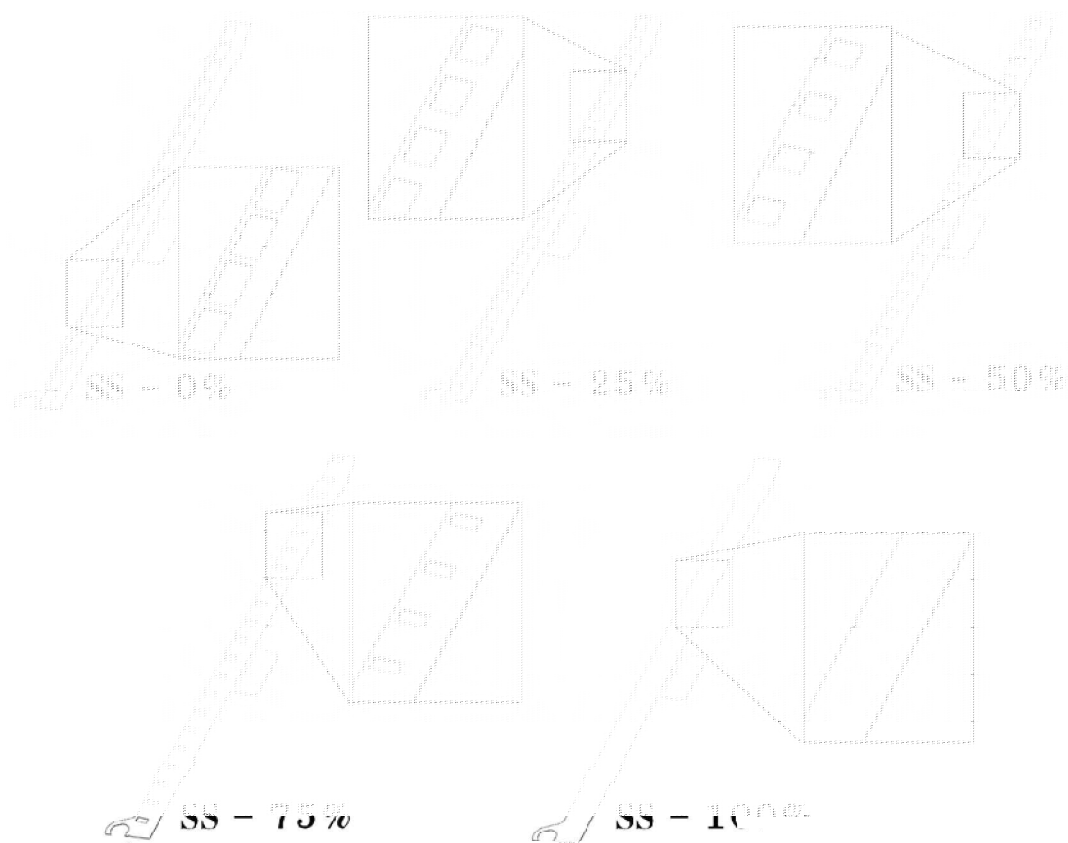


ภาพที่ 4.30 แสดง crosstalk ของส่วน NS (ก) กรณีที่มีการเติมวัสดุ 0-100% ของพื้นที่ว่างและ (ข)กรณีแบบสล็อต

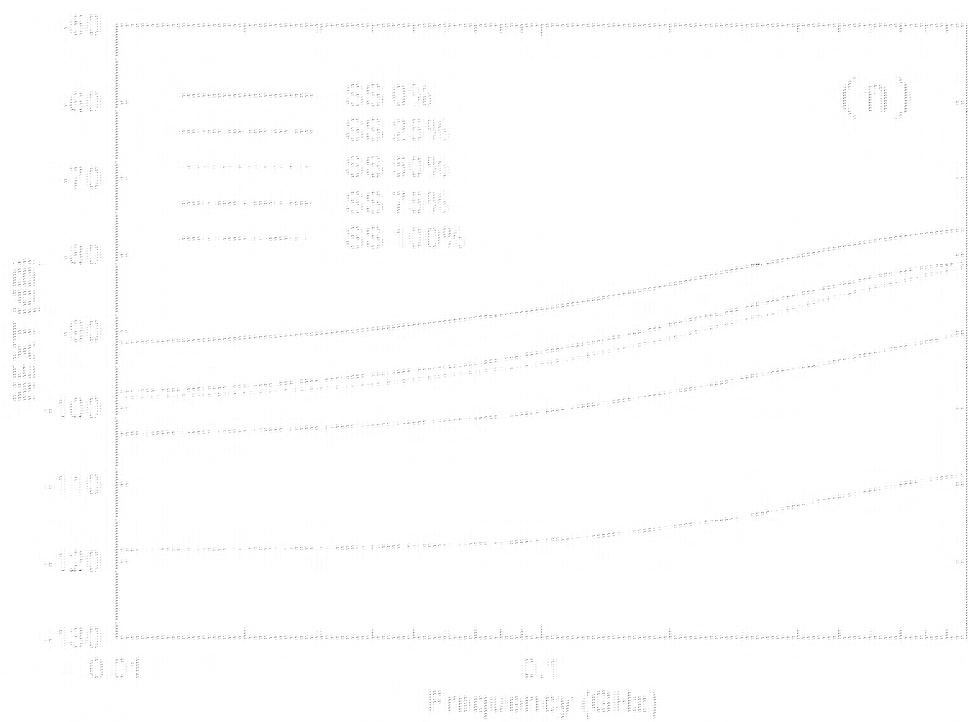
ภาพที่ 4.30 แสดงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนส่วน NS กรณีที่มีการเติมวัสดุ 0-100% ของพื้นที่ว่างและกรณีแบบสล็อต (slot) พบว่ากรณีสล็อตนั้นไม่เพียงแต่จะมีระดับ crosstalk ต่ำที่สุดแล้ว ยังมีความเป็นไปได้ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในงานจริงได้

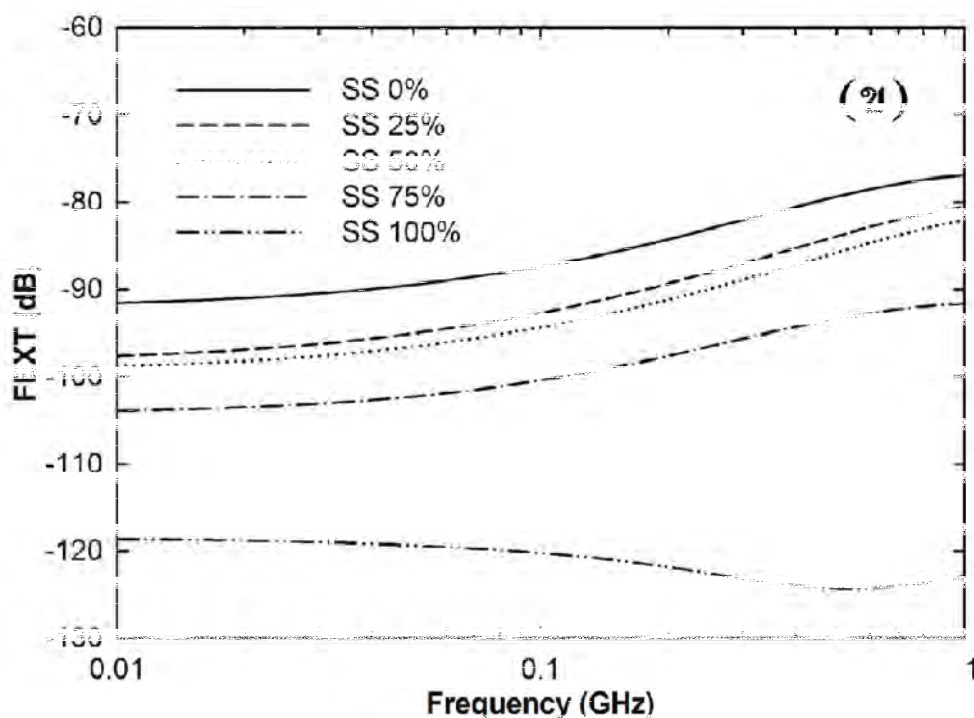
4.1.4.2 ส่วนตรง

พิจารณาส่วน SS ของสาย HGA เมื่อทำการเติมวัสดุที่ชั้นระนาบอ้างอิงจาก 0-100% ของพื้นที่ว่างดังแสดงในภาพที่ 4.31 และระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นถูกจำลองดังแสดงในภาพที่ 4.32 พบว่าระดับ crosstalk ลดต่ำลงตามระดับเปอร์เซ็นต์การเติมวัสดุและกรณีของส่วน SS ที่มีการเติม 100% มีระดับ crosstalk ต่ำที่สุดทั้ง NEXT และ FEXT เมื่อเทียบกับกรณีอื่นๆ และเมื่อทำการเปรียบเทียบกรณี 100% กับกรณี 0% ซึ่งก็คือโครงสร้างเดิมของส่วน SS ที่ใช้ในปัจจุบัน พบว่ากรณีที่มีการเติมวัสดุ 100% สามารถช่วยลด crosstalk ลงได้ประมาณ 30 dB ตลอดช่วงความถี่ที่พิจารณา



ภาพที่ 4.31 แสดงส่วน SS กรณีเดิมวัสดุ 0-100%

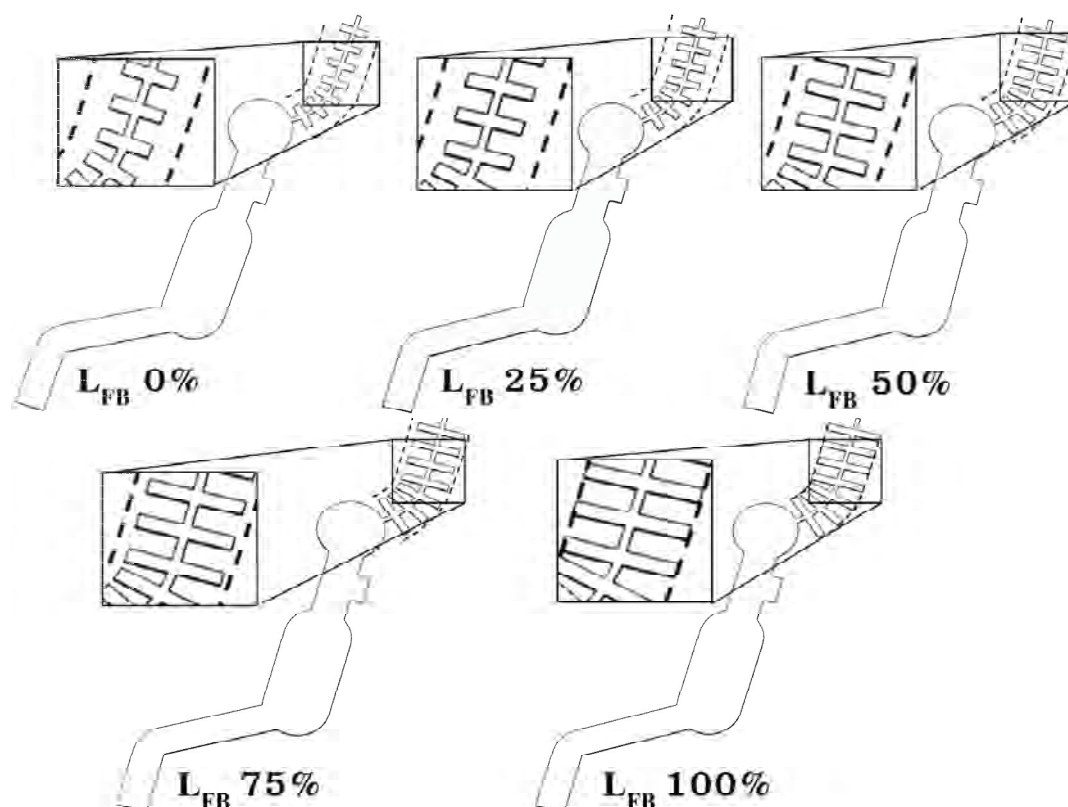




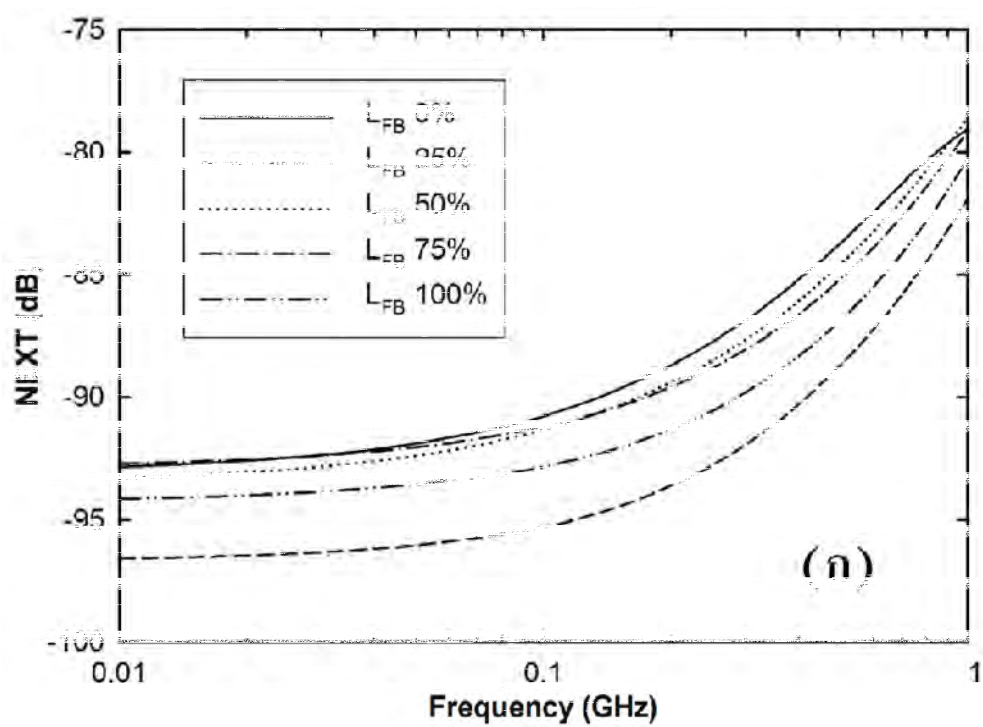
ภาพที่ 4.32 (ก) NEXT และ (ข) FEXT ส่วน SS ของสาย HGA เมื่อเติมวัสดุ 0-100%

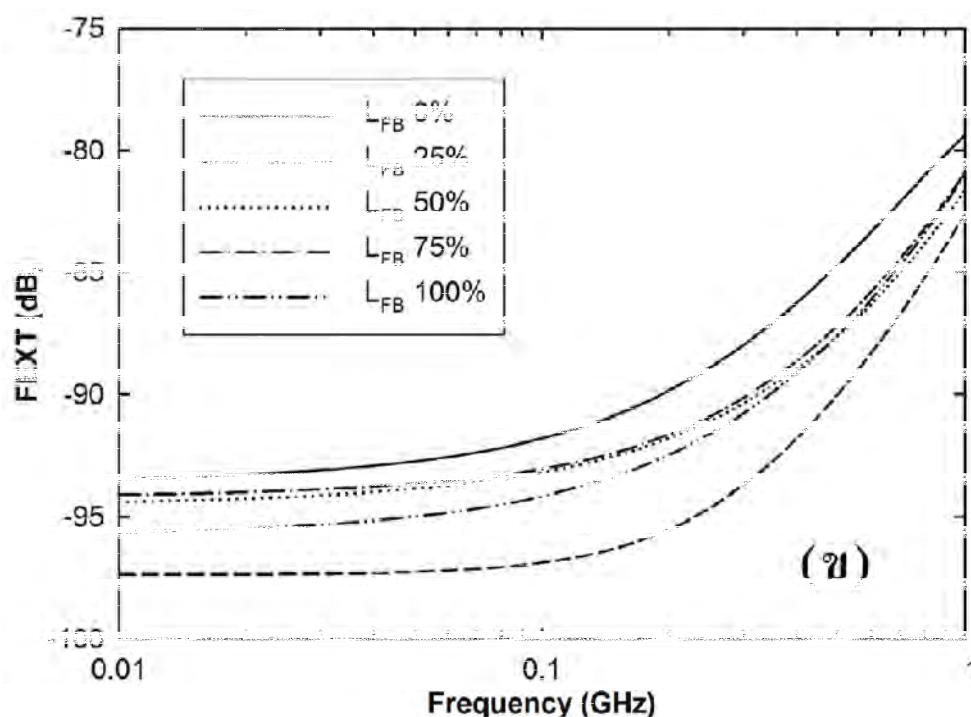
4.1.4.3 ส่วนคดโค้ง

สำหรับส่วน BS ของสาย HGA พบว่าชั้นระนาบอ้างอิงของส่วนนี้จะเป็นแบบระนาบเต็ม (full plane) ยกเว้นส่วนที่มีลักษณะคล้ายก้างปลา (fishbone) ซึ่งจะสามารถเติมวัสดุเพิ่มได้ ในเบื้องต้นพิจารณาความยาวของก้างปลา (L_{FB}) โดยการเพิ่มความยาวจาก 0, 25, 50 และ 100% ของระยะที่เหลือดังแสดงในภาพที่ 4.33



ภาพที่ 4.33 แสดงการเพิ่ม L_{FB} ของส่วน BS จาก 0-100% ของระยะที่เหลือ





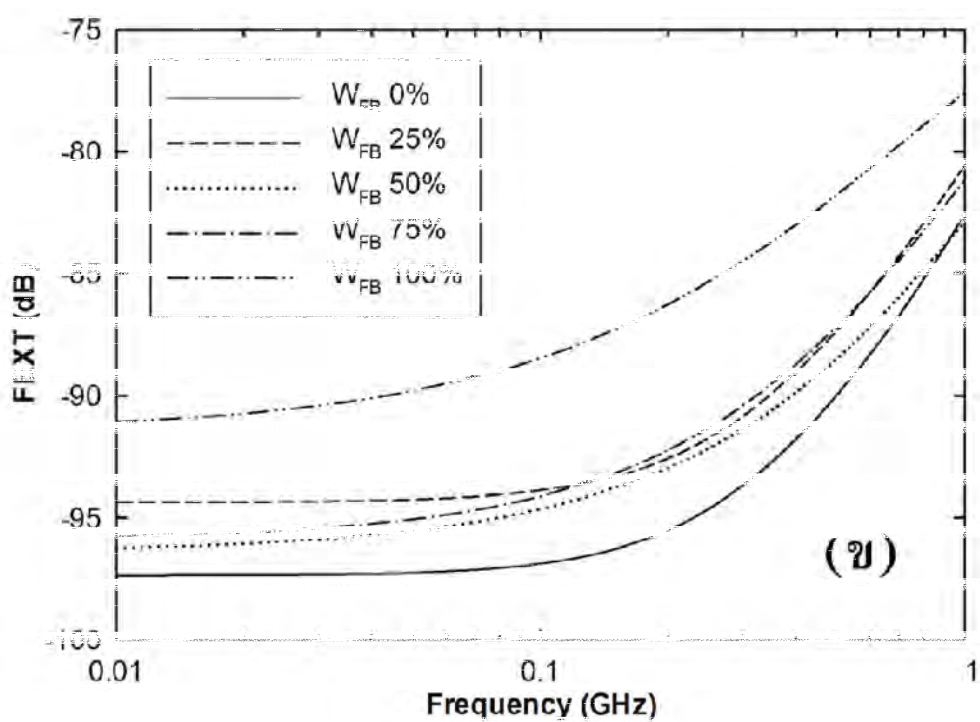
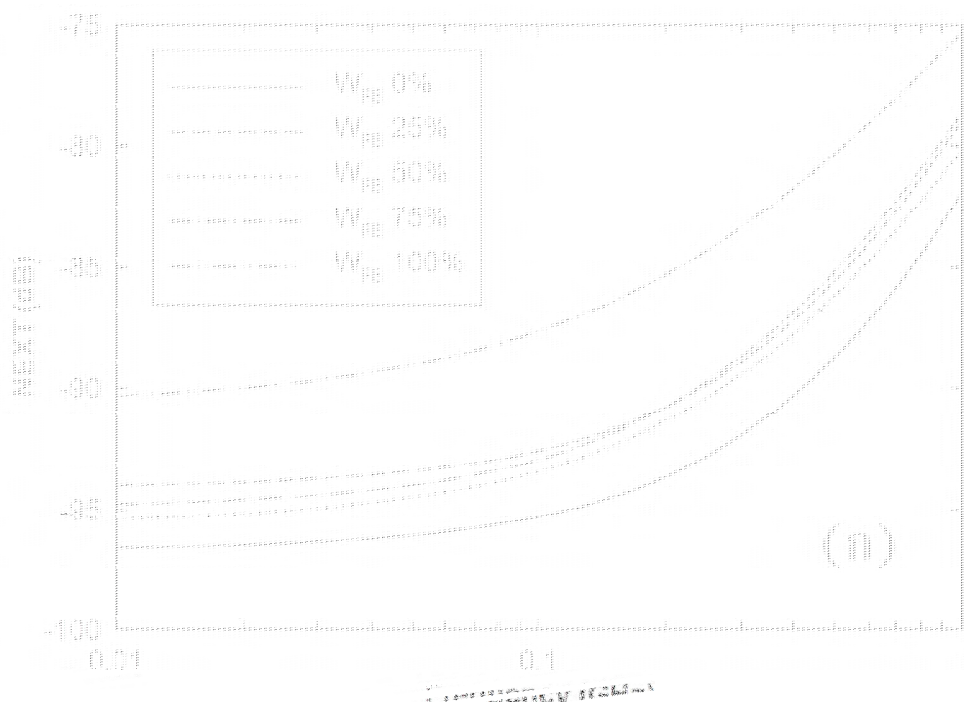
ภาพที่ 4.34 (ก) NEXT และ (ข) FEXT ของส่วน BS ของสาย HGA เมื่อเพิ่ม L_{FB} จาก 0-100% ของระยะที่เหลือ

ภาพที่ 4.34 แสดงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนส่วน BS กรณีที่มีการเพิ่มความยาวของ ก้างปลา พบว่า L_{FB} ที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้ระดับ crosstalk ลดต่ำลงเมื่อเทียบกับกรณี 0% ซึ่งเป็นความยาวของ ก้างปลาเดิมของส่วน BS ที่ใช้ในสาย HGA ในปัจจุบัน โดยที่โครงสร้างชั้นระนาบอ้างอิงของส่วน BS กรณีที่ L_{FB} เป็น 25% มีระดับ crosstalk ต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับกรณีอื่นๆ ดังนั้นกรณีดังกล่าวจึงถูกนำมาพิจารณาต่อโดยการ เพิ่มความกว้างของก้างปลา (W_{FB}) ที่ระดับ 0-100% ของพื้นที่ว่าง ดังแสดงในภาพที่ 4.35



ภาพที่ 4.35 แสดงการเพิ่ม W_{FB} ของส่วน BS จาก 0-100% ของช่องว่างที่เหลือ

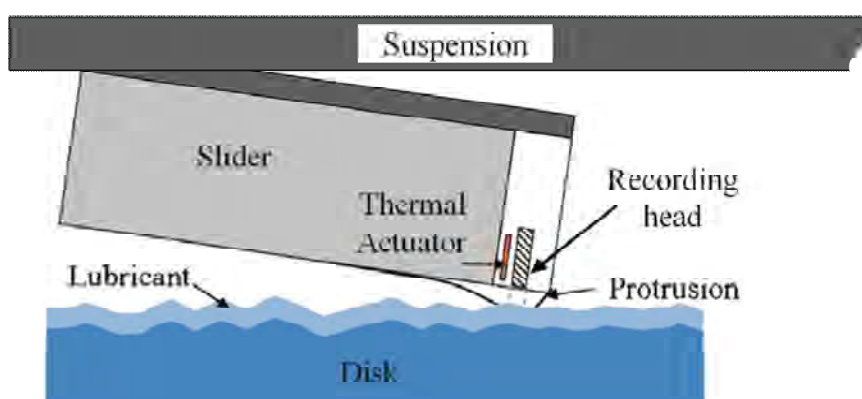
จากภาพที่ 4.36 แสดงระดับ crosstalk ของส่วน BS เมื่อมีการเติมวัสดุเพื่อเพิ่ม W_{FB} จาก 0-100% ของช่องว่างระหว่างก้าง พบว่าระดับ crosstalk เพิ่มขึ้นตามความกว้างของก้างปลาที่มากขึ้น และกรณีที่มีระดับ crosstalk ต่ำที่สุดคือ กรณี W_{FB} 0% ดังนั้นโครงสร้างที่เหมาะสมของส่วน BS คือ โครงสร้างส่วน BS ที่มี L_{FB} เป็น 25% และมี W_{FB} เป็น 0%



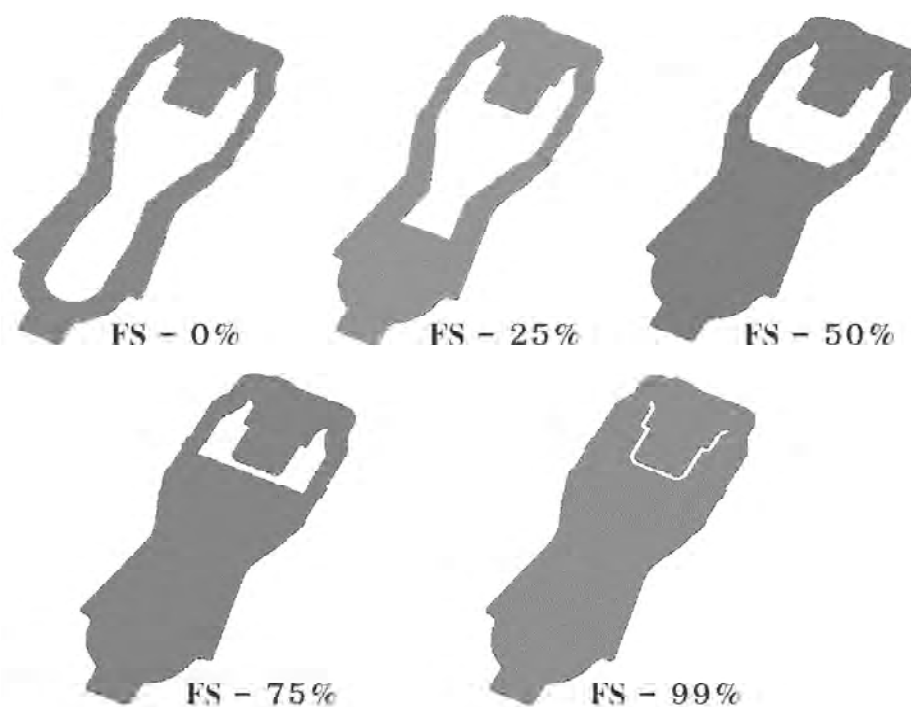
ภาพที่ 4.36 แสดง (ก) NEXT และ (ข) FEXT ของส่วน BS ที่ L_{FB} 25% และ W_{FB} เปลี่ยนแปลงจาก 0-100%

4.1.4.4 ส่วนปลายสาย

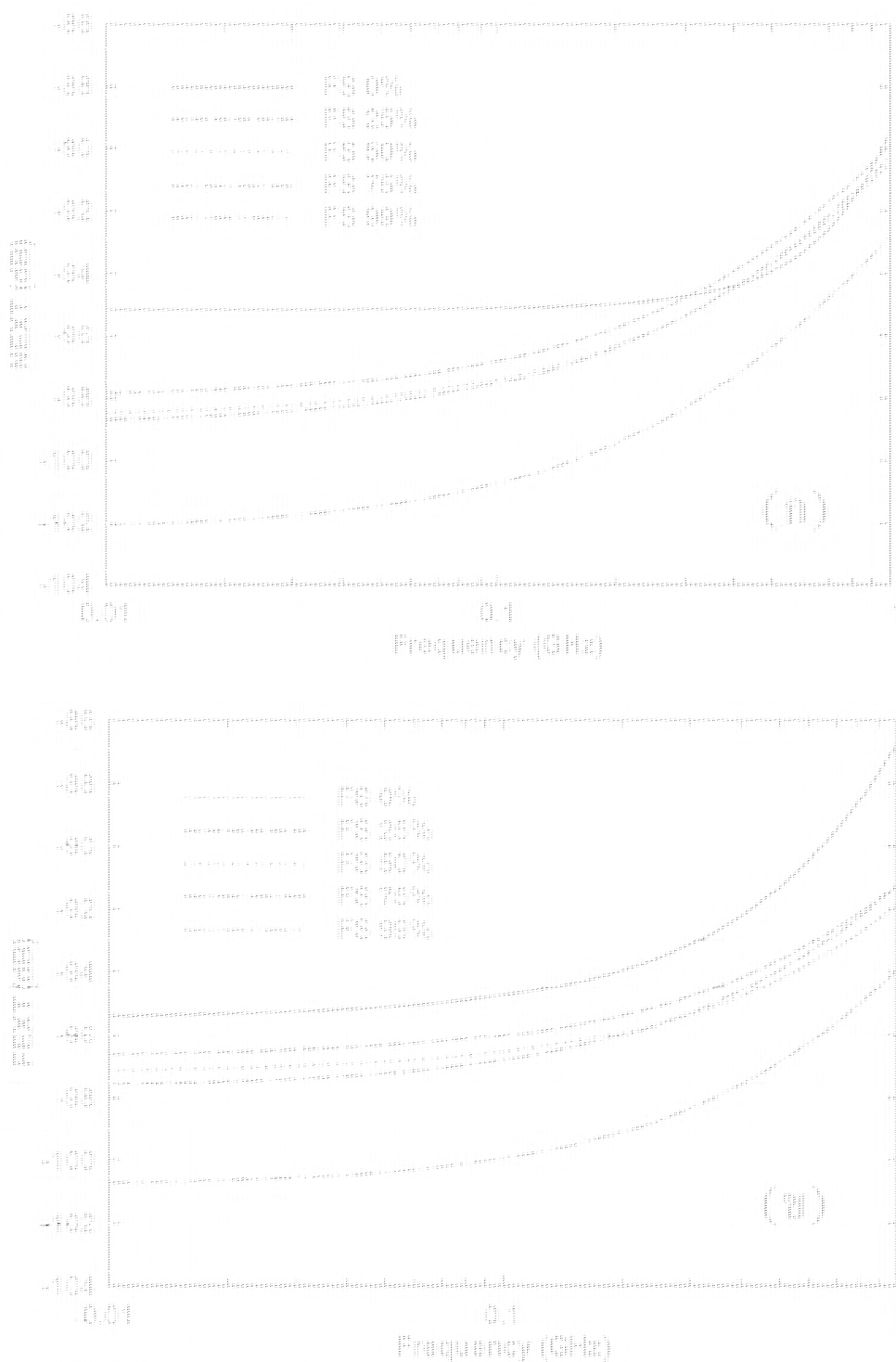
ส่วนสุดท้ายจาก 4 ส่วนของสาย HGA นั้นก็คือส่วน FS สำหรับส่วนนี้การเติมวัสดุลงในพื้นที่ว่างที่ชั้นระบายอ้างอิงที่ระดับ 100% นั้นในทางปฏิบัติแล้วไม่สามารถทำได้เนื่องจากมีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างให้เหลือไว้สำหรับตัดบริเวณที่ว่าง slider เพื่อให้หัวบันทึกเข้าใกล้กับแผ่นบันทึกแม่เหล็กมากยิ่งขึ้นดังแสดงในภาพที่ 4.37 ดังนั้นการเติมวัสดุสามารถเติมได้สูงสุดที่ระดับ 99% ของพื้นที่ว่างเท่านั้น ซึ่งส่วน FS ที่มีการเติมวัสดุที่ชั้นระบายอ้างอิงที่ระดับต่างๆ ของพื้นที่ว่างถูกแสดงดังภาพที่ 4.38 และระดับ crosstalk ของส่วน FS ที่ได้จากการจำลองถูกแสดงดังภาพที่ 4.39



ภาพที่ 4.37 แสดงลักษณะส่วน FS ที่ถูกตัดเพื่อให้หัวบันทึกเข้าใกล้แผ่นบันทึกแม่เหล็ก [17]



ภาพที่ 4.38 แสดงส่วน FS ที่ถูกเติมวัสดุที่ชั้นระบายอ้างอิงจาก 0-99% ของพื้นที่ว่าง



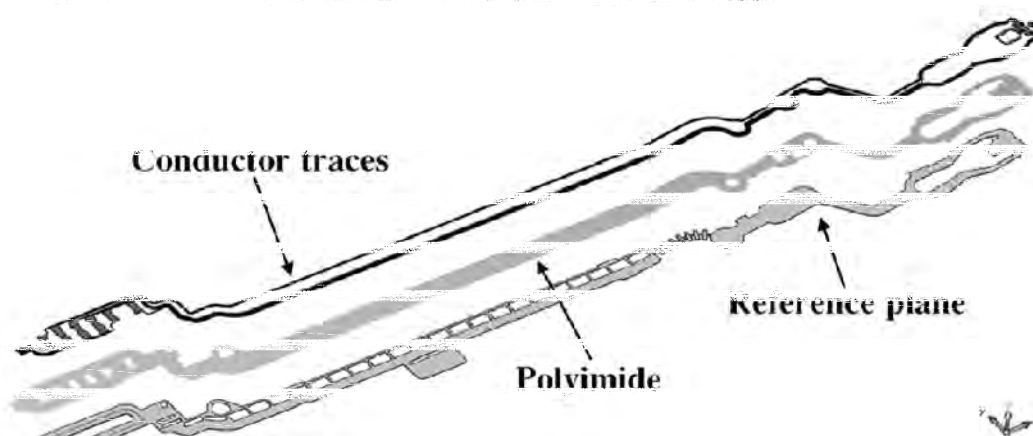
ภาพที่ 4.39 แสดง (ก) NEXT และ (ข) FEXT บริเวณ FS ของสาย HGA เมื่อเติมวัสดุ 0-99%

จากภาพที่ 4.39 พบว่าระดับ crosstalk เพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น และระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนส่วน FS ลดต่ำลงตามระดับการเติมวัสดุที่เพิ่มมากขึ้น ชัดเจนว่ากรณีที่มีการเติมวัสดุระดับ 99% ของพื้นที่ว่างที่ชั้นระบายความร้อนเป็นกรณีที่มีระดับ crosstalk ต่ำสุด

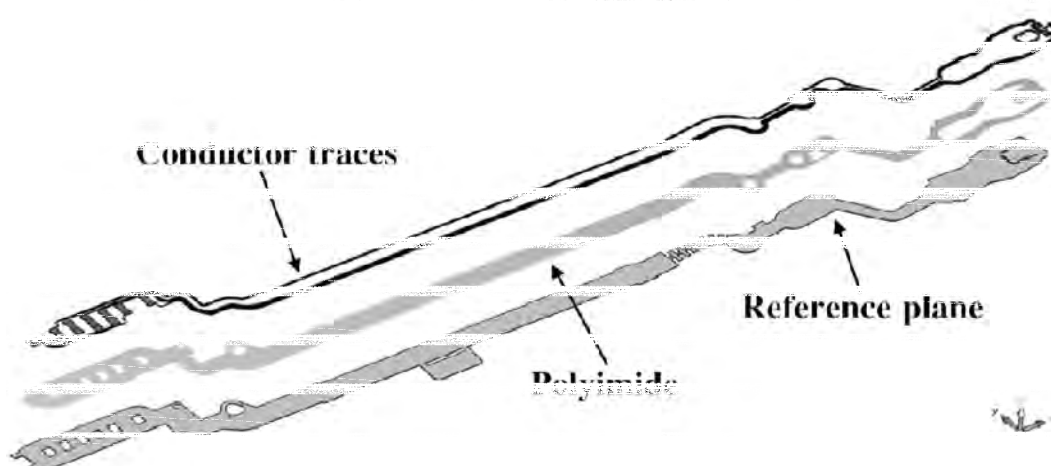
4.1.4.5 ระดับ crosstalk ของสาย HGA ที่มีการเติมวัสดุในระดับที่เหมาะสม

จากผลการจำลองที่ผ่านมามองเห็นได้ว่าแต่ละส่วนจะมีระดับการเติมวัสดุที่เหมาะสมสำหรับบริเวณนั้นๆ อยู่ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำโครงสร้างของชั้นระนาบอ้างอิงที่มีระดับ crosstalk ที่ต่ำที่สุดของทั้ง 4 บริเวณมาประกอบรวมกันเป็นสาย HGA ที่สมบูรณ์ ซึ่งในที่นี้จะเรียกว่า สาย HGA ที่ได้รับการปรับปรุง โดยสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน (conventional) และสาย HGA ที่ได้รับการปรับปรุง (modified) ถูกแสดงดังภาพที่ 4.40

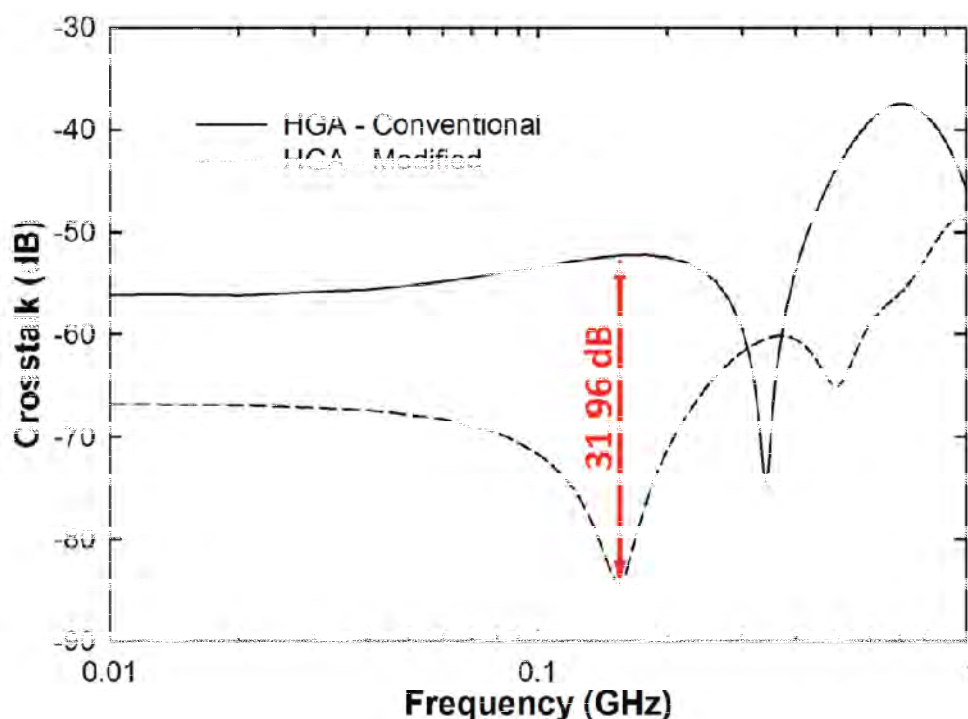
(ก) HGA - Conventional



(ข) HGA - Modified



ภาพที่ 4.40 แสดงสาย HGA (ก) ที่ใช้ในปัจจุบัน (conventional) และ (ข) ที่ได้รับการปรับปรุง (modified)



ภาพที่ 4.41 แสดงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน (conventional) และสาย HGA ที่ได้รับการปรับปรุง (modified)

ในที่นี้พิจารณาเฉพาะ FEXT นั่นก็คือ crosstalk ที่เกิดขึ้นทางฝั่งหัวบันทึกลงเนื่องจากหัวบันทึกลงมีความไวต่อความเสียหายมากกว่าตัวขับหัวอ่าน-เขียน ซึ่งผลการเปรียบเทียบระดับ FEXT ของสาย HGA-conventional กับสาย HGA-modified ถูกจำลองและแสดงในภาพที่ 4.41 จากภาพเห็นได้ว่า สาย HGA modified มีระดับ crosstalk ต่ำกว่าสาย HGA conventional ในช่วงความถี่กว้าง และระดับ crosstalk ลดต่ำลงมากที่สุด 31.96 dB ที่ความถี่ประมาณ 0.15 GHz

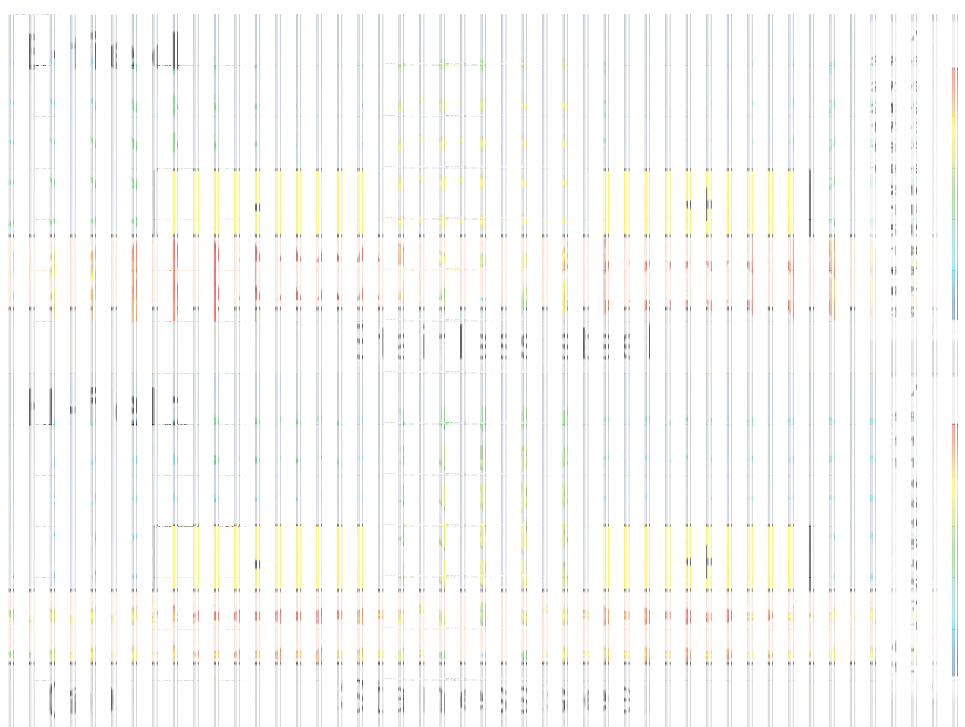
4.1.5 การลด crosstalk ด้วยสารประกอบแม่เหล็ก

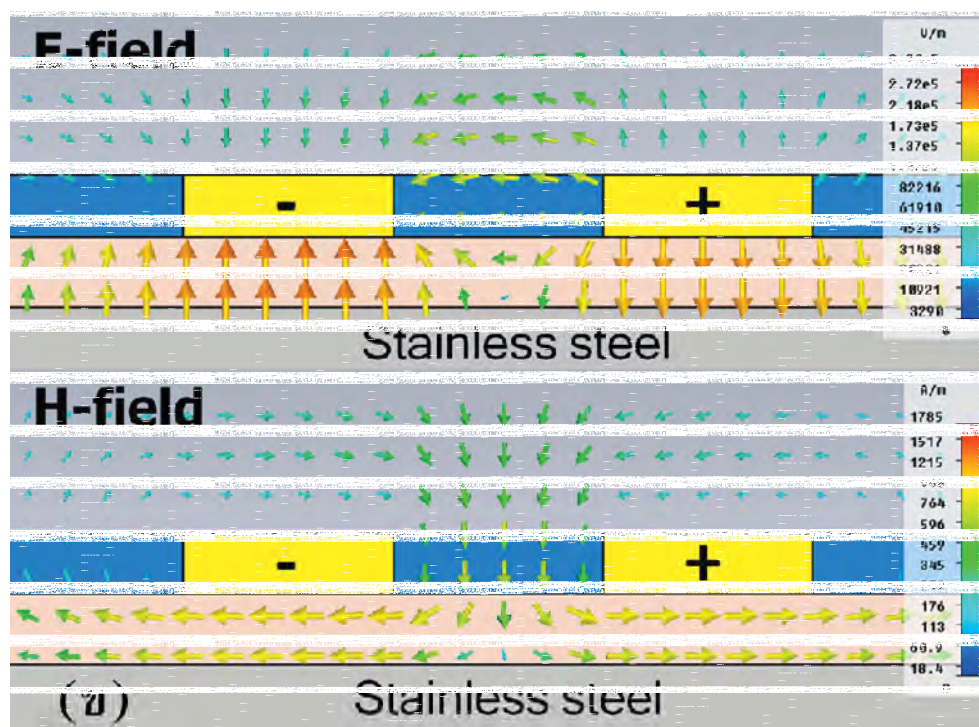
หลังจากที่ได้รูปแบบชั้นระนาบอ้างอิงที่สามารถลด crosstalk ที่เกิดขึ้นได้แล้วนั้น ในหัวข้อนี้จะนำเสนอถึงเทคนิคการลด crosstalk อีกแนวทาง ซึ่งเป็นวิธีการทางแม่เหล็ก ถือเป็นหนึ่งในทางเลือก โดยคาดว่าจะสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวิธีการเดิมวัสดุที่ชั้นระนาบอ้างอิงนี้ได้ เพื่อเพิ่มความสามารถในการลด crosstalk ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นไปอีก

โดยทั่วไปแล้ววิธีการลด crosstalk สามารถทำได้โดยการเพิ่ม guard traces หรือการวาง via fence ระหว่างสายนำสัญญาณแต่ละคู่ [18] หรือการให้ระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณมากกว่า 3 เท่าของความกว้างสาย (3-W rule) [19] วิธีการเหล่านี้เป็นวิธีการลด crosstalk ในเชิง capacitive coupling ซึ่งสามารถลด crosstalk ลงได้แค่ในระดับหนึ่งเท่านั้นยกตัวอย่างเช่น การเพิ่มระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณจากระยะ 0.4 μm ไปเป็น 0.8 μm จากระยะ 0.8 μm ไปเป็น 1.2 μm และจากระยะ 1.2 μm ไปเป็น 1.6 μm ซึ่งระดับ crosstalk voltage ที่เกิดขึ้นนั้นลดลงเป็น 105, 40 และ 22.52 mV ตามลำดับ [20] เห็นได้ว่าการเพิ่มระยะห่างจาก 0.4 μm ไปเป็น 0.8 μm นั้น crosstalk voltage ลดลงถึง 105 mV ในขณะที่เมื่อเพิ่มระยะห่างจาก

0.8 μm ไปเป็น 1.2 μm ซึ่งเป็นช่วงระยะ 0.4 μm เท่าเดิม แต่ระดับแรงดันอันเนื่องมาจาก crosstalk (crosstalk voltage) กลับลดลงเพียงแค่ 40 mV เท่านั้น

อีกวิธีการหนึ่งในการลด crosstalk นอกเหนือจากวิธีการที่กล่าวมาข้างต้นนั้นก็คือ วิธีการใช้สารประกอบแม่เหล็กในการลด crosstalk ในสายนำสัญญาณเป็นวิธีการที่น่าสนใจซึ่งถูกนำเสนอเมื่อไม่นานมานี้ โดย Kayama และคณะ [21] วิธีการดังกล่าวนี้เป็นการเติมสารประกอบแม่เหล็กลงในช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณแต่ละเส้นบนแผ่น PCB ซึ่งข้อดีของวิธีการทางแม่เหล็กนี้คือ สามารถลด crosstalk ในสายสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างสายสัญญาณวางตัวใกล้ชิดกันระดับ micron ได้ แต่อย่างไรก็ตามวิธีการที่ Kayama และคณะ [21] ได้นำเสนอมานั้นไม่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสายนำสัญญาณที่ทำงานในระบบโหมดผลต่างได้ ซึ่งหนึ่งในนั้นก็คือสาย HGA เนื่องจากการเติมสารประกอบแม่เหล็กลงในช่องว่างทุกช่องเป็นผลให้สารประกอบแม่เหล็กในบริเวณที่อยู่ช่องระหว่างคู่สายของตัวเอง (ช่องระหว่างสาย W+ และ W- และ สาย R+ และ R-) จะดูดซับ (absorb) สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แลกเปลี่ยนกันระหว่างคู่สายนั้นๆ ทำให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านสัญญาณจากต้นสายไปยังปลายสายแย่งตามผลการจำลองที่ได้ดังแสดงในภาพที่ 4.42

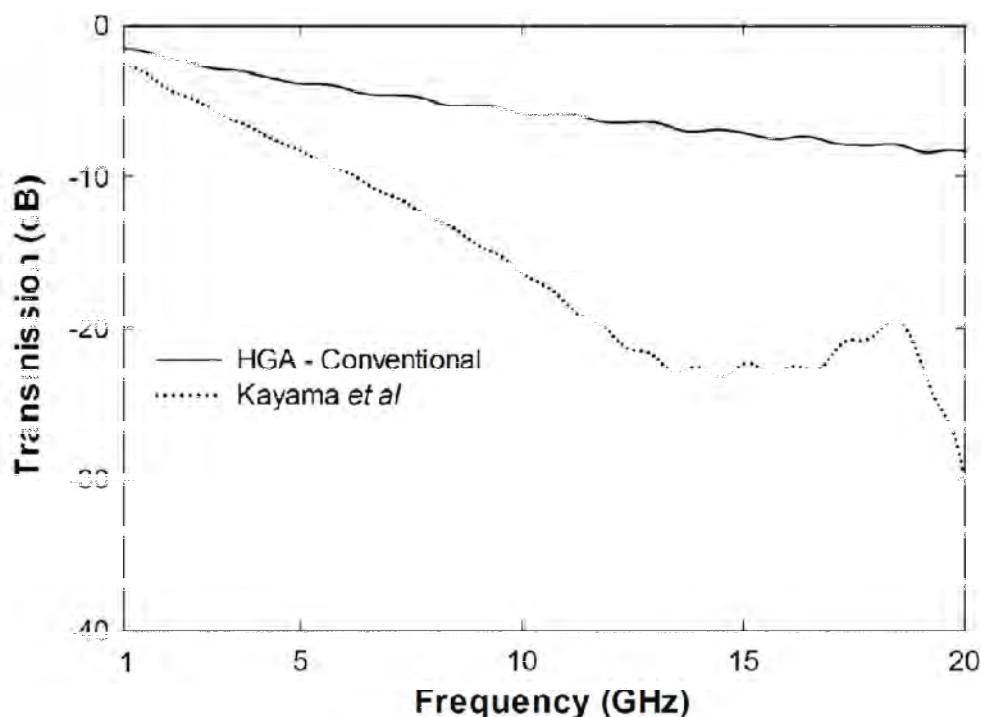




ภาพที่ 4.42 แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโครงสร้างสาย

(ก) ที่ใช้ในปัจจุบัน และ (ข) ที่ถูกเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยวิธีการที่นำเสนอโดย Kayama และคณะ [21]

จากภาพที่ 4.42 ขนาดลูกศรแสดงถึงความเข้มของสนาม เห็นได้ว่าขนาดลูกศรที่ตำแหน่งระหว่างสายสัญญาณ (+) และ (-) ในกรณีที่เติมสารประกอบแม่เหล็กตามภาพ 4.42 (ข) จะมีขนาดเล็กกว่าสายสัญญาณปกติตามภาพ 4.42 (ก) เพื่อความแน่ใจ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายสัญญาณทั้งสองถูกนำมาเปรียบเทียบดังแสดงในภาพที่ 4.43



ภาพที่ 4.43 แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณระหว่างสายสัญญาณแบบปกติและสายสัญญาณที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยเทคนิคของ Kayama และคณะ [21]

จากภาพที่ 4.43 เห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสายที่ถูกเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยวิธีที่แนะนำเสนอโดย Kayama และคณะ [21] นั้นต่ำกว่าสายสัญญาณแบบปกติที่ไม่ได้เติมสารประกอบแม่เหล็กอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำเสนอถึงการเติมสารประกอบแม่เหล็กที่เหมาะสมกับสายสัญญาณที่มีระบบการส่งสัญญาณแบบโหมดผลต่าง

4.1.5.1 สายสัญญาณกับการเติมสารประกอบแม่เหล็ก

เช่นเคย โครงสร้างของสายสัญญาณที่ใช้ในการศึกษานี้ประกอบไปด้วย ชั้น stainless steel ชั้น polyimide และ ชั้นทองแดง มีความหนาเป็น 20 μm 10 μm และ 9 μm ตามลำดับดังแสดงในภาพที่ 4.44 (ก) [22] สายตัวนำทองแดงจำนวน 4 เส้นแบ่งเป็น คู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ซึ่งแต่ละคู่ต่างทำงานในโหมดผลต่างในการส่งผ่านสัญญาณระหว่างหัวบันทึกและตัวขับหัวอ่านหัวเขียน ความยาวสายที่ใช้ศึกษายาว 50 mm ความกว้างของสายตัวนำแต่ละเส้นมีขนาด 30 μm ระยะจากขอบถึงขอบระหว่างสาย (+) และ (-) ของคู่สายนั้น ๆ เป็น 30 μm ระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านเป็น 760 μm ซึ่งขนาดเหล่านี้เคยถูกใช้ศึกษามาแล้วโดย [5] ค่า σ ของ stainless steel และ ทองแดง มีค่าเป็น 1.1×10^6 S/m และ 5.8×10^7 S/m ตามลำดับ [7]

จากสาเหตุที่ว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณแย่งลงกว่าเดิมในกรณีที่ได้เติมสารประกอบแม่เหล็กตามวิธีการของ Kayama และคณะ [21] คาดว่าเกิดจากการที่มีสารประกอบแม่เหล็กถูกเติมอยู่ในช่องว่างระหว่างคู่สายนั้น ๆ ทำให้สารประกอบแม่เหล็กดูดซับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แลกเปลี่ยนระหว่างคู่สายนั้น ๆ จึงส่งผลให้ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณแย่งลง ดังนั้นรูปแบบการเติมสารประกอบแม่เหล็กที่น่าจะเหมาะสมกับ

สายสัญญาณที่ทำงานในโหมดผลต่างถูกเสนอแสดงในภาพที่ 4.44 (ข) ซึ่งก็คือการเติมสารประกอบแม่เหล็กเฉพาะช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านในขณะที่ช่องว่างที่เหลือไม่ได้มีการเติมสารประกอบแม่เหล็ก และวิธีการที่ถูกลำเสนอในที่นี้มีความแตกต่างจากวิธีการที่ถูกลำเสนอโดย Kayama และคณะ [21] ซึ่งเป็นการเติมสารประกอบแม่เหล็กลงไปยังช่องว่างทุกช่องดังแสดงในภาพที่ 4.44 (ค)



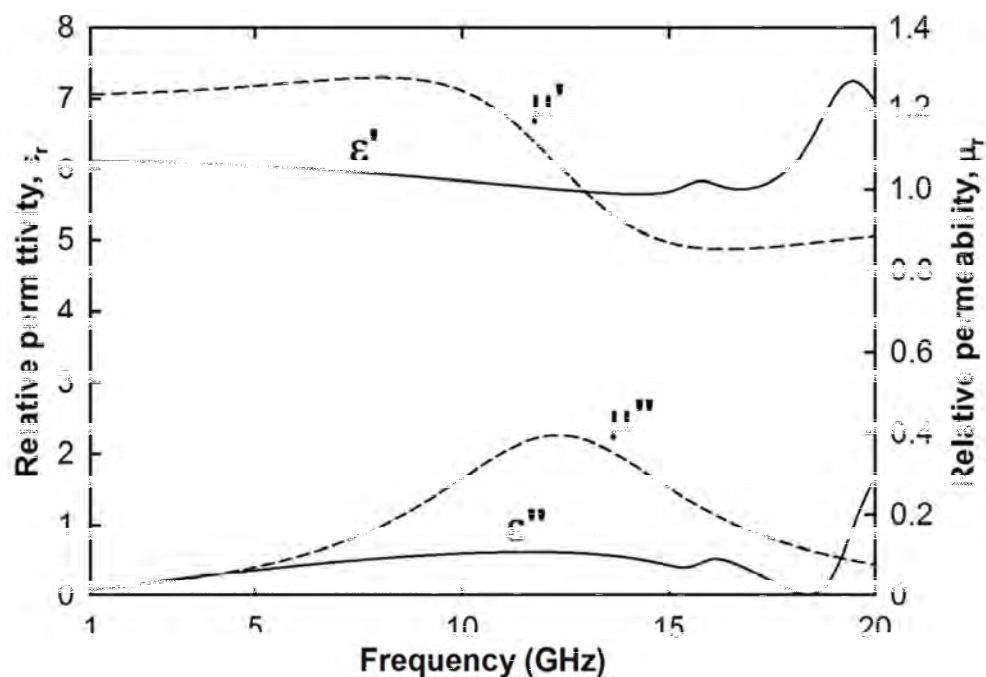
ภาพที่ 4.44 แสดงสาย HGA แบบ (ก) ปกติ (ข) มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยวิธีการที่นำเสนอ และ (ค) มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยวิธีการที่นำเสนอโดย Kayama และคณะ [21]

4.5.2 สารประกอบแม่เหล็ก

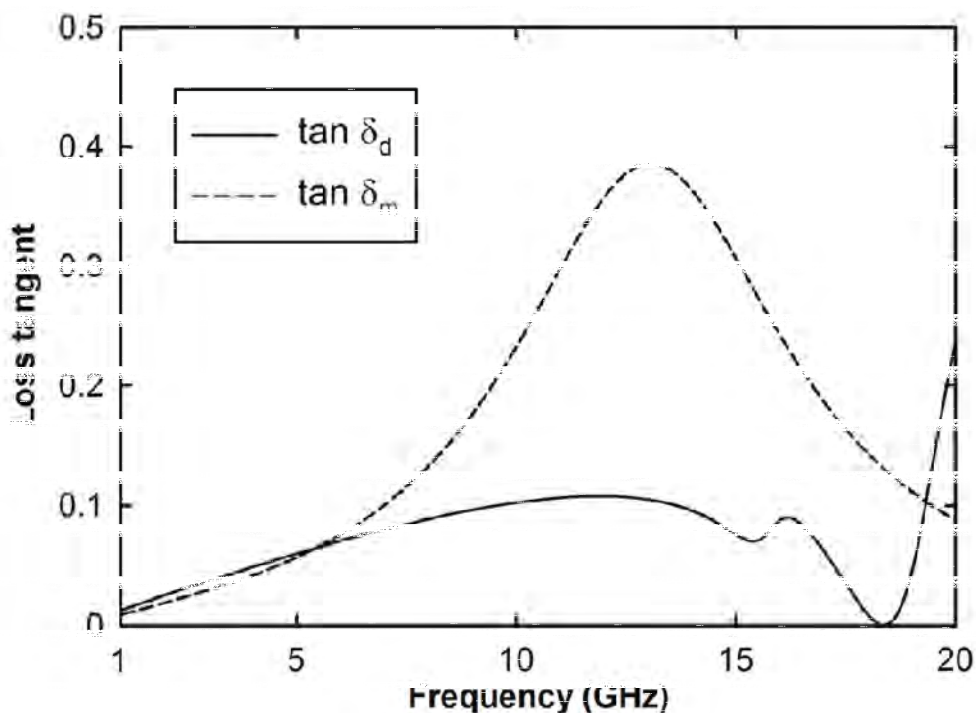
ในการเลือกสารประกอบแม่เหล็กที่จะนำมาเติมนั้น สารดังกล่าวจะต้องมีคุณสมบัติที่ไม่ทำให้สายตัวนำของวงจรเขียนและวงจรอ่านเกิดการลัดวงจร (short circuit) กัน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากค่าความนำไฟฟ้า (σ) หรือค่าความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุ (ρ) โดยที่ σ ควรที่จะมีค่าต่ำมากๆ ($< 10^{-4}$ S/m) [23] ในขณะที่ค่า ρ ควรมีค่าสูงมากๆ ($> 10^4$ Ω /m) เนื่องจากพารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้มีความสัมพันธ์กันเป็น

$$\rho = \frac{1}{\sigma} \quad (4.1)$$

สำหรับงานวิจัยนี้ได้ใช้วัสดุที่ถูกนำเสนอโดย Huang และคณะ [24] นั่นคือสารประกอบระหว่าง antimony-doped tin oxide และ ferrite เพื่อเป็นตัวอย่างในการศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการลด crosstalk ซึ่งสารดังกล่าวมีค่า σ ประมาณ 3.2×10^{-5} S/m ซึ่งถือว่ามีค่าต่ำตรงตามคุณสมบัติที่เราต้องการ ขนาดอนุภาคของสารประกอบดังกล่าวมีขนาดเฉลี่ยอยู่ที่ $5 \mu\text{m}$ ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ดังนั้นสารประกอบนี้จึงมีความเป็นไปได้ที่จะนำมาใช้กับสายสัญญาณที่เรากำลังศึกษา



ภาพที่ 4.45 แสดงค่าความขบซึมได้ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อน



ภาพที่ 4.46 แสดง dielectric และ magnetic loss tangent

ค่า ความขบซึ่มได้อของสนามไฟฟ้าเชิงซ้อน (The complex relative permittivity, $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$) และค่า ความขบซึ่มได้อของสนามแม่เหล็ก (complex relative permeability, $\mu_r = \mu' - j\mu''$) ของ สารประกอบแม่เหล็กบนย่านความถี่ 1 - 20 GHz ถูกคำนวณโดยใช้แบบจำลอง Debye [25] ดังแสดงในภาพ ที่ 4.45 พบว่าค่าเฉลี่ยในส่วนจำนวนจริงของ ϵ_r และ μ_r มีค่าประมาณ 5.99 และ 1.10 ตามลำดับ ซึ่งส่วน จำนวนจริงของพารามิเตอร์ทั้งสองนี้มีค่ามากกว่าส่วนจำนวนจินตภาพอยู่มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า ความขบ ซึ่มได้อของสนามไฟฟ้า ถูกจัดว่าเป็นตัวกลางที่มีการสูญเสียทางไฟฟ้าต่ำ (low loss medium) ซึ่งสอดคล้องกับ คุณสมบัติของ แทนเจนต์ความสูญเสียทางแม่เหล็ก (dielectric loss tangent) ดังแสดงในภาพที่ 4.46 เห็นได้ ว่าแนวโน้มของ dielectric loss tangent มีค่าต่ำกว่า 0.1 อย่างสม่ำเสมอที่ความถี่ต่ำกว่า 18 GHz ดังนั้น อัตราส่วนเชิงซ้อนของสารประกอบแม่เหล็กนี้จึงถูกแทน (represented) ด้วยพจน์ของ แทนเจนต์ความสูญเสีย ทางแม่เหล็ก (magnetic loss tangent) ซึ่งมีแนวโน้มเพิ่มสูงขึ้นในช่วงความถี่ประมาณ 7-18 GHz และมี peak ที่ตำแหน่งประมาณ 13-14 GHz นั้นหมายความว่าคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสารประกอบแม่เหล็กที่ถูก เลือกมานี้เปลี่ยนแปลงในช่วงความถี่ที่ทำการพิจารณา ดังนั้นสารประกอบดังกล่าวสามารถดูดซับสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าได้ดีที่ความถี่ประมาณ 13-14 GHz ตามโปรไฟล์ (profile) คุณสมบัติของ magnetic loss tangent [26]

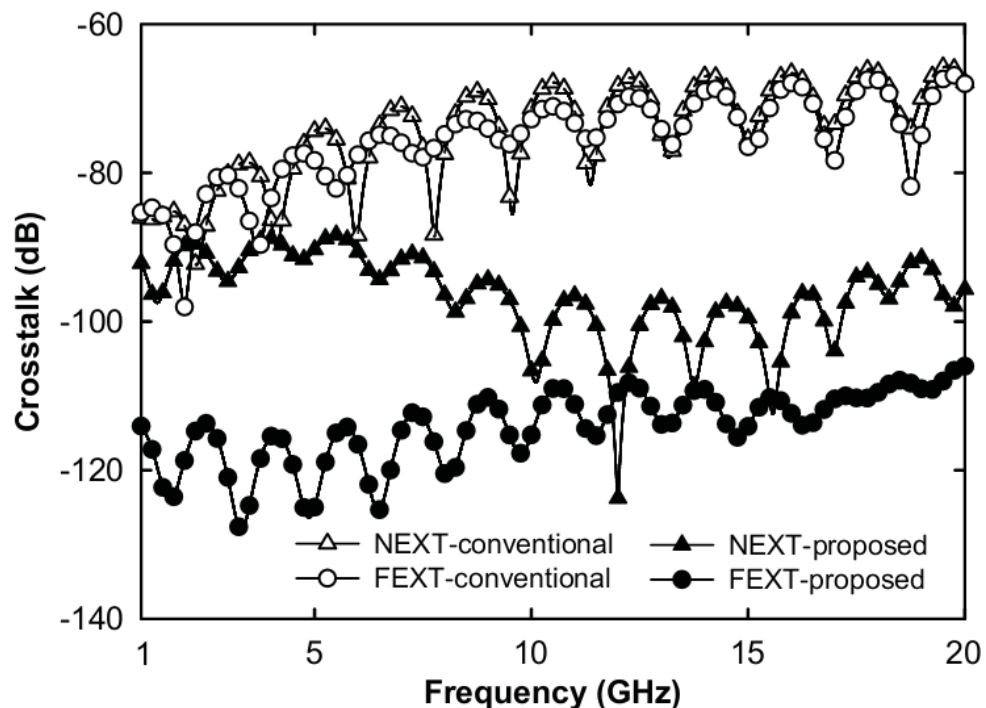
4.1.5.3 ผลการจำลอง

1) แนวโน้มระดับ crosstalk

อันดับแรกระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้น ณ ปลายสายทั้งสองฝั่งของสายสัญญาณแบบปกติ (conventional) และแบบที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กที่ถูกนำเสนอ (proposed) ดังแสดงในภาพที่ 4.47 ในการเปรียบเทียบกับสายสัญญาณแบบปกติพบว่าทั้ง NEXT และ FEXT ของกรณี proposed มีระดับที่ต่ำกว่า

กรณี conventional อย่างเห็นได้ชัดในช่วงความถี่ที่กว้าง และที่ความถี่ประมาณ 14 GHz ระดับ NEXT และ FEXT ถูกลดลงมากที่สุดประมาณ 32 dB และ 14 dB ตามลำดับ ซึ่งการลดลงของ crosstalk นี้เป็นผลมาจากการดูดซับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากคู่สายเขียนก่อนที่จะแพร่กระจายมายังคู่สายอ่านโดยเป็นผลเนื่องมาจาก dielectric loss และ magnetic loss ของสารประกอบแม่เหล็กที่ถูกเติมลงช่องว่างระหว่างคู่สายทั้งสอง [26,27] นอกจากนี้พบว่าในกรณีนี้ magnetic loss tangent แสดงผลกระทบที่เด่นกว่า dielectric loss tangent ต่อ NEXT เป็นผลให้แนวโน้มของ NEXT ของสายที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กคล้ายคลึงกับ profile ของ magnetic loss tangent โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงประมาณ 7-18 GHz ในขณะที่แนวโน้มของ FEXT ของสายสัญญาณทั้ง 2 เหมือนกัน แต่ต่างกันตรงที่ระดับ FEXT ของสายกรณี proposed มีระดับที่ต่ำกว่าสายกรณี conventional

เพื่อที่จะยืนยันผลการจำลองที่ได้ crosstalk parameter ซึ่งประกอบไปด้วย self capacitance (C_s) mutual capacitance (C_m) self inductance (L_s) และ mutual inductance (L_m) ของสายสัญญาณทั้ง 2 ถูกดึงค่าออกมาจากโปรแกรมจำลองที่ความถี่ 1-20 GHz ดังแสดงในตารางที่ 4.4-4.14 จากตารางพบว่า parameter เหล่านี้เกี่ยวข้องกับค่า μ และ ϵ โดยในกรณีของสายที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กลงในช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านนี้มีค่า $\mu_{\text{eff}} < 1$ และ $\epsilon_{\text{eff}} < \epsilon$ ดังนั้นจึงเป็นผลให้ทั้ง self- และ mutual- ของ capacitance และ inductance ลดต่ำลง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า capacitive coupling และ inductive coupling ของสัญญาณจากคู่สายเขียนไปยังคู่สายอ่านลดต่ำลง [28]



ภาพที่ 4.47 ระดับ crosstalk ของสายสัญญาณแบบปกติและแบบที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็ก

ตารางที่ 4.4 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 1 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	4.80×10^{-14}	1.65×10^{-18}	2.56×10^{-10}	6.39×10^{-5}	3.44×10^{-5}	2.50×10^5
Proposed	4.71×10^{-14}	8.43×10^{-19}	2.70×10^{-10}	3.25×10^{-5}	1.79×10^{-5}	1.20×10^5

ตารางที่ 4.5 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 2 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	9.99×10^{-15}	6.15×10^{-19}	3.86×10^{-10}	5.39×10^{-5}	6.16×10^{-5}	1.40×10^5
Proposed	1.16×10^{-14}	4.50×10^{-20}	3.63×10^{-10}	1.66×10^{-5}	3.88×10^{-6}	4.57×10^4

ตารางที่ 4.6 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 4 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	8.15×10^{-15}	1.11×10^{-18}	1.49×10^{-11}	9.21×10^{-5}	1.36×10^{-4}	6.18×10^6
Proposed	9.54×10^{-15}	3.74×10^{-19}	1.74×10^{-11}	5.18×10^{-5}	3.92×10^{-5}	2.98×10^6

ตารางที่ 4.7 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 6 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	7.22×10^{-15}	5.77×10^{-19}	5.70×10^{-11}	1.66×10^{-4}	7.99×10^{-5}	2.91×10^6
Proposed	8.37×10^{-15}	2.41×10^{-19}	4.76×10^{-11}	6.47×10^{-5}	2.88×10^{-5}	1.36×10^6

ตารางที่ 4.8 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 8 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	6.48×10^{-15}	1.70×10^{-19}	1.16×10^{-11}	1.05×10^{-4}	2.62×10^{-5}	9.05×10^6
Proposed	7.45×10^{-15}	2.06×10^{-19}	1.38×10^{-11}	1.64×10^{-5}	2.77×10^{-5}	1.19×10^6

ตารางที่ 4.9 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 10 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	5.98×10^{-15}	5.76×10^{-19}	2.24×10^{-11}	5.91×10^{-5}	9.63×10^{-5}	2.64×10^6
Proposed	6.65×10^{-15}	1.20×10^{-20}	1.74×10^{-11}	3.10×10^{-5}	1.80×10^{-6}	1.78×10^6

ตารางที่ 4.10 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 12 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	5.59×10^{-15}	1.19×10^{-18}	9.22×10^{-12}	9.42×10^{-4}	2.13×10^{-4}	1.02×10^8
Proposed	5.99×10^{-15}	6.20×10^{-20}	1.18×10^{-11}	7.82×10^{-5}	1.04×10^{-5}	6.63×10^6

ตารางที่ 4.11 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 14 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	5.20×10^{-15}	1.54×10^{-18}	1.14×10^{-11}	1.50×10^{-4}	2.96×10^{-4}	1.32×10^7
Proposed	5.44×10^{-15}	4.80×10^{-20}	8.15×10^{-12}	9.96×10^{-5}	8.82×10^{-6}	1.22×10^7

ตารางที่ 4.12 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 16 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	4.84×10^{-15}	1.57×10^{-18}	7.88×10^{-12}	5.78×10^{-4}	3.24×10^{-4}	7.34×10^7
Proposed	4.77×10^{-15}	3.87×10^{-20}	9.31×10^{-12}	6.09×10^{-5}	8.11×10^{-6}	6.54×10^6

ตารางที่ 4.13 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 18 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	4.40×10^{-15}	8.73×10^{-19}	6.39×10^{-12}	7.96×10^{-5}	1.98×10^{-4}	1.25×10^7
Proposed	3.81×10^{-15}	1.77×10^{-19}	4.40×10^{-12}	9.41×10^{-6}	4.65×10^{-5}	2.14×10^6

ตารางที่ 4.14 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 20 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	3.92×10^{-15}	1.49×10^{-18}	7.33×10^{-12}	1.32×10^{-3}	3.80×10^{-4}	1.80×10^8
Proposed	3.15×10^{-15}	1.08×10^{-19}	6.04×10^{-12}	5.07×10^{-5}	3.43×10^{-5}	8.39×10^6

นอกจากนี้ ผลการจำลองที่ได้ยังถูกยืนยันด้วยสมการแรงดันเหนี่ยวนำ (induced voltage) ซึ่งถูกกล่าวไว้ใน [29] แต่เนื่องจากการศึกษานี้วิเคราะห์ crosstalk ในอาณาจักรความถี่ดังนั้น สมการ induced voltage ดังกล่าวจึงเขียนใหม่ในรูปของ transfer function $H(x, \omega)$ ได้เป็น

$$H(x, \omega) = K_f \left[j x \omega e^{-j\omega T_d \frac{x}{L}} \right] + K_b \left[e^{-j\omega T_d \frac{x}{L}} - e^{-j\omega 2T_d + T_d \frac{x}{L}} \right] \quad (4.2)$$

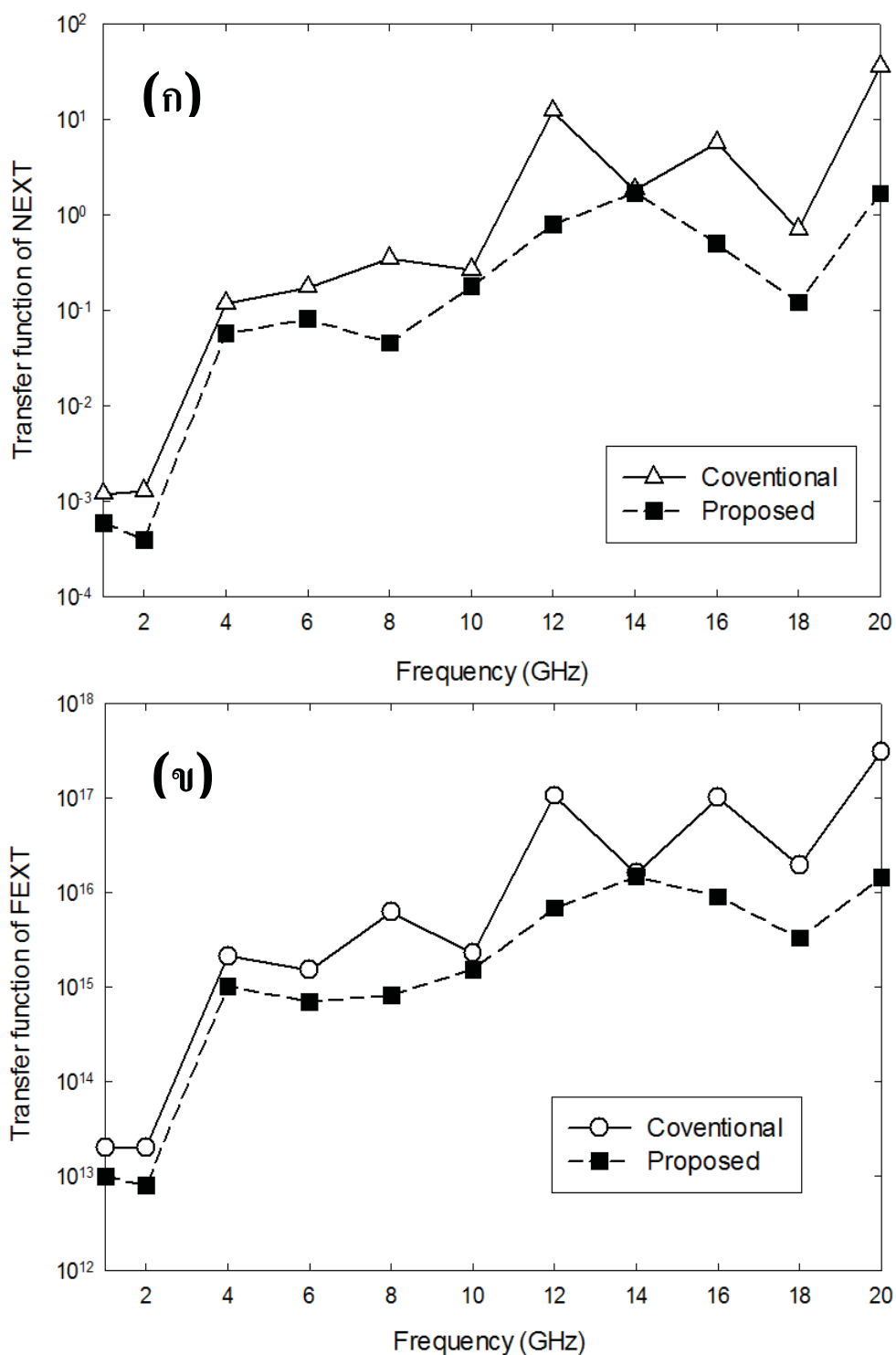
โดยที่ K_b และ K_f คือ backward และ forward crosstalk coefficients ตามลำดับ ω คือ ความถี่เชิงมุม T_d คือ ระยะเวลาที่สัญญาณแพร่กระจายไปได้เป็นระยะทาง L และ L คือความยาวทางกายภาพของช่วง coupled ของสาย จากสมการที่ 4.1 พจน์ของ K_f และ K_b อยู่ในรูปของอัตราส่วนของ mutual inductance ต่อ self inductance (L_m/L_s) และ mutual capacitance ต่อ self capacitance (C_m/C_s) ดังนี้ [3,4,30]

$$K_f = -\frac{1}{2v} \left(\frac{L_m}{L} - \frac{C_m}{C} \right) \quad (4.2)$$

และ

$$K_b = \frac{1}{4} \left(\frac{L_m}{L} + \frac{C_m}{C} \right) \quad (4.3)$$

เมื่อ v คือความเร็วในการแพร่กระจายของสัญญาณ

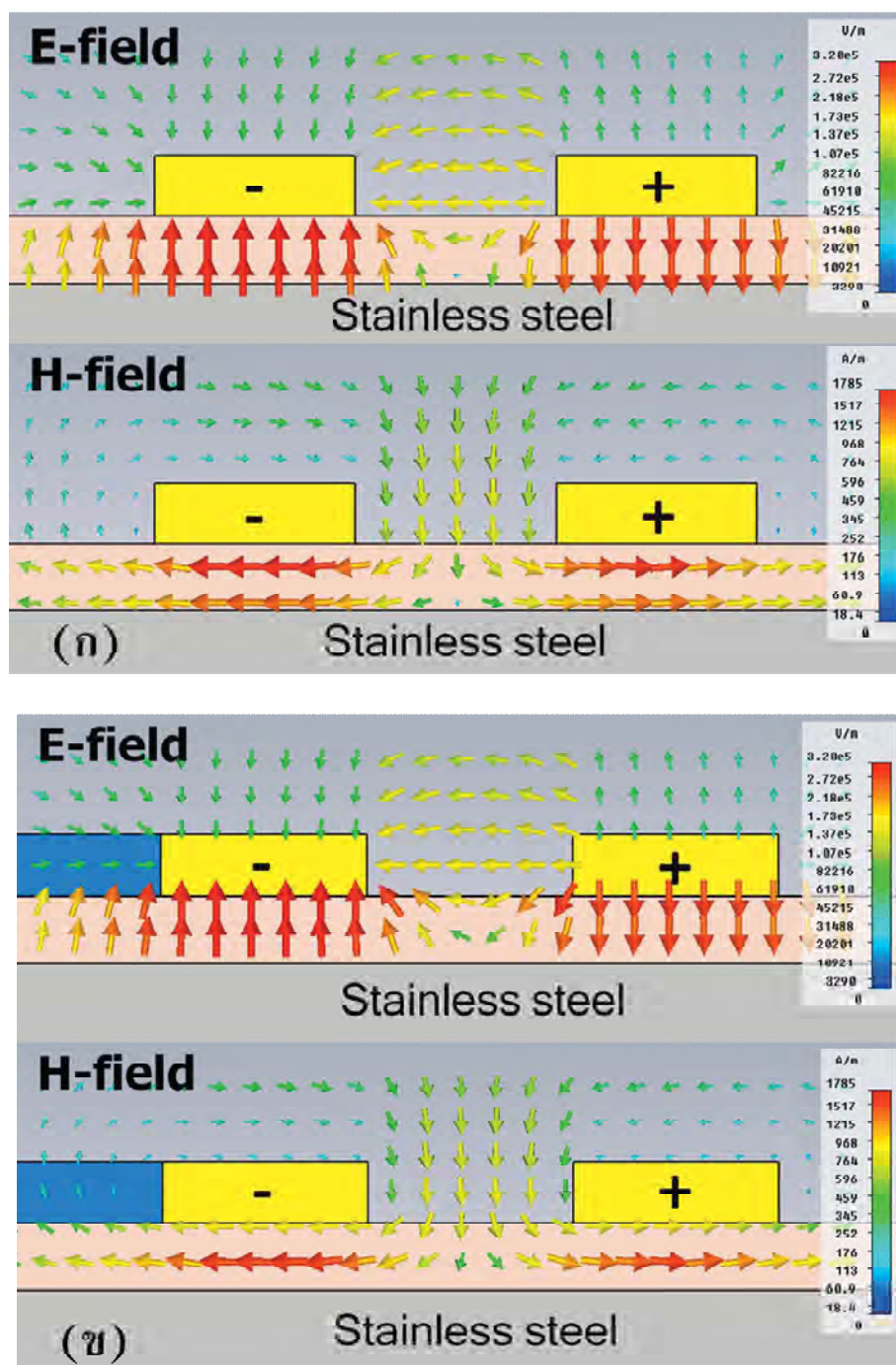


ภาพที่ 4.48 แสดง transfer function ของ (ก) NEXT และ (ข) FEXT ของสายสัญญาณแบบเดิมและแบบที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็ก

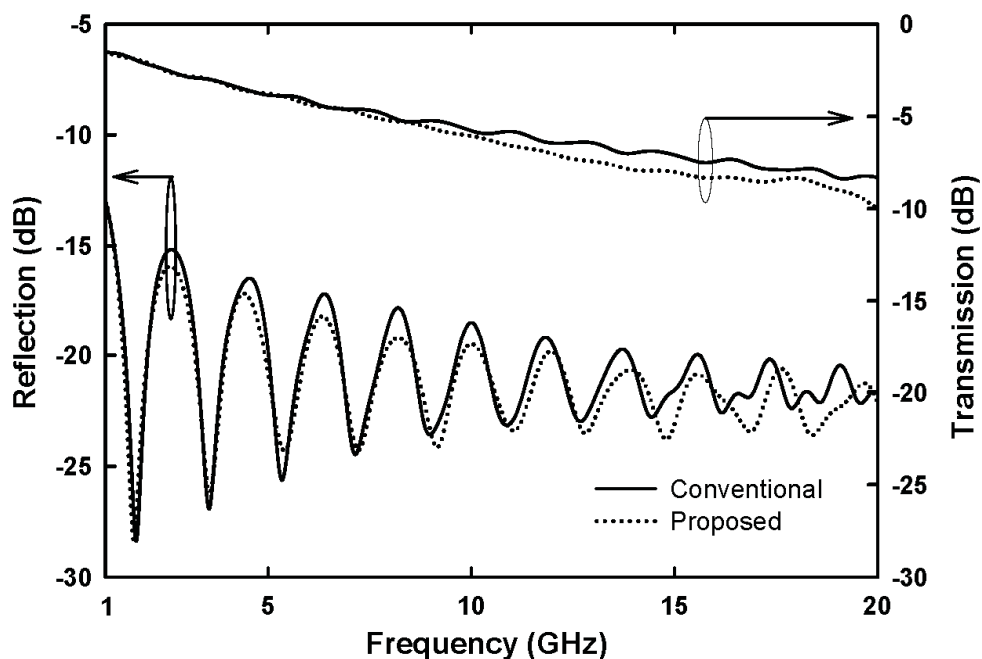
จากภาพที่ 4.48 แสดง $H(x, \omega)$ ของสายสัญญาณทั้งสอง เห็นได้อย่างชัดเจนว่า transfer function ทั้ง NEXT และ FEXT ของสายกรณี proposed นั้นต่ำกว่าสายกรณี conventional เป็นผลให้

ระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายทั้ง NEXT และ FEXT ของสายกรณี proposed ต่ำกว่าสายกรณี conventional โดยในที่นี่ v ของสายสัญญาณทั้ง 2 ซึ่งได้จากการคำนวณของโปรแกรมจำลองมีค่าประมาณ 1.81 m/s

2) ผลของการเติมสารประกอบแม่เหล็กที่มีต่อสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณ



ภาพที่ 4.49 แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสายคู่สายสัญญาณที่มีการทำงานในโหมดผลต่างของสายสัญญาณแบบ (ก) conventional และ (ข) proposed



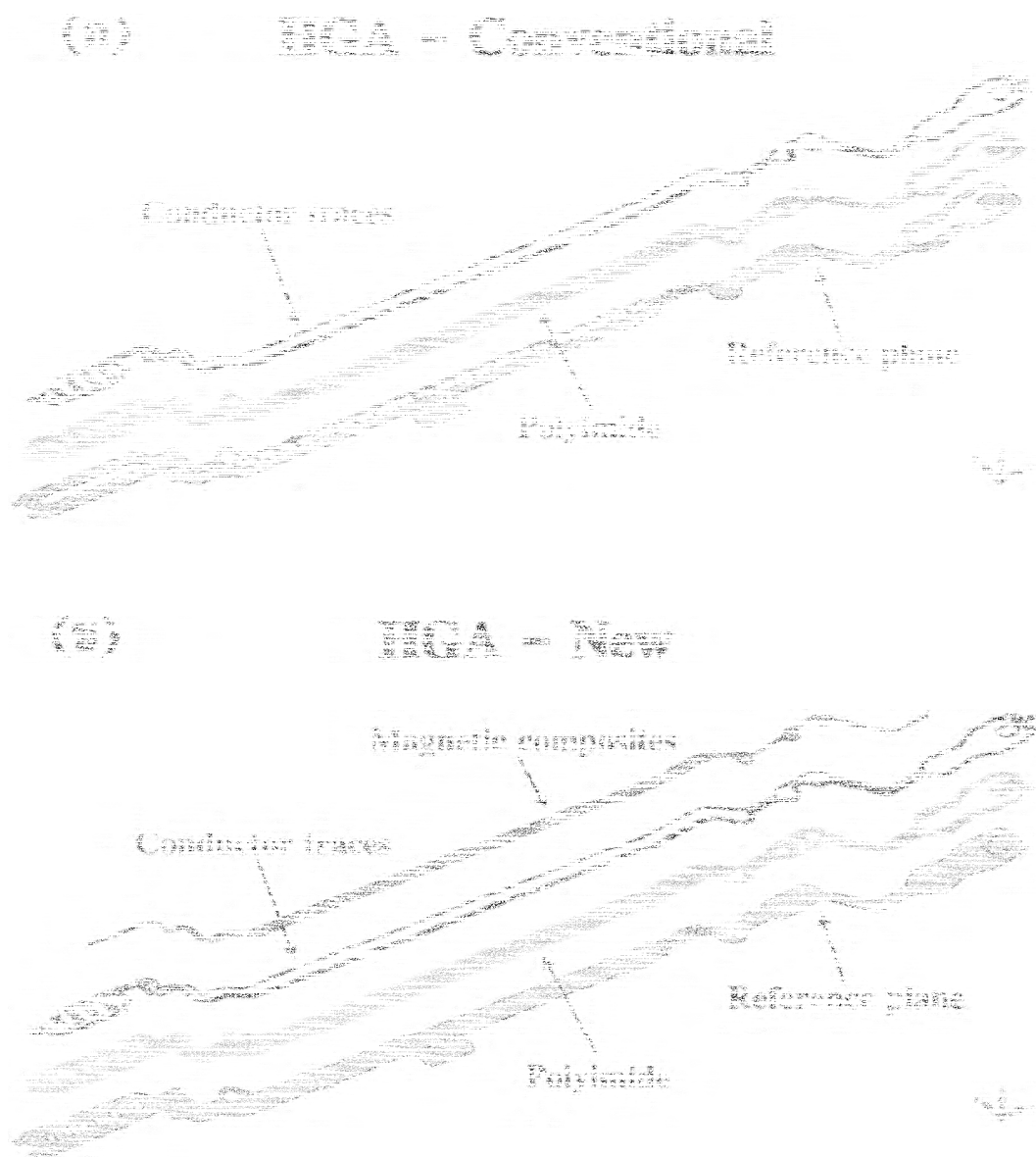
ภาพที่ 4.50 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของสายสัญญาณแบบ
(ก) conventional และ (ข) proposed

เป็นที่รู้กันดีว่าการส่งผ่านสัญญาณนั้นมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อความสมบูรณ์ของสัญญาณ พิจารณาความเข้มของสนามดังแสดงในภาพที่ 4.49 สามารถสังเกตได้ว่าขนาดของลูกศรซึ่งแทนความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบริเวณระหว่างสายสัญญาณเส้น (+) และเส้น (-) ของคู่สายเขียนและคู่สายอ่านนั้นมีขนาดไม่แตกต่างกัน ซึ่งผลที่ได้นี้สอดคล้องกับผลของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของสัญญาณดังแสดงในภาพที่ 4.50 สำหรับสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสัญญาณของสายสัญญาณทั้ง 2 พบว่ามีแนวโน้มลดต่ำลงจากระดับประมาณ -13 dB ตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น แต่อย่างไรก็ตามสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายกรณี proposed มีระดับที่ต่ำกว่าสายกรณี conventional เล็กน้อย นอกจากนั้นแล้วความผันแปร (fluctuation) ของสายกรณี proposed มีน้อยกว่าสายกรณี conventional ซึ่งจะเห็นได้อย่างชัดเจนที่ย่านความถี่สูง แต่อย่างไรก็ตามสายสัญญาณทั้ง 2 มีความคล้ายคลึงกันตรงที่ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสัญญาณลดต่ำลงตามความถี่ที่เพิ่มสูงขึ้น และสังเกตได้ว่าที่ความถี่ 20 GHz สัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสายกรณี proposed มีระดับต่ำกว่าสายกรณี conventional เพียง 2 dB ซึ่งเป็นหลักฐานว่าวิธีการลด crosstalk โดยการใช้สารประกอบแม่เหล็กเติมลงช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านนี้รองรับการใช้งานกับ HDD ในอนาคตได้ ซึ่งความถี่ที่ใช้งานในปัจจุบันอยู่ที่ 1-2 GHz

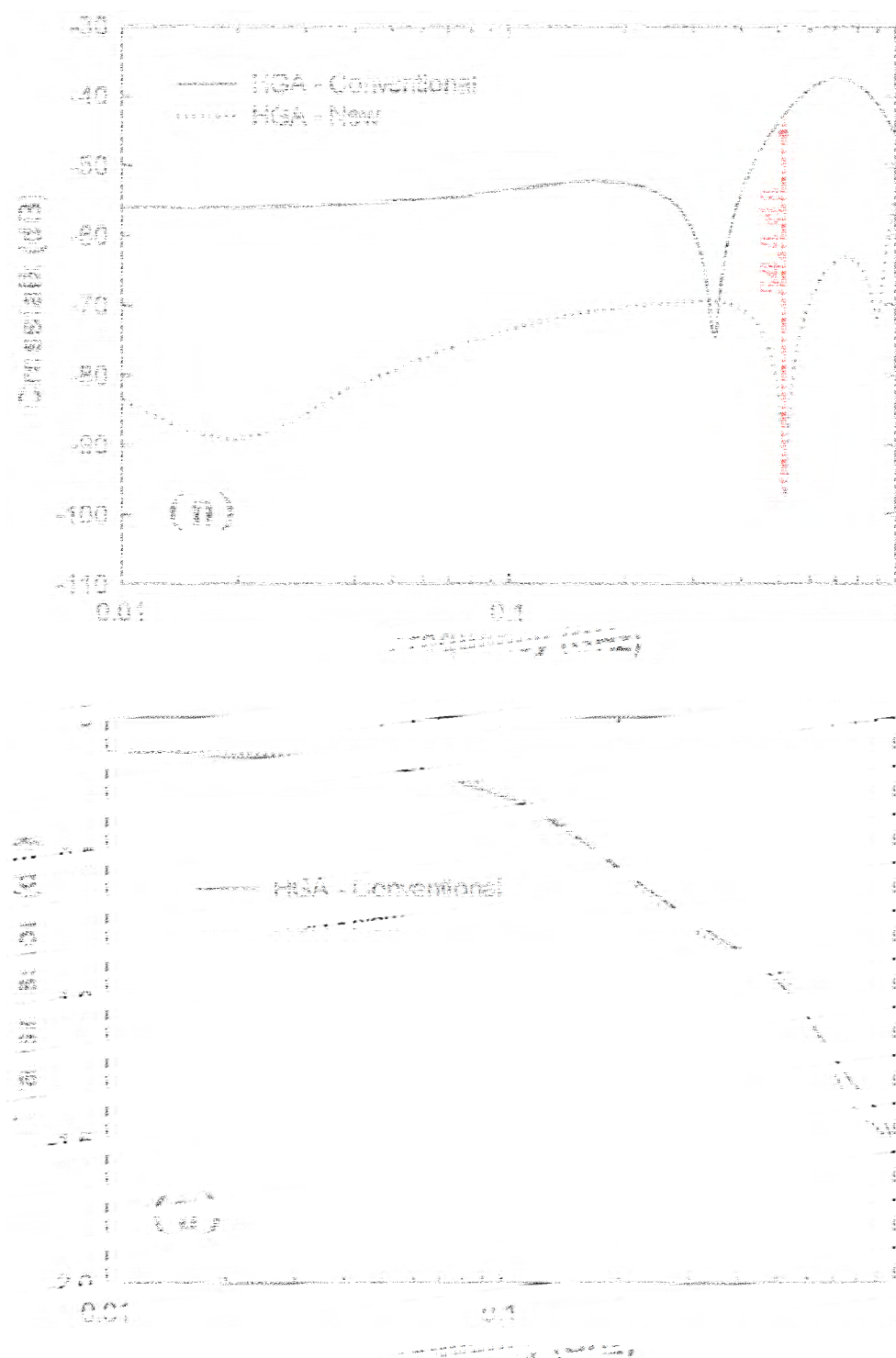
4.1.6 การรวมเทคนิคการลด crosstalk กับสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน

จากวิธีการลด crosstalk ที่นำเสนอในหัวข้อก่อนหน้านี้เห็นได้ว่า สามารถลด crosstalk ได้เป็นอย่างดี แต่อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวนำเสนอในกรณีของสายสัญญาณอย่างง่าย ซึ่งเป็นสายยาวตรงถือว่าเป็นกรณีในอุดมคติต่างจากสาย HGA ที่ใช้งานจริง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการ

นำเสนอถึงการประยุกต์ใช้วิธีการลด crosstalk ที่นำเสนอเหล่านั้นมาใช้กับสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน (HGA-conventional) โดยเริ่มจากการนำเอาสาย HGA-modified ที่ถูกนำเสนอในหัวข้อ 4.4 มาเติมสารประกอบแม่เหล็กลงในช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ในที่นี้เรียกว่า สาย HGA ที่ถูกออกแบบใหม่ (HGA-new) ตามภาพที่ 4.51 ซึ่งผลการจำลองของระดับ crosstalk และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสาย HGA-new ถูกเปรียบเทียบกับสาย HGA-conventional ดังแสดงในภาพที่ 4.52



ภาพที่ 4.51 แสดง (ก) สาย HGA เดิมที่ใช้ในปัจจุบัน และ (ข) สาย HGA ที่ถูกออกแบบใหม่



ภาพที่ 4.52 แสดงการเปรียบเทียบ (ก) crosstalk และ (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบันกับสาย HGA ที่ถูกออกแบบใหม่

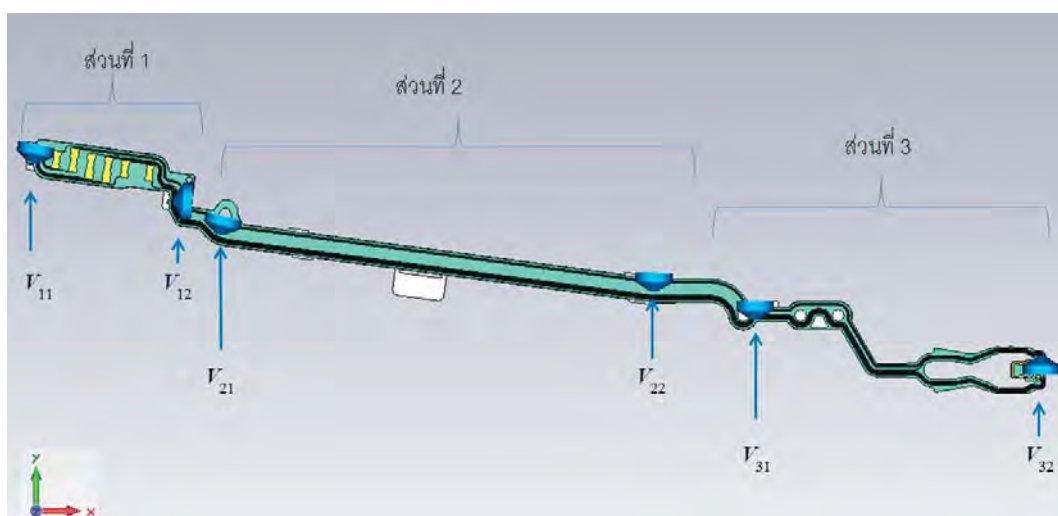
จากภาพที่ 4.52 (ก) ชัดเจนว่าสาย HGA-new มีระดับ crosstalk ต่ำกว่าสาย HGA-conventional ตลอดช่วงความถี่ใช้งานในปัจจุบันและสามารถลด crosstalk ลงได้ถึง 54.4 dB ที่ความถี่ประมาณ 0.52 GHz ส่วนสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสาย HGA-new แทบไม่แตกต่างจากกรณีของสาย HGA-conventional ที่ใช้ในปัจจุบันตามภาพที่ 4.52 (ข) ดังนั้นด้วยโครงสร้างชั้นระนาบอ้างอิงใหม่ที่ถูกนำเสนอในการศึกษานี้ ก่อปรกับการเติมสารประกอบแม่เหล็กลงเฉพาะช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ทำให้ได้สาย HGA ใหม่ที่มีประสิทธิภาพในการลด crosstalk ได้เป็นอย่างดี และไม่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณอีกด้วย

4.2 ผลของ Electromagnetic Interference

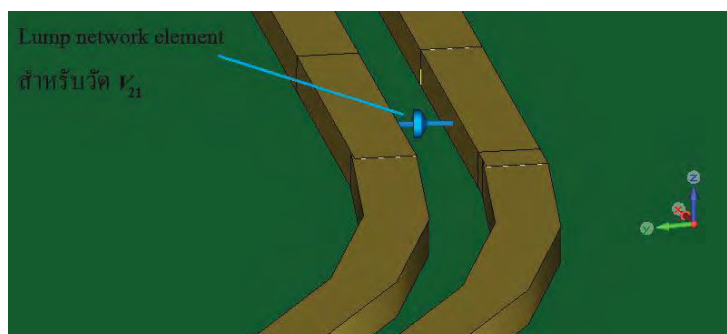
เนื้อหาในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลจากการศึกษาซึ่งประกอบด้วย ผลการศึกษาการเกิด EMI ที่เกิดขึ้นแต่ละส่วนของสายตัวนำ TSAI, ผลกระทบจากส่วนโค้งงอของสายตัวนำ, การศึกษาการเกิด EMI บนสายคู่ขนานที่วางบนระนาบกาวนด์ (Ground plane), ผลการศึกษารูปแบบ TSAI เพื่อลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก, และหัวข้อสุดท้ายคือ ผลการศึกษารูปแบบ TSAI เพื่อลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก

4.2.1 การคำนวณ EMI แต่ละส่วนบนสายตัวนำ TSAI ของ HGA

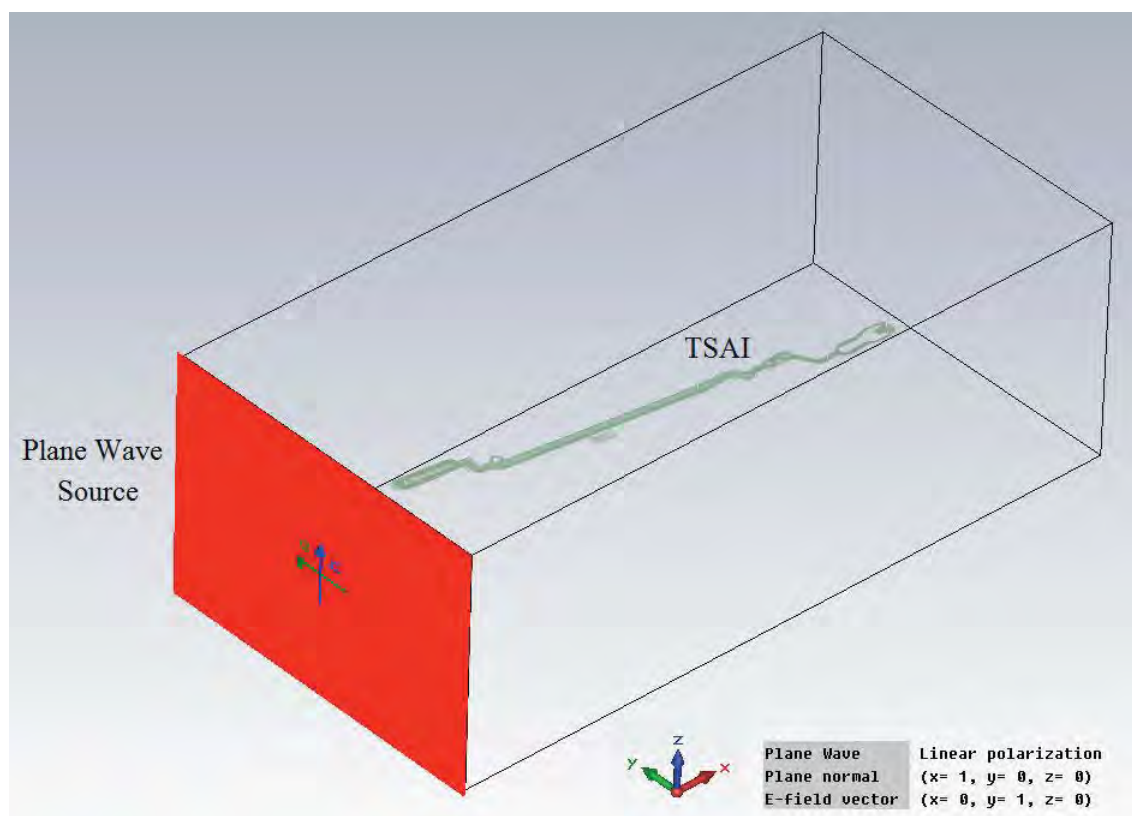
จากโครงสร้างของสายตัวนำ TSAI ของ HGA ซึ่งเป็นดังภาพที่ 4.53 โครงสร้างนี้ถูกแบ่งโดยพิจารณาจากความซับซ้อนที่เกิดจากการโค้งงอ (Bending) ของสาย ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ในการศึกษา ส่วนที่ 1 คือทางต้นสายของ TSAI ส่วนที่ 2 คือตรงกลางของ TSAI และส่วนที่ 3 คือด้านปลายสาย การคำนวณ EMI ในแต่ละส่วนที่ถูกแบ่งนี้จะทำโดยการกำหนดใช้ Lump network element ซึ่งเป็นตัวช่วยในการวัดแรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากสนามตกกระทบ ซึ่งแทนด้วยตัวแปร V_{ij} โดยที่ i เป็นส่วนที่วัดและ j เป็นจุดที่ทำการวัด



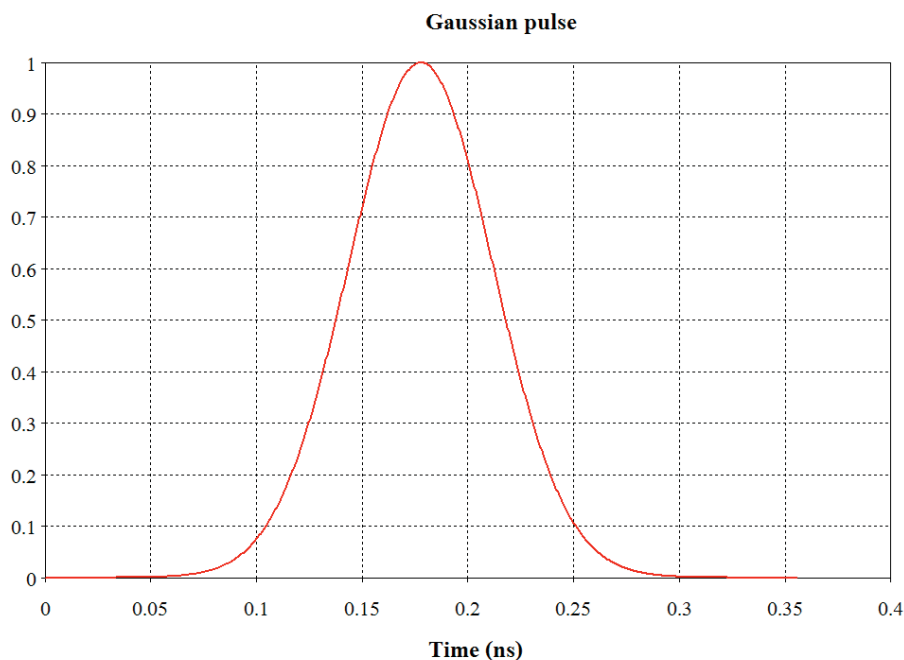
ภาพที่ 4.53 การแบ่งส่วนเพื่อการศึกษา EMI ในแต่ละส่วนของ TSAI



ภาพที่ 4.54 ตัวอย่างการวัดแรงดันไฟฟ้าส่วนที่ 2 จุดที่ 1 V_{21}



ภาพที่ 4.55 สนามตกกระทบบนโครงสร้าง TSAI ในทิศ +x โดยสนามไฟฟ้า (Electric field) อยู่ในแกน y และสนามแม่เหล็ก (Magnetic field) อยู่ในแกน z



ภาพที่ 4.56 สัญญาณกระตุ้นแบบเกาส์เซียน

การใช้ Lump network element วัดแรงดันไฟฟ้าดังภาพที่ 4.2 คือการวัดแรงดันไฟฟ้าในแต่ละส่วน ซึ่งมีทั้งหมด 3 ส่วน โดยแต่ละส่วนจะทำการวัด 2 จุดคือ

ส่วนที่ 1: แรงดันจุดที่ 1 คือ V_{11} และแรงดันจุดที่ 2 คือ V_{12} ,

ส่วนที่ 2: แรงดันจุดที่ 1 คือ V_{21} , แรงดันจุดที่ 2 คือ V_{22} ,

ส่วนที่ 3: แรงดันจุดที่ 1 คือ V_{31} , แรงดันจุดที่ 2 คือ V_{32}

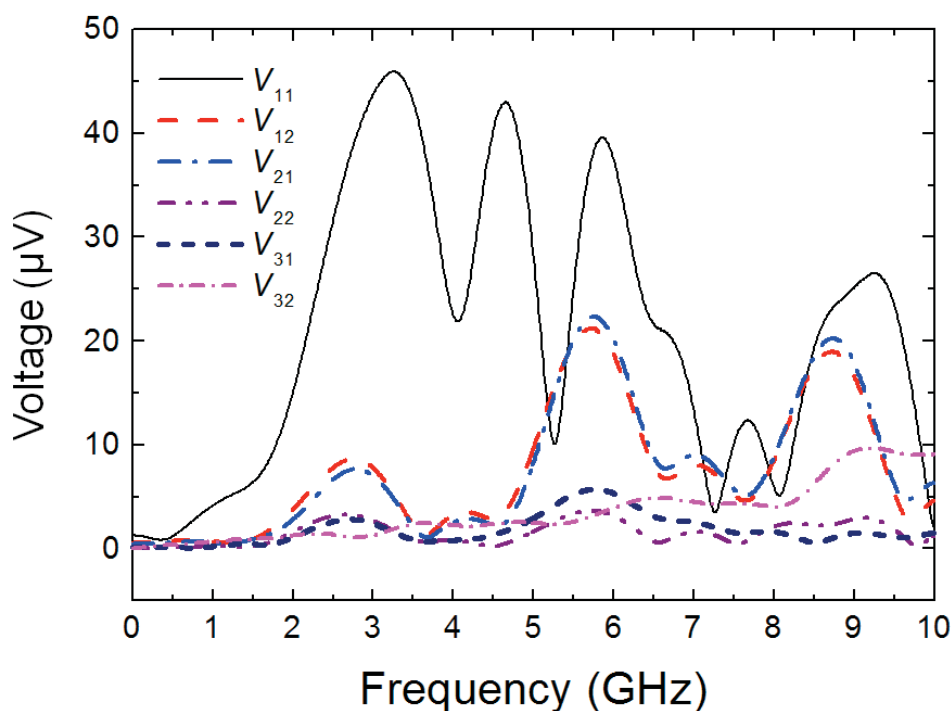
ซึ่ง Lump network element ที่ถูกเชื่อมต่อระหว่างสายตัวนำเพื่อวัดแรงดันไฟฟ้าโดยกำหนดโหลด 50 โอห์ม เป็นตัวแมทซิ่ง (Matching)

การคำนวณ EMI แต่ละส่วนของ TSAI อาศัยสมมุติฐานในการเกิดการเกิด EMI ในขนาดที่มากที่สุด ซึ่งจำกัดโดยทิศทางการตกกระทบของสนามภายนอกที่เป็นการกระตุ้นที่ปลายสาย (Endfire excitation) คือทิศทางการตกกระทบของสนาม ($\hat{P}_i$) คือมุมยกจากแนวแกน z , $\theta = 90^\circ$ และมุมในแนวระนาบ x - y , $\phi = 90^\circ$ โดยที่ทิศทางสนามไฟฟ้า ($\hat{E}_i$) มีทิศในแนวขวาง (Transverse) ระหว่างสายตัวนำทั้งสองเส้น

ภาพที่ 4.55 คือโครงสร้าง TSAI ที่อยู่ในโปรแกรม CST Microwave Studio ในกรณีสนามตกกระทบ (Incident field) มีทิศทางการเคลื่อนที่ (Propagation) ในแนวแกน x , สนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทางแนวขวางระหว่างสายตัวนำคือแกน y ขนาด เท่ากับ 1 โวลต์/เมตร สนามแม่เหล็กอยู่ในทิศแกน z ซึ่งการคำนวณนี้พิจารณาในโดเมนของความถี่ในช่วงความถี่ 0-10 GHz ซึ่งสนามตกกระทบเป็นสัญญาณพัลส์แบบเกาส์เซียน (Gaussian pulse) โดยลักษณะของเกาส์เซียนพัลส์ในโดเมนเวลาเป็นดังภาพที่ 4.56

4.2.1.1 EMI แต่ละส่วนบนสายตัวนำ TSAI ของ HGA

ภาพที่ 4.57 คือผลการคำนวณแรงดันเหนี่ยวนำที่แต่ละจุดในสภาวะการจำลองที่มีคลื่นมาตกกระทบกับสายตัวนำ TSAI โครงสร้างเหมือนจริง จากผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 0 จนถึง 3 GHz พบว่าขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่แต่ละจุดนั้นมีค่าที่แตกต่างกันซึ่งเปลี่ยนแปลงตามความถี่ จุดที่ขนาดแรงดันพุ่งขึ้นครั้งแรกคล้ายกับการเกิดเรโซแนนซ์ของทุกจุดนั้นจะอยู่ที่ประมาณ 3.2 GHz โดย V_{11} มีค่าที่สูงสุดประมาณ 45 ไมโครโวลท์ซึ่งเป็นผลจากการตกกระทบของคลื่นนั้นจุดที่วัด V_{11} อยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กับแหล่งกำเนิดคลื่น (Near-end) มากที่สุด รองลงมาคือ V_{12} และ V_{21} ซึ่งมีค่าประมาณ 10 ไมโครโวลท์ และสำหรับ V_{22} , V_{31} , และ V_{32} นั้นเป็นจุดที่ให้ผลการคำนวณที่ระดับที่ต่ำกว่า 10 ไมโครโวลท์ตลอดทั้งช่วง 0 ถึง 10 GHz แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาจุดที่มีการเปลี่ยนแปลงที่มีรูปแบบ (Pattern) ที่แน่นอน แรงดันไฟฟ้าที่จุด V_{12} และ V_{21} นั้นมีผลตอบสนองทางความถี่ที่แน่นอนเนื่องจาก จุดที่ความถี่พุ่งขึ้นนั้นมี 3 จุดซึ่งทั้ง 3 จุดนั้นห่างกันประมาณ 3 GHz ซึ่งได้แก่ 3, 6, และ 9 GHz

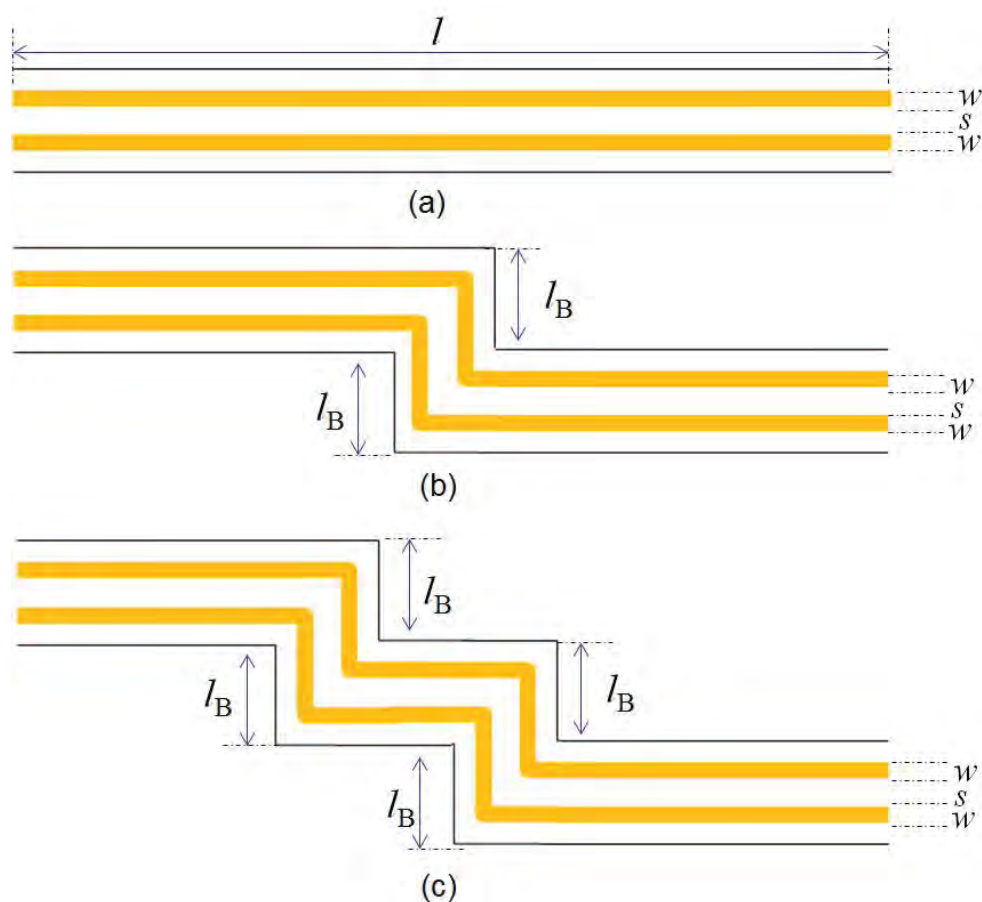


ภาพที่ 4.57 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แต่ละส่วนของ TSAI

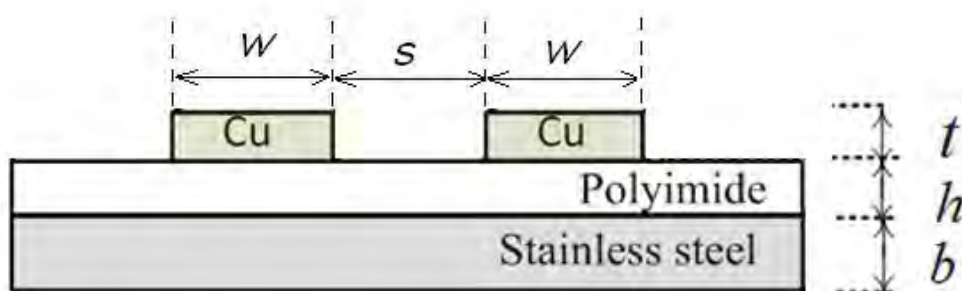
จากผลความไม่แน่นอนของรูปแบบ (Pattern) การตอบสนองต่อความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่แต่ละส่วนของ TSAI ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากความซับซ้อนของโครงสร้าง TSAI [13] เนื่องจากส่วนโค้งงอในส่วนที่ 1 และส่วนที่ 3 ของโครงสร้างดังภาพที่ 4.53 เพื่อที่จะยืนยันผลกระทบจากส่วนโค้งงอของโครงสร้าง ผลการพิสูจน์จะถูกนำเสนอในหัวข้อต่อไป

4.2.1.2 ผลกระทบจากส่วนโค้งของสายตัวนำ TSI ต่อการเกิด EMI

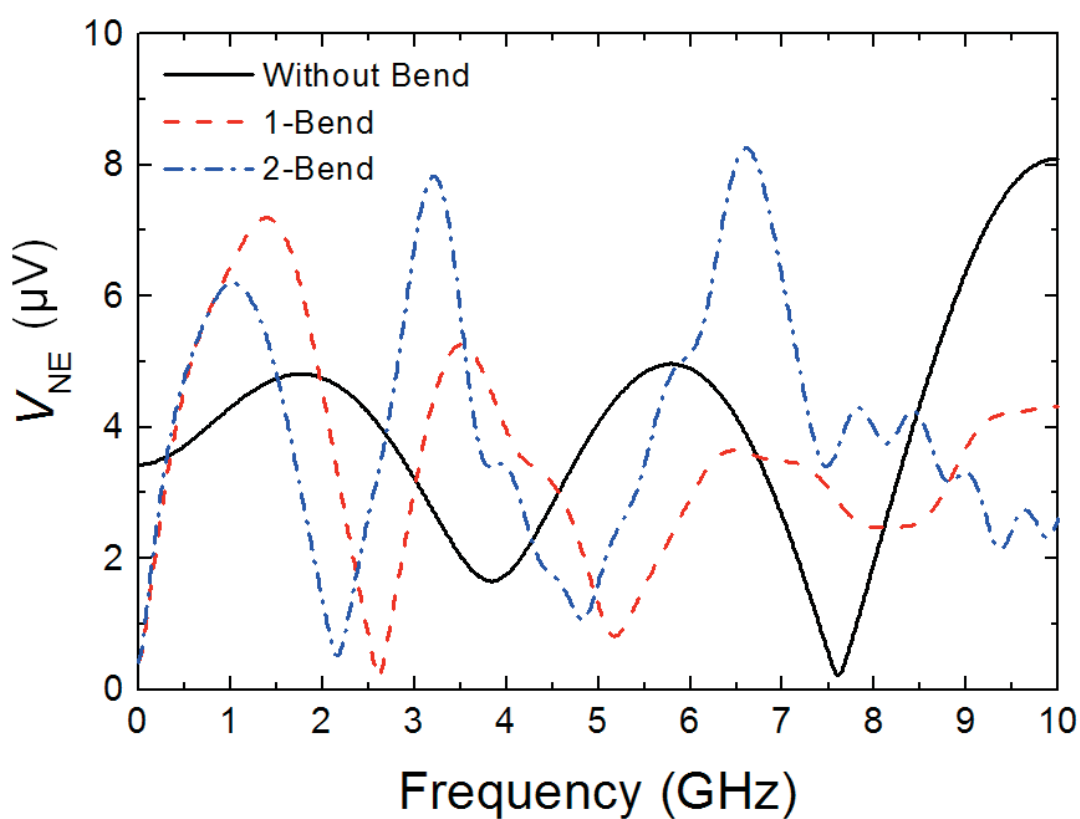
ภาพที่ 4.58 คือโครงสร้างที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากส่วนโค้งของสายตัวนำที่มีต่อลักษณะการตอบสนองทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โครงสร้างที่ถูกนำมาศึกษาประกอบด้วย แบบที่ 1 คือ โครงสร้างสายตัวนำคู่ขนานแบบปกติ, แบบที่ 2 คือโครงสร้างสายตัวนำคู่ขนานที่มีส่วนโค้งงอ 1 ส่วน, แบบที่ 3 คือโครงสร้างสายตัวนำคู่ขนานที่มีส่วนโค้งงอ 2 ส่วน ดังแสดงในภาพที่ 4.58 (a), 4.58 (b), และ 4.58 (c) ตามลำดับ



ภาพที่ 4.58 โครงสร้างสายตัวนำคู่ขนาน (a) แบบปกติ (Without Bend), (b) แบบมีส่วนโค้ง 1 ส่วน (1-Bend), และ (c) แบบมีส่วนโค้ง 2 ส่วน (2-Bend)

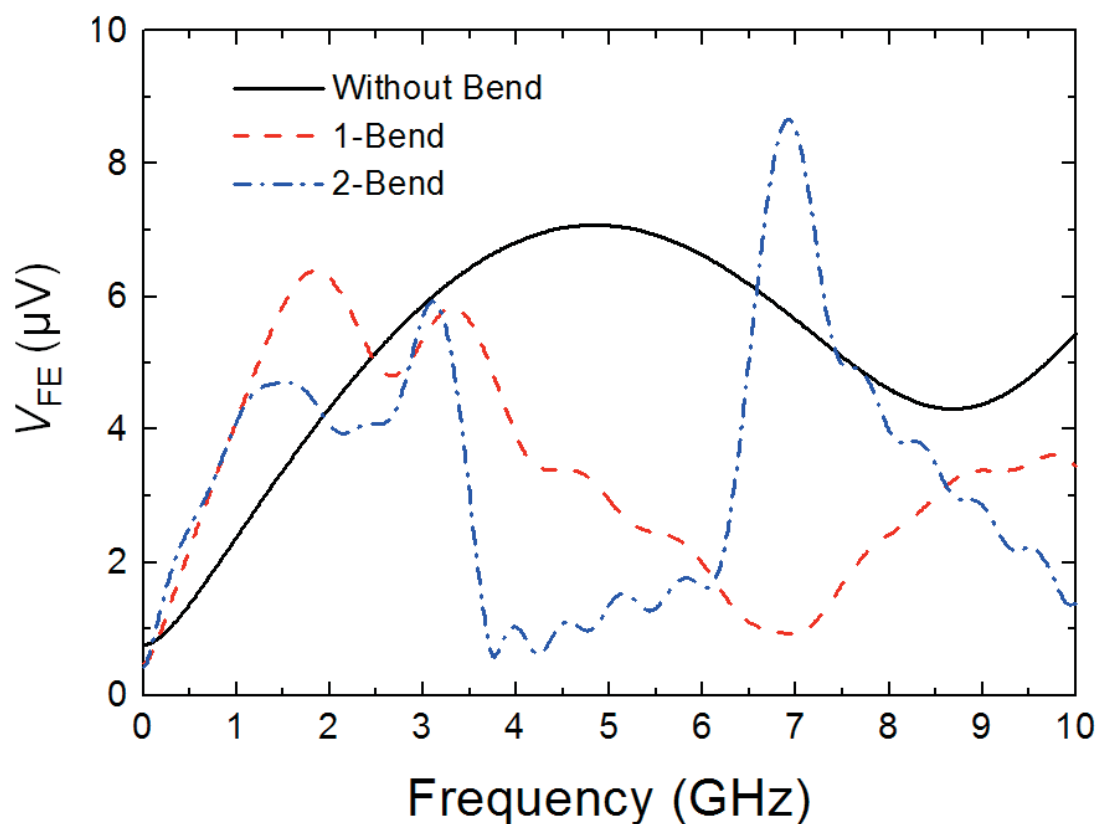


ภาพที่ 4.59 โครงสร้างภาคตัดขวางของสายตัวนำที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากการโค้งงอ



ภาพที่ 4.60 แรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง Near-end ของ TSAI

การคำนวณแรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากการตกกระทบของสนามไฟฟ้าที่ใช้นี้ ใช้วิธีการเดียวกันกับที่อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.2.3.1 ขนาดของสายตัวนำที่ใช้ศึกษา กำหนดให้สายตัวนำทั้ง 3 แบบ ความยาว (l) 35 ไมโครเมตร ส่วนโค้งงอ (I_B) 2.7 และโครงสร้างภาคตัดขวางตามภาพที่ 4.59 ใช้สายตัวนำความหนา (t) เท่ากับ 18 ไมโครเมตร ความกว้างของสายตัวนำ (w) เท่ากับ 30 ไมโครเมตร, ความกว้างของช่องว่างระหว่างสายตัวนำ (s) เท่ากับ 30 ไมโครเมตร, ความหนาของชั้นโพลีอิมได์ (h) เท่ากับ 10 ไมโครเมตร, และความหนาของชั้นสแตนเลส (b) เท่ากับ 20 ไมโครเมตร



ภาพที่ 4.61 แรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง Far-end ของ TSAI

ภาพที่ 4.60 คือผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านใกล้ (Near-end) (V_{NE}) กับผลกระทบจากการมีส่วนโค้งงอของสายตัวนำ ในช่วงความถี่ 0 ถึง 10 GHz V_{NE} ของทุกโครงสร้างนั้นเปลี่ยนแปลงตามความถี่โดยมีการแกว่งไปมา (Fluctuation) ของแรงดันซึ่งเป็นผลจากการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้าง อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาารูปแบบ (Pattern) การตอบสนอง สำหรับกรณีโครงสร้างที่ไม่มีส่วนโค้งงอ (Without Bend) การแกว่งไปมานั้นมีรูปแบบที่แน่นอนกว่าทุกกรณี สังเกตได้จากจุดที่เกิดยอดแหลม (Peak) ของ V_{NE} นั้นคือเกิดที่ 2, 6, และ 10 GHz ซึ่งแต่ละช่วงนั้นความถี่ห่างกัน 4 GHz ซึ่งต่างจากในกรณีอื่น

ภาพที่ 4.61 ผลตอบสนองทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านไกล (far-end) (V_{FE}) กับผลกระทบจากการมีส่วนโค้งงอของสายตัวนำ ในช่วงความถี่ 0 ถึง 10 GHz V_{FE} ของทุกโครงสร้างนั้นเปลี่ยนแปลงตามความถี่โดยมีการแกว่งไปมาของแรงดันเช่นเดียวกันกับกรณีของ V_{NE} สำหรับกรณีโครงสร้างที่มีส่วนโค้งงอ 1 ส่วน (1-Bend) และ มีส่วนโค้งงอ 2 ส่วน (2-Bend) นั้นเกิดจุดยอดแหลม หลายจุดและไม่เป็นรูปแบบที่แน่นอน แต่ในกรณีโครงสร้างที่ไม่มีส่วนโค้งงอ (Without Bend) V_{NE} นั้นเพิ่มขึ้นตามความถี่ในช่วงเริ่มต้นจนกระทั่งมีค่ามากตรงจุดยอดแหลมเพียงจุดเดียวที่ความถี่เท่ากับ 5 GHz และเกิดการแกว่งเมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น

จากผลการคำนวณ พบว่าการโค้งงอของสายนั้นส่งผลต่อการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้างซึ่งส่งผลกระทบต่อ ลักษณะการตอบสนองทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากการตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ลักษณะที่เกิดขึ้นนี้ เป็นอุปสรรคต่อการวิเคราะห์ผลที่จะใช้ในการออกแบบซึ่งเป็นวัตถุประสงค์หลักใน

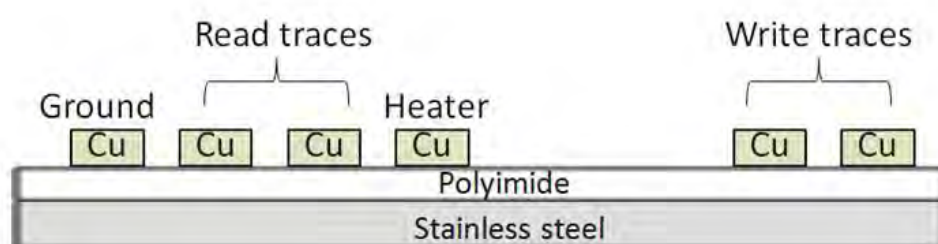
การศึกษา ดังนั้นเพื่อให้ได้ผลการออกแบบ TSAI ที่สามารถลด EMI ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในงานวิจัยนี้ จึงหลีกเลี่ยงการพิจารณาผลกระทบจากการโค้งงอของสายตัวนำโดยการทำโครงสร้างเป็นสายคู่ขนาน เพื่อใช้พัฒนาปรับปรุงโครงสร้างให้สามารถลด EMI ได้และสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสาย TSAI ของฮาร์ดดิสก์ได้

4.2.2 ผลการศึกษาการเกิด EMI บนสายคู่ขนานที่วางบนระนาบกราวด์ (ground plane)

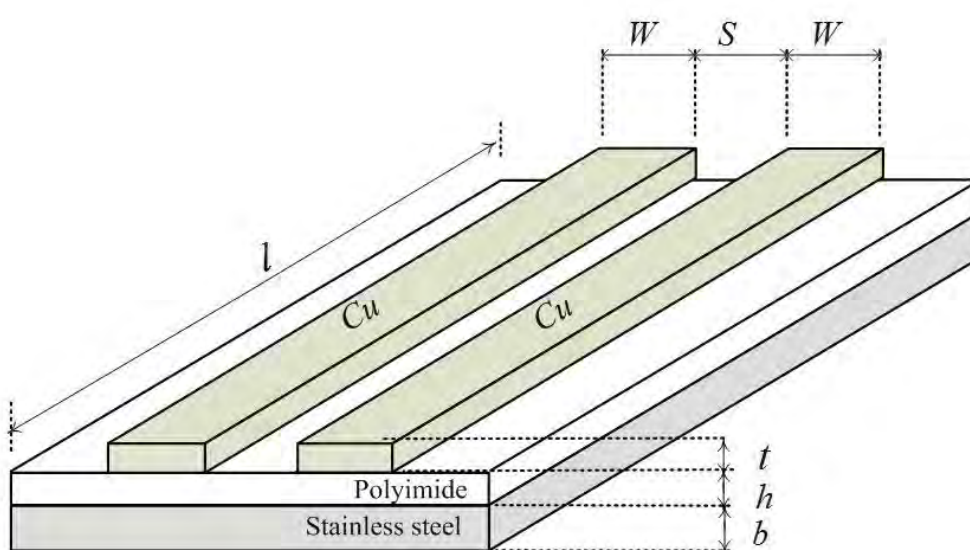
จากการที่โครงสร้างที่โค้งงอของสายตัวนำนั้นส่งผลกระทบต่อพฤติกรรม EMI ซึ่งจะเป็ปัญหาในการศึกษาและออกแบบเพื่อลดการเกิด EMI ให้กับสายตัวนำ เพื่อที่จะตัดผลกระทบดังกล่าวในงานวิจัยนี้ จะทำการจำลองสายตัวนำสัญญาณให้เป็นสายคู่ขนานของสายนำสัญญาณอ่าน (Read traces)

4.2.2.1 สายคู่ขนาน TSAI ที่จำลองจากสายอ่าน

ภาพที่ 4.62 คือรูปภาคตัดขวางของโครงสร้างสาย TSAI ภาพที่ 4.62 (a) คือจำนวนสายตัวนำ TSAI ทั้งหมดซึ่งมี 6 เส้น ประกอบด้วย สายกราวด์ 1 เส้น, คู่สายสัญญาณอ่าน 2 เส้น, สายฮีเตอร์ของสัญญาณควบคุมความสูงระยะบิน (Flying height control) 1 เส้น, และคู่สายสัญญาณเขียน 2 เส้น



(a)



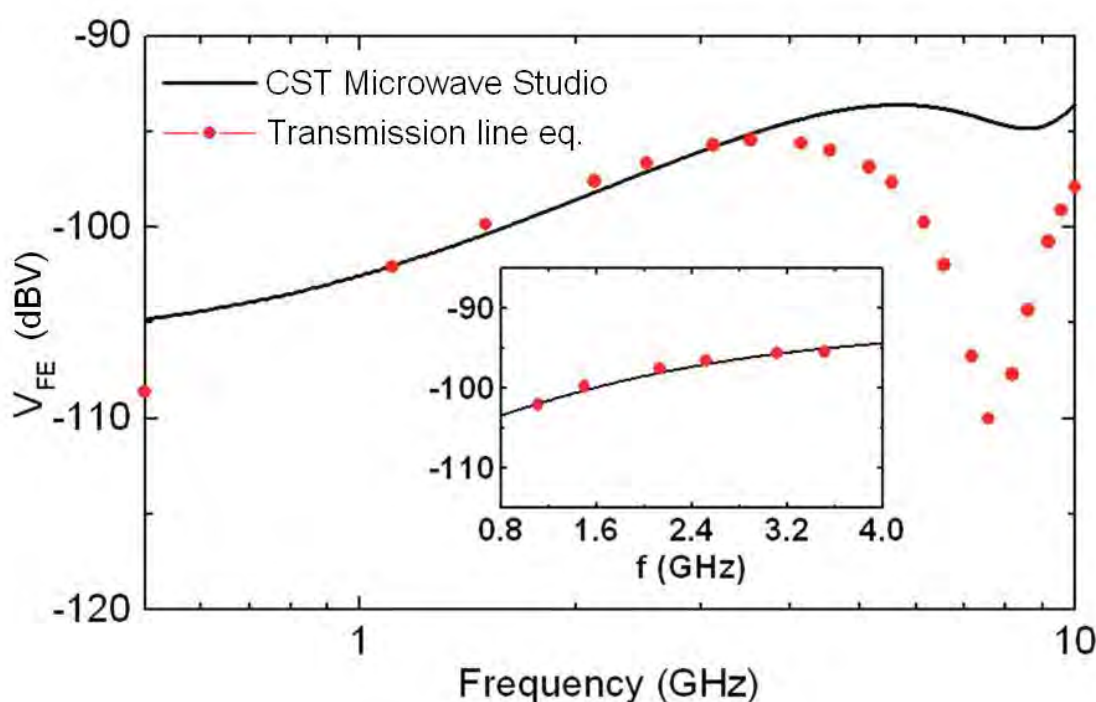
(b)

ภาพที่ 4.62 โครงสร้างภาคตัดขวางของสาย TSAI (a) ทั้งหมด 6 เส้น, (b) คู่สายอ่าน (Read traces)

สายสัญญาณอ่าน ดังภาพที่ 4.62 (b) คือคู่สายที่ถูกเลือกมาใช้ทำการศึกษา โครงสร้างของคู่สายอ่านที่จำลองขึ้นมีขนาดความยาว (L) เท่ากับ 35 มิลลิเมตร (เทียบเท่ากับขนาดความยาวของสาย TSAI สำหรับฮาร์ดดิสก์ขนาด 2.5") คู่สายตัวนำทองแดง (Copper: Cu) ขนาดความกว้าง (W) เท่ากับ 30 ไมโครเมตร ช่องว่างระหว่างสายตัวนำเท่ากับ 30 ไมโครเมตร ขนาดความหนาของตัวนำทองแดงเท่ากับ 18 ไมโครเมตร ชั้นไดอิเล็กตริกเป็นวัสดุโพลีอิมได์ (Polyimide) ความหนา (h) 10 ไมโครเมตร และชั้นล่างสุดเป็นสแตนเลส (Stainless steel) ความหนาเท่ากับ 20 ไมโครเมตร

4.2.2.2 ผลการคำนวณแรงดันเหนี่ยวนำสายคู่ขนาน TSAI ที่จำลองจากสายอ่าน (Read Traces)

การนำเสนอนี้เป็นผลการคำนวณเริ่มต้นที่จะถูกใช้ประกอบการออกแบบสายตัวนำ ซึ่งผลการคำนวณแรงดันที่เกิดจากการตกกระทบของสนามภายนอกที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio และผลการคำนวณที่ได้จากสมการสายส่ง จะถูกเปรียบเทียบเพื่อเพิ่มความน่าเชื่อถือของผลการคำนวณ ซึ่งวิธีการคำนวณโดยโปรแกรม CST Microwave Studio และใช้สมการสายส่ง



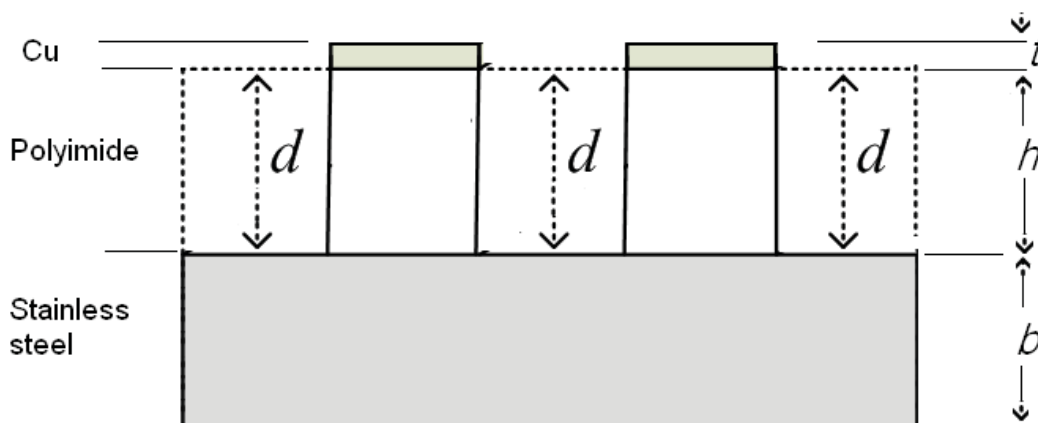
ภาพที่ 4.63 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ปลายสายด้านไกล (V_{FE})

ภาพที่ 4.63 คือขนาดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากการตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายนอก (V_{FE}) ซึ่งถูกแสดงในหน่วย dBV ($20\log(V)$) ในช่วงความถี่ 500 MHz–10 GHz ผลการคำนวณโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio แทนด้วยเส้นกราฟสีดำ และผลการคำนวณที่ได้จากสมการสายส่งแทนด้วยเส้นประสีแดง ผลการเปรียบเทียบจากการคำนวณทั้งสองวิธีค่อนข้างจะเหมือนกัน โดยช่วงเริ่มต้นความถี่ 500 ถึง 800 MHz V_{FE} มีค่าที่แตกต่างกันเล็กน้อย ซึ่งคาดว่าเป็นผลอันเนื่องมาจากการคำนวณพารามิเตอร์ต่อหน่วย

ความยาวและค่า Loss tangent ที่ถูกกำหนดให้กับสมการสายส่ง [31] เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเกินกว่า 800 MHz ขนาดของ V_{FE} เพิ่มขึ้นตามความถี่และผลจากการคำนวณทั้งสองวิธี V_{FE} มีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก จากนั้นขนาดของ V_{FE} มีค่าลดลงที่ความถี่ประมาณ 4 GHz สำหรับการคำนวณโดยสมการสายส่ง และขนาดของ V_{FE} มีค่าลดลงที่ความถี่ประมาณ 6 GHz สำหรับผลการคำนวณโดยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้าง (Structural resonance) [32] ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากผลการเปรียบเทียบของสองวิธีในการคำนวณ อย่างไรก็ตาม ผลการเปรียบเทียบในช่วงความถี่ 800 MHz-4 GHz นั้น ขนาดของ V_{FE} มีค่าที่ใกล้เคียงกันซึ่งคลาดเคลื่อนน้อยกว่า 2 dBV ดังนั้นการคำนวณ V_{FE} ที่ช่วงความถี่ 800 MHz-4 GHz จะถูกนำมาอ้างอิงในการออกแบบสายตัวนำบนโปรแกรม CST Microwave Studio

4.2.3 ผลการออกแบบ TSAI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก

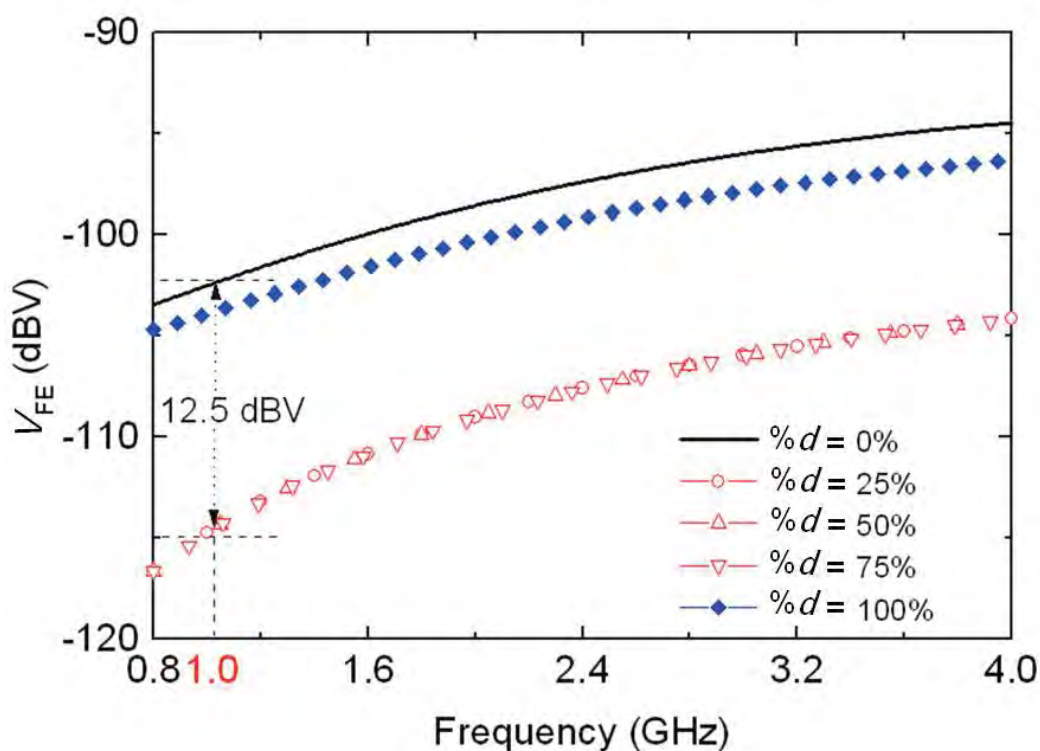
การออกแบบโดยใช้หลักการสูญเสียในชั้นไดอิเล็กตริก ตามที่นำเสนอไว้ในหัวข้อ 3.2.3.2 คือการเจาะชั้นที่ไดอิเล็กตริกของสายตัวนำ จากรูป 4.64 ซึ่งความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 10 ไมโครเมตร การศึกษาผลกระทบจากระยะความหนาของการเจาะ (d) ในการออกแบบจะทำการเปลี่ยนขนาดความหนาของการเจาะโดยคิดเป็นค่าเปอร์เซ็นต์ $\%d = 0\%$ (ไม่มีการเจาะ), 25%, 50%, 75%, และ 100% (การเจาะออกทั้งหมด) พารามิเตอร์ที่จะแสดงถึงผลการออกแบบโดยวิธีการนี้คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ประสิทธิภาพการป้องกัน (Shielding effectiveness) ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณของสาย TSAI ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำ (Differential impedance) และ Crosstalk



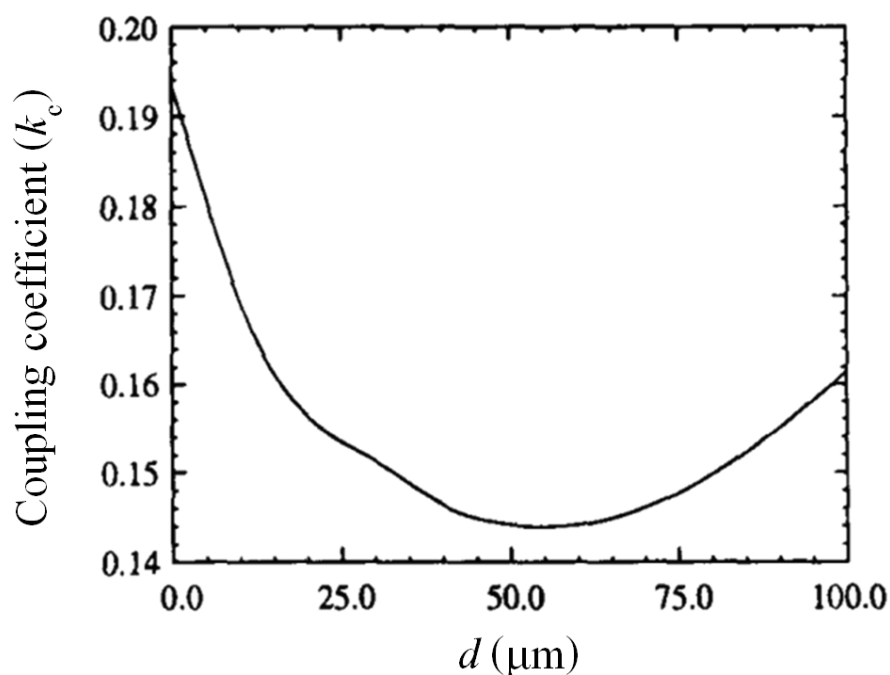
ภาพที่ 4.64 โครงสร้างที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากระยะความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก (d)

4.2.3.1 แรงดันเหนี่ยวนำจากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก

ภาพที่ 4.65 คือขนาดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (V_{FE}) ที่คำนวณได้ ที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d) ผลตอบสนองทางความถี่ของทุกระยะของการเซาะ V_{FE} มีการเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มความถี่ เมื่อเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเซาะนั้น V_{FE} จะมีค่าลดลงตลอดทั้งช่วงความถี่ที่แสดง โดยที่ %d = 25, 50, และ 75% สามารถลดขนาด V_{FE} ได้ถึง 12.5 dB โดยที่ระดับการลดลงที่ได้นี้มีค่าเท่ากันทั้งหมด ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากตัวแปรที่ควบคุมการเหนี่ยวนำระหว่างสายคือ Coupling coefficient (k_c) [33] นั้นมีค่าที่ใกล้เคียงกันมากดังแสดงในภาพที่ 4.66 ซึ่งจะเห็นว่าที่ระยะ 25 ถึง 75 ไมโครเมตรนั้นค่า k_c มีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก โดยที่ค่าต่ำสุดของ k_c จะอยู่ที่ 50 ไมโครเมตรคือจุดกึ่งกลางของการเซาะ จากเหตุผลเดียวกันที่ระยะ %d = 25, 50, และ 75% ที่ 25-75% จึงให้ค่า V_{FE} ที่ใกล้เคียงกัน และจะมีค่าต่ำสุดที่ระยะกึ่งกลางของความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก และที่ %d = 100% ขนาดของ V_{FE} นั้นมีการขยับเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของค่า k_c การเซาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำนั้นเป็นการเป็นแปลงค่า Effective dielectric constant ของโครงสร้างโดยการลดค่าไดอิเล็กตริกจาก $\epsilon_r = 3.5$ ซึ่งเป็นของโพลีอิมิด มาเป็น $\epsilon_r = 1$ ของอากาศ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อเกิดการการสูญเสียพลังงานของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในโครงสร้างมีผลทำให้แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากการตกกระทบของสนามภายนอกนั้นลดลง ดังนั้นการออกแบบสาย TSI เพื่อลดผลกระทบจาก EMI ด้วยวิธีการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำก็เป็นอีกหนึ่งวิธีที่สามารถนำมาใช้งานได้



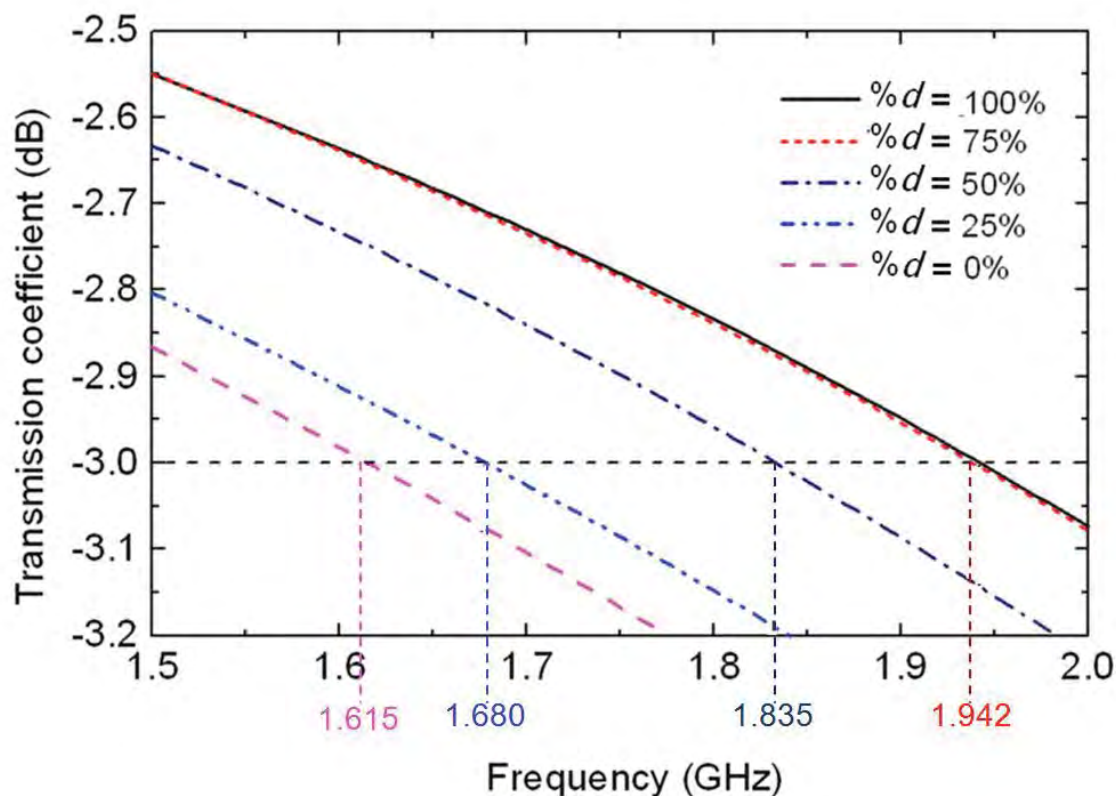
ภาพที่ 4.13 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d)



ภาพที่ 4.66 Coupling coefficient (k_c) ที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก [33]

4.2.3.2 ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณจากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก

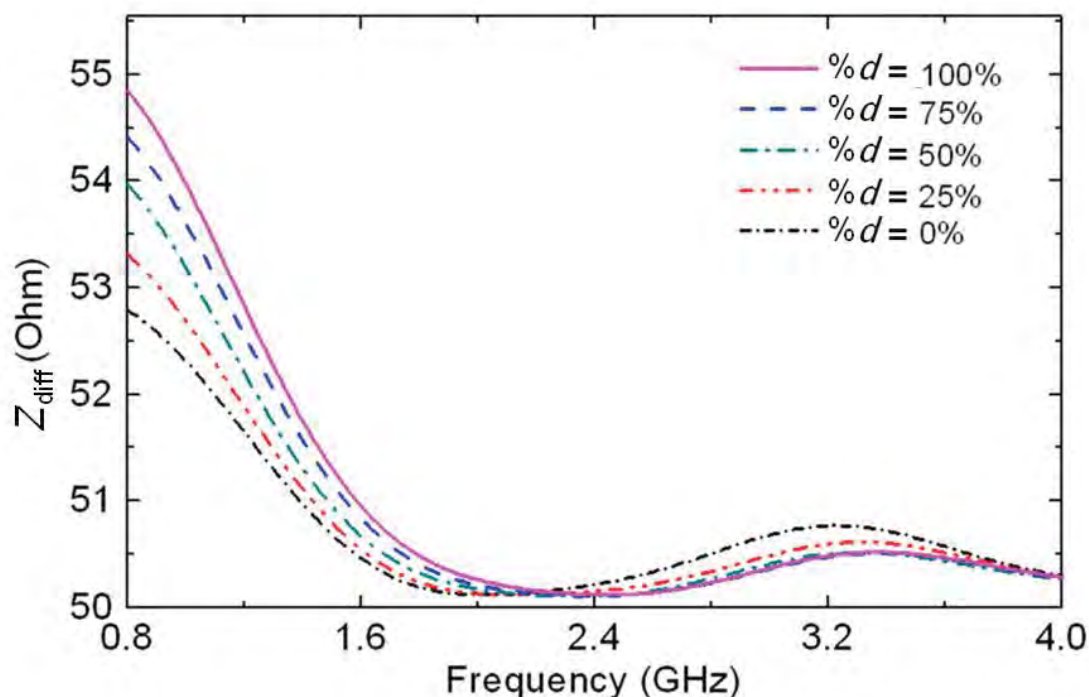
ภาพที่ 4.67 คือสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสายตัวนำ พิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 1.5 GHz ถึง 2 GHz พบว่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านนั้นลดลงเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและในช่วงความถี่ที่นำเสนอพบว่าการลดลงของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านนั้นจะลดลงเป็นเชิงเส้นกับการเพิ่มความถี่ลักษณะที่เกิดขึ้นนี้เป็นผลจากการสูญเสียกำลังของสัญญาณในสายนำสัญญาณที่ความถี่สูงอันเนื่องมาจากคุณสมบัติการสูญเสีย (Lossy) ที่กำหนดให้กับโครงสร้างที่ทำการศึกษา เมื่อพิจารณาขนาดของสัญญาณที่ระดับ -3 dB สำหรับกรณีที่ไม่มี การเจาะที่ชั้นไดอิเล็กตริก ($\%d = 0\%$) พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณนั้นตกลงมาที่ -3 dB ที่ความถี่ 1.615 GHz เมื่อทำการเพิ่มค่าเปอร์เซ็นต์การเจาะ ($\%d$) ค่าความถี่ที่สัมประสิทธิ์การส่งผ่านตกลงมาที่ -3 dB จะเพิ่มสูงขึ้นคือ ที่ $\%d$ เพิ่มเป็น 25%, 50%, 75%, และ 100% ค่าความถี่ที่สัมประสิทธิ์การส่งผ่านตกลงมาที่ -3 dB นั้นเพิ่มสูงขึ้นเป็น 1.680, 1.835, 1.942, และ 1.942 ตามลำดับ การเพิ่มขึ้นของความถี่ที่ -3 dB ของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสัญญาณนั้นหมายถึง สายตัวนำ TSAI ที่ออกแบบสามารถส่งผ่านสัญญาณในช่วงความถี่ที่สูงได้โดยที่กำลังของสัญญาณไม่ลดลงต่ำกว่า -3 dB ซึ่งก็คือสายตัวนำ TSAI สามารถใช้งานในแถบความถี่ (Frequency bandwidth) ที่สูงขึ้นได้โดยการเพิ่มเปอร์เซ็นต์การเจาะชั้นไดอิเล็กตริก ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอจะช่วยให้ประสิทธิภาพให้สายตัวนำสัญญาณ TSAI สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงขึ้นด้วย



ภาพที่ 4.67 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d)

4.2.3.3 อิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำจากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก

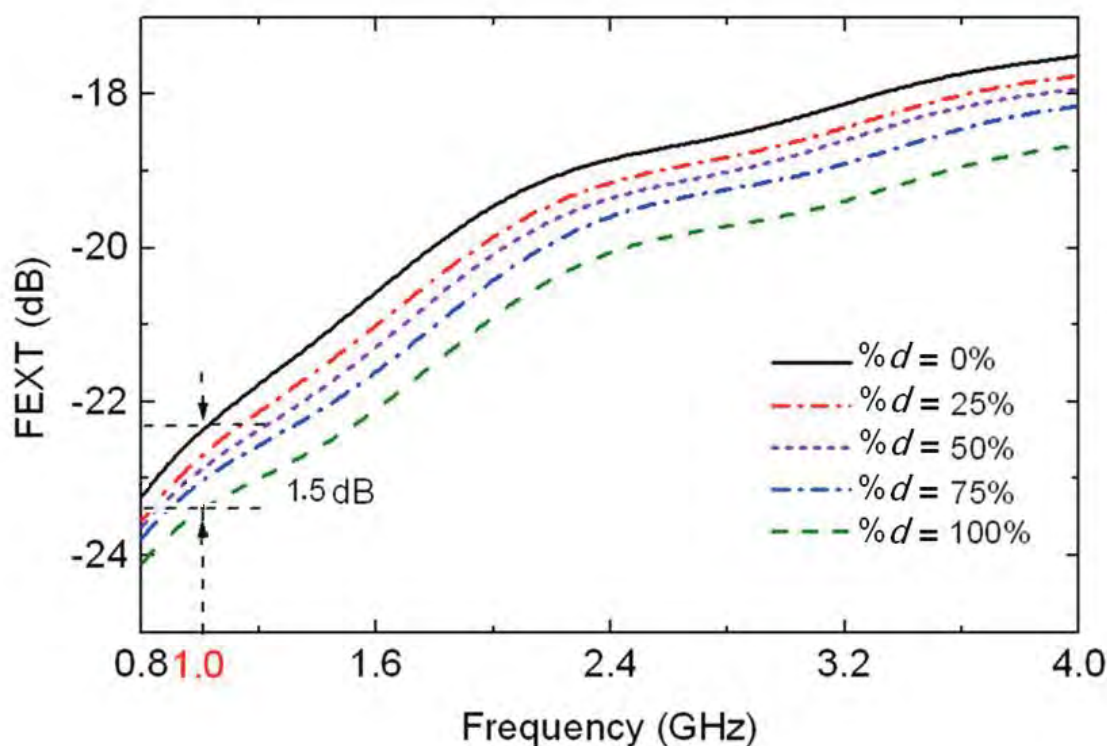
ภาพที่ 4.68 คือผลการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก จากผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 800 MHz ถึง 4 GHz ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำนั้นลดลงตามการเพิ่มความถี่ ซึ่งในช่วง 800 MHz ถึง 1.6 GHz จะลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำสุดจะเกิดขึ้นในช่วงความถี่ 2.0 ถึง 2.4 GHz โดยจะขึ้นอยู่กับค่าเปอร์เซ็นต์การเจาะชั้นไดอิเล็กตริก โดยที่การเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำสุดเกิดขึ้นที่ความถี่สูงขึ้น พิจารณาที่ขนาดของอิมพีแดนซ์ที่มีผลจากการเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก พบว่าการเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกนั้นมีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำนั้นเพิ่มขึ้น โดยเฉพาะในช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 1.6 GHz ค่าอิมพีแดนซ์จะเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัด แต่อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นมากกว่า 1.6 GHz ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำจะลู่เข้าหาที่ค่า 50 โอห์ม และมีการแกว่ง (Fluctuation) อยู่ในช่วง 50 ถึง 50.75 โอห์ม จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกสามารถใช้กำหนดค่าของอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำในช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 1.6 GHz ได้ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการออกแบบเพื่อแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างโหลดกับสายตัวนำในการใช้งานจริง



ภาพที่ 4.68 อิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d)

4.2.3.4 Crosstalk (XT)

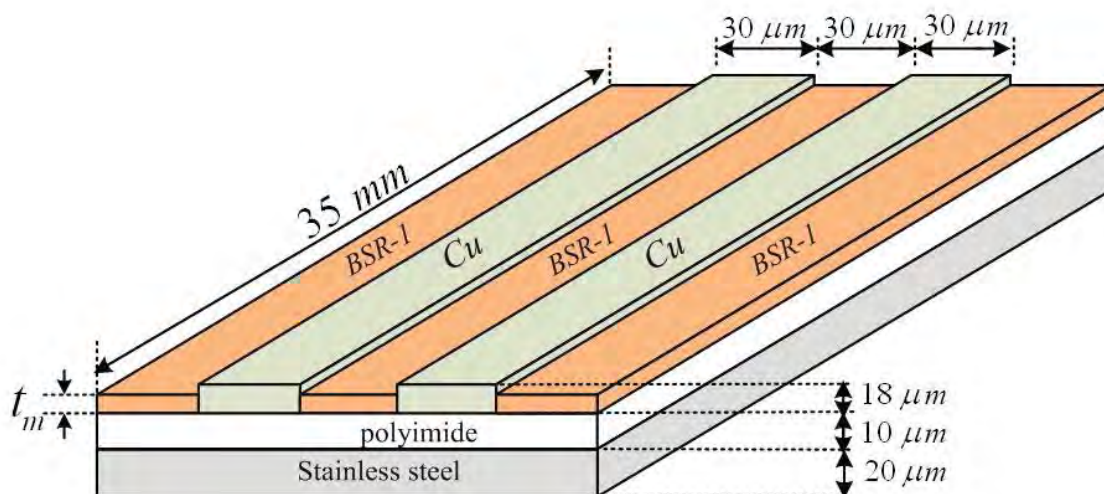
ภาพที่ 4.69 คือ Crosstalk ที่ด้านไกล (FEXT) ที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก จากผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 800 MHz ถึง 4 GHz ขนาดของ FEXT นั้นเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มความถี่ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาผลกระทบจากการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกจะพบว่า ขนาดของ FEXT ในช่วง 800 MHz ถึง 2 GHz จะมีผลขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก โดย FEXT จะมีขนาดลดลงเมื่อเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก สำหรับการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกที่ 100% ในช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 1 GHz การลดลงของ FEXT จะอยู่ที่ประมาณ 1 dB แต่เมื่อความถี่เพิ่มมากกว่า 1 GHz FEXT จะมีการลดลงมากกว่า 1.5 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการออกแบบสาย TSAI ด้วยวิธีการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกนั้นสามารถที่จะลดขนาดของ FEXT ได้ โดยการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกที่ 100% จะให้ผลการลด FEXT ที่ดีที่สุดสำหรับโครงสร้าง TSAI ที่นำเสนอ



ภาพที่ 4.69 FEXT จากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก

4.2.4 ผลการออกแบบ TSAI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก

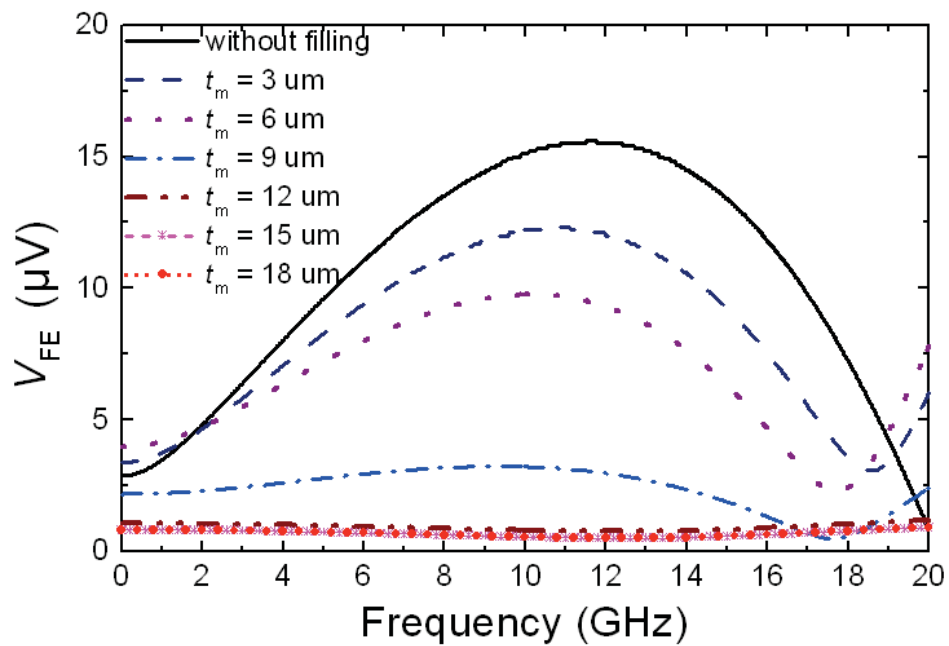
การออกแบบโดยใช้หลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็กในการศึกษานี้คือ การเติมชั้นวัสดุดูดซับที่เป็นวัสดุแม่เหล็ก (Magnetic material) ลงไปที่ช่องว่างระหว่างสายตัวนำ (Cu) โดยที่ความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m) ที่เติมลงไปนั้นจะต้องไม่หนาเกินกว่าความหนาของสายตัวนำคือ 18 ไมโครเมตรดังแสดงในภาพที่ 4.70 โครงสร้าง TSAI ที่นำเสนอจะถูกเติม (Filled) ชั้นวัสดุดูดซับที่ช่องว่างระหว่างสายตัวนำตลอดทั้งเส้น การศึกษาผลกระทบจากระยะความหนาของของชั้นวัสดุดูดซับนั้น ในการออกแบบจะทำการเปลี่ยนขนาดความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ $t_m = 0$ (ไม่มีการเติม), 3, 6, 9, 12, 15, และ 18 ไมโครเมตร (การเติมทั้งหมด) พารามิเตอร์ที่จะแสดงถึงผลการออกแบบโดยวิธีการนี้คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ประสิทธิภาพการป้องกัน (Shielding effectiveness) และประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวน



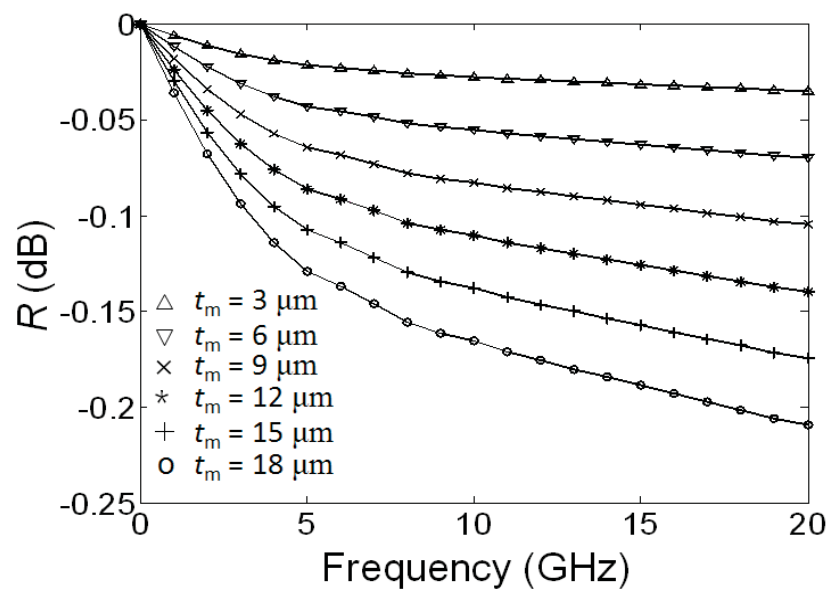
ภาพที่ 4.70 โครงสร้าง TSAI ที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากการเติมวัสดุดูดซับ BSR-1

4.2.4.1 แรงดันเหนี่ยวนำและประสิทธิภาพการป้องกัน (Shielding effectiveness: SE) จากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m)

ภาพที่ 4.71 คือผลตอบแทนทางความถี่จาก 0 ถึง 20 GHz ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (V_{FE}) ที่คำนวณได้จากแต่ละความหนาของวัสดุดูดซับ (t_m) การตอบสนองทางความถี่ของ V_{FE} สำหรับกรณี $t_m \leq 6$ ไมโครเมตร V_{FE} จะเพิ่มขึ้นตามความถี่อย่างรวดเร็วในช่วงความถี่ 0 ถึง 10 GHz จากนั้น V_{FE} จะไปถึงจุดที่มีค่าสูงที่สุดที่ความถี่แตกต่างกัน ทั้งนี้การเกิดค่าสูงที่สุดของ V_{FE} นี้เป็นผลจากการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้าง โดยความถี่ที่ค่าสูงที่สุดนั้นขึ้นกับค่า t_m นอกจากนี้ ผลจากการเปลี่ยนค่า t_m ยังมีผลกระทบต่อค่า V_{FE} คือ V_{FE} จะมีค่าลดลงตามการเพิ่มของ t_m พิจารณาจาก ที่ $t_m = 0$ (ไม่มีการเติมวัสดุดูดซับ) จะให้ค่า V_{FE} สูงสุดเท่ากับ 15.9 ไมโครโวลต์ ที่ความถี่ 11.5 GHz, ที่ $t_m = 3$ ไมโครเมตรจะให้ค่า V_{FE} สูงสุดเท่ากับ 12.5 ไมโครโวลต์ ที่ความถี่ 11.0 GHz, ที่ $t_m = 6$ ไมโครเมตรจะให้ค่า V_{FE} สูงสุดเท่ากับ 10.0 ไมโครโวลต์ ที่ความถี่ 10.0 GHz, และที่ $t_m = 9$ ไมโครเมตรจะให้ค่า V_{FE} สูงสุดเท่ากับ 3.5 ไมโครโวลต์ ที่ความถี่ 9.5 GHz ยิ่งไปกว่านั้น การเพิ่มค่า $t_m \geq 12$ ไมโครเมตร V_{FE} ที่ได้นั้นจะมีค่าที่ต่ำประมาณ 1.5 ไมโครโวลต์ ซึ่งเป็นค่าคงที่ไปตลอดทั้งช่วงความถี่ 0 ถึง 20 GHz การลดลงของ V_{FE} ตามการเพิ่ม t_m นั้นเป็นผลอันเนื่องมาจากคุณลักษณะการสูญเสียทางแม่เหล็ก (magnetic loss properties) ของวัสดุ BSR-1 ที่การสูญเสียทางแม่เหล็กนั้นขึ้นอยู่กับค่าการเปลี่ยนแปลงค่า (reflective loss: R) จากผลการเปลี่ยนแปลงค่า t_m ซึ่งสามารถคำนวณจากข้อมูลคุณสมบัติทางแม่เหล็กของ BSR-1 ตามที่นำเสนอไว้ในหัวข้อ 3.5 [54] ภาพที่ 4.20 คือความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (R) กับระดับความหนาของตัวดูดซับ (t_m) ซึ่งพบว่าการสะท้อนกลับของคลื่นที่เข้าไปยังแผ่นดูดซับนั้น-



ภาพที่ 4.71 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แต่ละการเปลี่ยนแปลงความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m)



ภาพที่ 4.72 การสูญเสียจากการสะท้อน (Reflective loss)

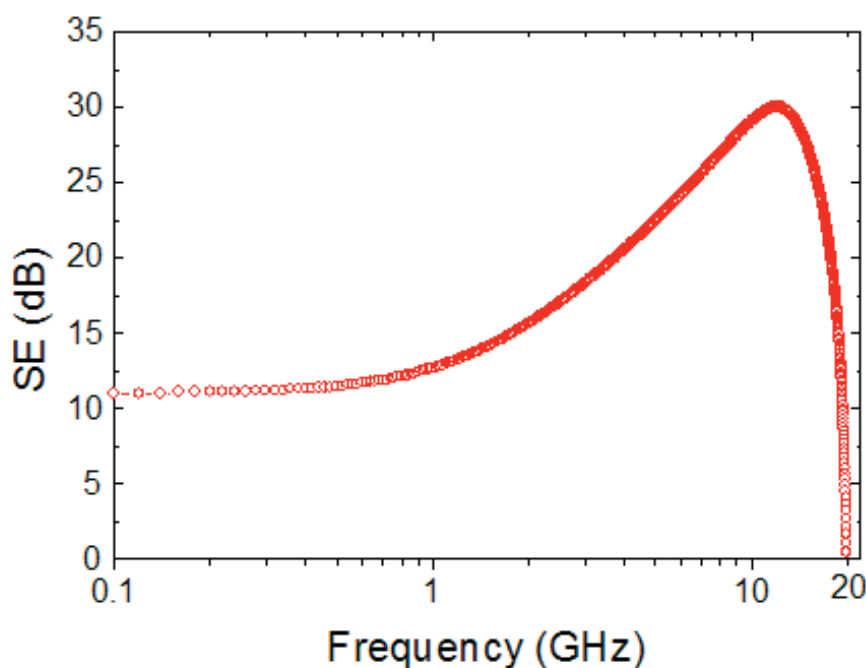
ลดลงเมื่อเพิ่มความหนาของตัวดูดซับ นั่นหมายถึงวัสดุ BSR-1 สามารถดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้มากขึ้น เมื่อความหนาของชั้น BSR-1 เพิ่มขึ้น จึงเป็นผลทำให้ผลการเพิ่มระดับความหนาของตัวดูดซับ (t_m) จึงทำให้ V_{FE} มีค่าลดลง ดังนั้นการออกแบบสาย TSI เพื่อลดผลกระทบจาก EMI ด้วยเติมตัวดูดซับทางแม่เหล็กที่

ช่องว่างระหว่างสายตัวนำก็เป็นอีกหนึ่งวิธีที่สามารถนำมาใช้ลดผลกระทบจากการเกิด EMI บนสายนำสัญญาณ TSI ได้

4.2.4.2 ประสิทธิภาพการป้องกัน (Shielding effectiveness)

จากภาพที่ 4.73 คือประสิทธิภาพการป้องกันคลื่น (SE) ซึ่งเป็นของโครงสร้าง TSI ที่เติมชั้นวัสดุดูดซับ $t_m = 18$ ไมโครเมตรลงไปช่องว่างระหว่างสายตัวนำ (Cu) ค่า SE ที่ได้เป็นผลจากการคำนวณในหัวข้อ 3.2.3.1 โดยใช้ค่าที่อ้างอิงคือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของกรณีไม่มีการเติมวัสดุดูดซับ ($V_{FE_{without\ filling}}$) และใช้ค่าที่ได้จากการออกแบบใหม่คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของกรณีที่เติมวัสดุดูดซับ 18 ไมโครเมตร ($V_{FE_{with\ t_m = 18\ \mu m}}$)

$$SE = 20\log \left(\frac{V_{FE_{without\ filling}}}{V_{FE_{with\ t_m = 18\ \mu m}}} \right) \quad (4.4)$$



ภาพที่ 4.73 ประสิทธิภาพการป้องกันเมื่อ $t_m = 18$ ไมโครเมตร

จากผลการคำนวณ ผลตอบสนองทางความถี่ในช่วงความถี่ 0 ถึง 600 MHz ค่าของ SE นั้นคงที่ประมาณ 11 dB จากนั้นที่ความถี่มากกว่า 600 MHz SE จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งไปถึงค่าสูงสุดเท่ากับ 30 dB ที่ความถี่ 12 GHz จากนั้นที่ความถี่มากกว่า 12.5 GHz SE จะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งลงมาที่ประมาณ 10 dB ที่ความถี่ 19 GHz และลดต่ำลงไปอีกเมื่อความถี่มากกว่า 19 GHz อย่างไรก็ตาม สำหรับ TSI ที่ออกแบบโดยการเติมวัสดุดูดซับที่มีความหนา 18 ไมโครเมตรนั้น สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจาก

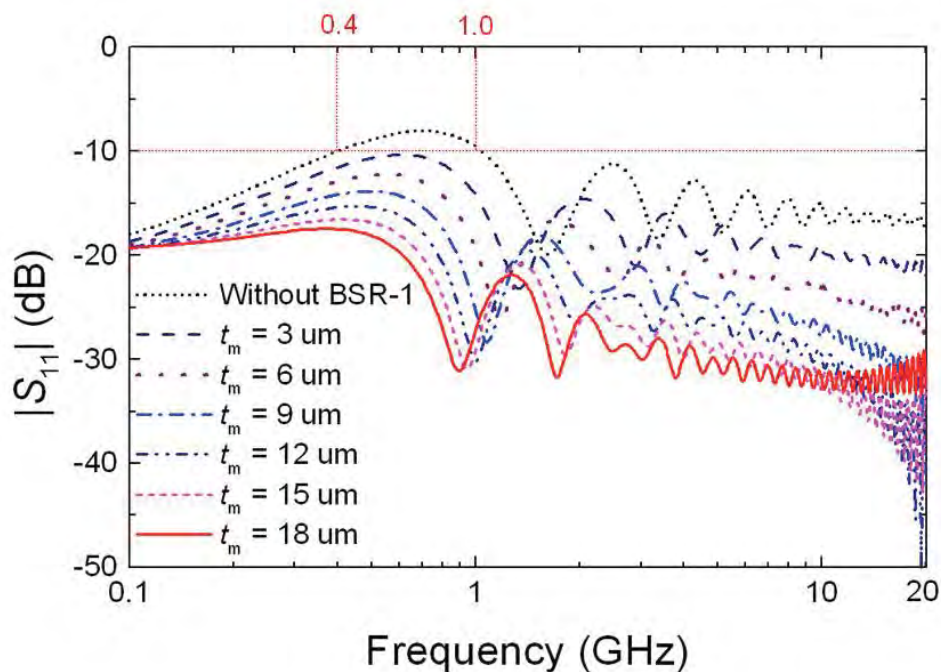
การตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายนอกได้เกินกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 100 MHz ถึง 19 GHz และจะให้ประสิทธิภาพการป้องกันสัญญาณได้สูงที่สุดเท่ากับ 30 dB ที่ความถี่ 12 GHz

4.2.4.3 การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวนในสายตัวนำ

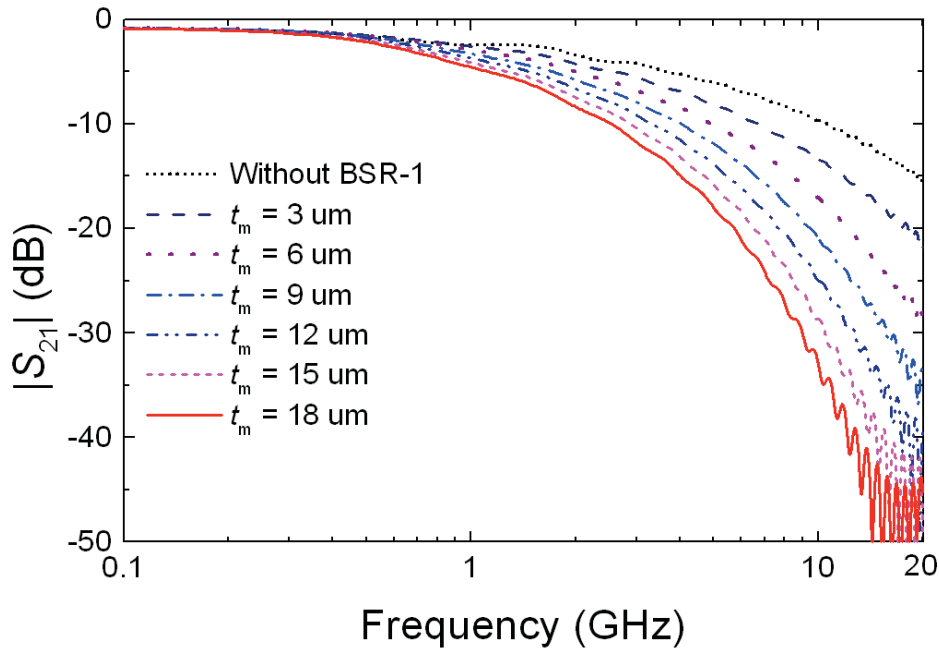
การนำเสนอส่วนนี้เป็นผลการจำลองในกรณีการเกิดสัญญาณรบกวนภายในสาย (Conduction in-line noise) ซึ่งลักษณะสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิค (Harmonic noise) ดังที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2.3.3 ผลการคำนวณที่ใช้วิเคราะห์การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวนนั้น ประกอบด้วย Reflection loss, $|S_{11}|$, และ Insertion loss, $|S_{21}|$, อัตราส่วนระหว่างกำลังที่สูญเสียกับกำลังต้านอินพุต ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$), และผลต่างระหว่าง $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ สำหรับกรณีที่ไม่มีการเติมวัสดุดูดซับกับกรณีที่เติมวัสดุดูดซับ 18 ไมโครเมตร ($\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$)

1) Reflection loss, $|S_{11}|$, และ Insertion loss, $|S_{21}|$

ผลตอบสนองทางความถี่ของ Reflection loss, $|S_{11}|$, และ Insertion loss, $|S_{21}|$ ซึ่งได้จากการคำนวณ ในหัวข้อ 3.2.3.3 ภาพที่ 4.74 คือความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองทางความถี่ของ $|S_{11}|$ กับผลกระทบจากการเพิ่มความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m) สำหรับโครงสร้างที่ปราศจากการเติมวัสดุดูดซับ (Without BSR-1) $|S_{11}|$ จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ในช่วง 100 ถึง 600 MHz จากนั้นจึงมีค่าลดลง ซึ่งทำให้ $|S_{11}|$ มีขนาดสูงกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 400 MHz ถึง 1 GHz ซึ่งเป็นขนาดการเกิด Reflection loss ที่ไม่เป็นที่ต้องการในการใช้งานสายสัญญาณ อย่างไรก็ตามเมื่อเพิ่มความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ จะส่งผลทำให้ $|S_{11}|$ นั้นมีขนาดลดลง โดยสำหรับที่ความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ $t_m = 18$ ไมโครเมตร $|S_{11}|$ นั้นจะมีค่าต่ำกว่า -17.5 dB



ภาพที่ 4.74 ผลตอบสนองทางความถี่ของ Reflection loss ($|S_{11}|$)



ภาพที่ 4.75 ผลตอบสนองทางความถี่ของ Insertion loss ($|S_{21}|$)

ภาพที่ 4.75 คือความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองทางความถี่ของ $|S_{21}|$ กับผลกระทบจากการเพิ่มความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m) ผลการคำนวณพบว่า $|S_{21}|$ มีขนาดลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อเติมเต็มวัสดุดูดซับเข้าไปในโครงสร้างจะส่งผลทำให้ $|S_{21}|$ มีอัตราลดลงตามความถี่เร็วขึ้น พิจารณาที่ความถี่ 20 GHz สำหรับความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ $t_m = 0$ (Without BSR-1) ขนาดของ $|S_{21}|$ มีค่าเท่ากับ -15 dB จากนั้นเมื่อเพิ่มความหนาของชั้นวัสดุดูดซับเป็น $t_m = 3, 6, 9, 12, 15$, และ 18 ไมโครเมตร จะส่งผลทำให้ $|S_{21}|$ ลดลงเป็น -20, -28, -35, -40, -43, และ -45 dB ตามลำดับ จากสมมุติฐานการป้องกันสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิก (Harmonic noise) ที่ย่านความถี่ตัด (Stop band) ที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 3.3.3 นั้น โครงสร้าง TSAI ที่เติมชั้นวัสดุดูดซับที่ความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตรให้ผลการป้องกันสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิกได้ประสิทธิภาพสูงที่สุด ซึ่งจากผลการคำนวณที่ได้นั้น การลดลงของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ตามการเพิ่มความหนาของชั้นวัสดุดูดซับนั้น เป็นผลอันเนื่องมาจากการดูดซับที่เกิดจากการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็กซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m) ดังแสดงในภาพที่ 4.72

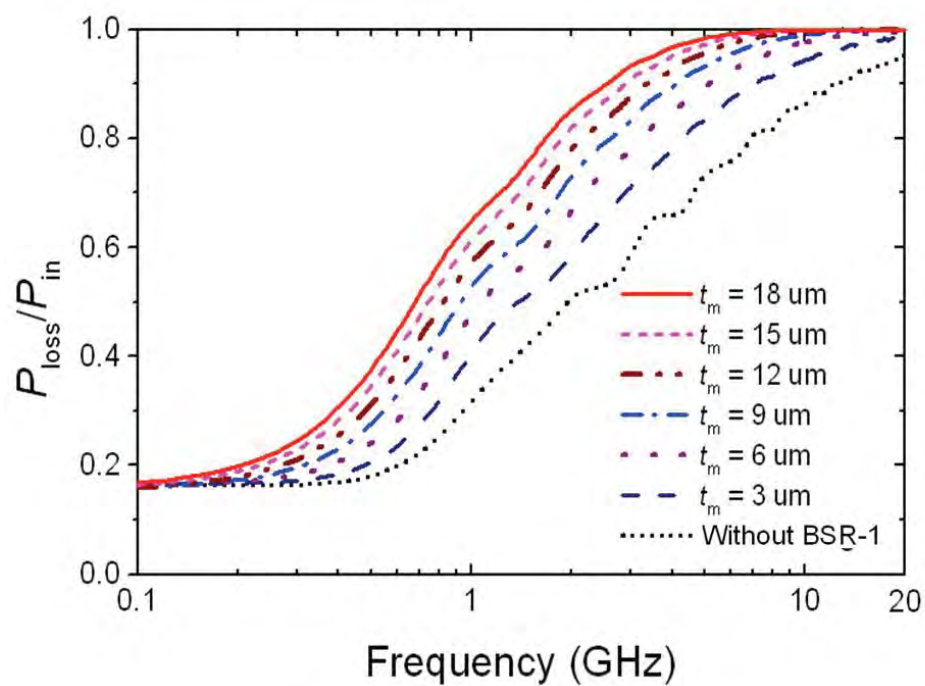
2) อัตราส่วนระหว่างกำลังที่สูญเสียกับกำลังด้านอินพุต ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) และผลต่างระหว่าง

$P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ สำหรับกรณีที่ไม่มีการเติมวัสดุดูดซับกับกรณีที่เติมวัสดุดูดซับ 18 ไมโครเมตร

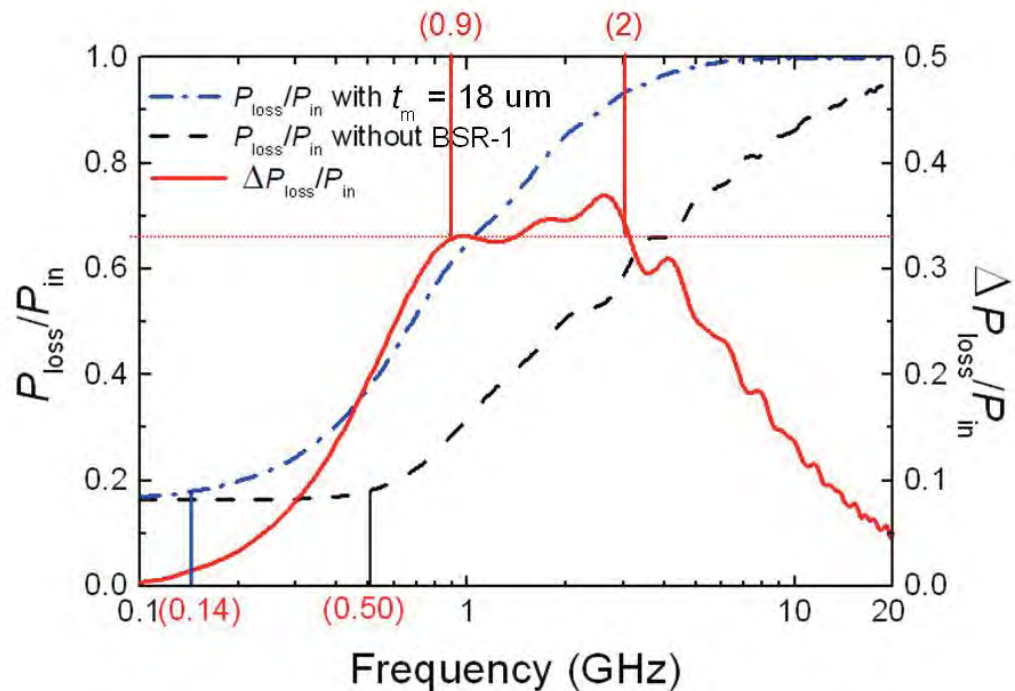
$$(\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}})$$

อัตราส่วนระหว่างกำลังที่สูญเสียกับกำลังด้านอินพุต ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) [34] คือพารามิเตอร์ที่ถูกใช้แสดงประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิก (Harmonic noise) ที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 3.2.3.3 ภาพที่ 4.76 คือผลตอบสนองทางความถี่ของ ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) กับการเปลี่ยนแปลงความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ t_m สำหรับโครงสร้างที่ปราศจากการเติมวัสดุดูดซับ (Without BSR-1) ที่ความถี่จาก 100 MHz ถึง 600 MHz $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ ที่คำนวณได้มีค่าประมาณ 0.15 จากนั้น $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ จะมีขนาดเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มความถี่จนกระทั่งถึง

0.95 ที่ความถี่ 20 GHz เพิ่มขึ้น ผลกระทบจากการเติมวัสดุดูดซับใน TSAI พบว่า ค่าของ $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ จะเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มระดับความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ t_m นอกจากนั้น จุดความถี่ในการเริ่มพุ่งขึ้นของ $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ และจุดความถี่ที่ให้ค่าสูงสุดนั้นจะเลื่อนลงมาที่ความถี่ต่ำตามการเพิ่มขนาดของ t_m ที่การเติมวัสดุดูดซับระดับความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตรจะทำให้ $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ มีค่ามากที่สุด โดย $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ จะเริ่มพุ่งขึ้นที่ความถี่ 140 MHz และมีค่ามากที่สุดเท่ากับ 1 ที่ความถี่ 6 GHz



ภาพที่ 4.76 อัตราส่วนระหว่างกำลังที่สูญเสียกับกำลังด้านอินพุต ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$)



ภาพที่ 4.77 ผลต่างระหว่าง $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ กรณีที่ไม่มีการเติมวัสดุดูดซับและกรณี que เติมวัสดุดูดซับ 18 ไมโครเมตร และประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนสุทธิ ($\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) [34]

ภาพที่ 4.77 คือผลต่างระหว่าง $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ กรณีที่ไม่มีการเติมวัสดุดูดซับกับกรณี que เติมวัสดุดูดซับ $t_m = 18$ ไมโครเมตร พารามิเตอร์นี้ใช้แสดงประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนที่เป็นค่าสุทธิ (net) ซึ่งคำนวณจาก $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ สำหรับกรณีที่ไม่มีการเติมวัสดุดูดซับ ค่า $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ ซึ่งจะเริ่มพุ่งขึ้นที่ความถี่ 500 MHz แล้วให้ค่า $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ สูงสุดเท่ากับ 0.95 ที่ความถี่ 20 GHz และสำหรับกรณี que เติมวัสดุดูดซับที่ความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตร ค่า $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ จะเริ่มพุ่งขึ้นที่ความถี่ที่ต่ำกว่าคือ 0.14 MHz แล้วให้ค่า $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ สูงสุดเท่ากับ 1.0 ที่ความถี่ 6 GHz ผลการเปรียบเทียบที่ได้ตั้งเส้นกราฟเส้นสีแดงซึ่งเป็นตัวแสดงถึงประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนสุทธิ ($\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) [35] จะเห็นว่า $\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ นั้นเพิ่มขึ้นตามความถี่อย่างชัดเจนจนกระทั่งถึง 900 MHz จะได้ $\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ เท่ากับ 0.325 จากนั้น $\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ จะมีค่าสูงขึ้นอีกจนกระทั่งไปถึงค่ามากที่สุดเท่ากับ 3.75 ที่ความถี่ 2.4 GHz และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเกินกว่า 2.4 GHz นั้น $\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ จะมีค่าที่ลดลง อย่างไรก็ตามการออกแบบ TSAI ด้วยการเติมวัสดุดูดซับที่ความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตรนั้นจะให้ค่า $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ ที่สูงสุดพร้อมทั้งให้ประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนที่เป็นค่าสุทธิ (net) มากกว่า 0.325 ในช่วงความถี่ 900 MHz ถึง 2 GHz

เอกสารอ้างอิง

1. **ARLON Microwave materials – DiClad Series®** (2013). Retrieved March 20, 2013, from <http://www.arlon-med.com/Diclad.pdf>.
2. **E5070A, E5071A ENA Series RF Network Analyzer User Guide**. (2002). Retrieved March 20, 2013, from <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E5070-90010.pdf>.
3. Mbairi, F., Siebert, W., and Hesselbom, H. (2008). High-frequency transmission lines crosstalk reduction using spacing rules. **IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies**, 31(3), 601–610.
4. Haller, T. R., Whitmore, B. S., Zabinski, P. J., and Gilbert, B. K. (1993). High frequency performance of GE high density interconnect modules. **IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology**, 16(1), 21–27.
5. Pro, J. D., Reon, M. E. (2006). Characteristic impedance and signal loss measurement of Head-to-Preamplifier interconnections. **IEEE Transactions on Magnetics**, 42(2), 261–265.
6. Hentges, R. T., Pro, J. D., Roen, M. E., VanHecke, G. J., and Kimball, G. H. (2008). Exploring low loss suspension interconnects for high data rates in hard disk drives. **IEEE Transactions on Magnetics**, 44(1), 169–174.
7. Jang, E. (2009). Three-dimensional electromagnetic analysis of hard disk drive suspension interconnects with periodic apertures in reference plane. **Journal of Apply Physics**, 105(7), 07C128– 07C128-3.
8. Kim, C. S., Park, J. S., Ahn, D., and Lim, J. B. (2000). A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, 10(4), 131–133.
8. Ahn, D., Park, J., Kim, C., Kim, J., Qian, Y., and Itoh, T. (2001). A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 49(1), 86–93.
9. Lim, J. S., Kim, C. S., Ahn, D., Jeong, Y. C., and Nam, S. (2005). Design of low-pass filters using defected ground structure. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 53(8), 2539–2545.
10. Liu, H.-W., Sun, X.-W., Li, Z.-F., and Yoshimasu, T. (2006). Propagation characteristics of microstrip lines with 2D defected ground structures. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, 16(3), 280–286.
11. Roy, S. M., Karmakar, N. C., and Balbin, I. (2008). Investigation into paradigm junction capacitance and inductance of dumbbell-shaped slotted ground structures, **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, 18(5), 464–475.
12. Wood, R. (2009). Future hard disk drive systems, **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, 321(6), 555–561.
13. Carlson, K. W. (2004). Crosstalk in the rigid disk drive in channel front-end. **IEEE Transactions on Magnetics**, 40(1), 281–285.

14. He, Q., Kingston, L., Sandra, S., Gong, H., Rich, H., and Seagle, D. (2002). Write-to-read coupling breakdown in HGA. **IEEE Transactions on Magnetics**, 38(5), 2234–2236.
15. CST GmbH. Germany, **CST MICROWAVE STUDIO – User’s Manual**, [online] [cited 2010 Sept. 9]. Available from: <http://www.cst.com>.
16. Klaassen, K. B., Contreras, J. T., and Peppen, J. V. (2004). Read/write electronics front-end systems for hard disk drives, **IEEE Transactions on Magnetics**, 40(1), 263–268.
17. Yu, S. K., Liu, B., Zhou, W. D., Hua, W., and Gonzaga, L. (2009). Dynamic stability analysis for surfing head-disk interface. **IEEE Transactions on Magnetics**, 45(11), 4979 – 4983.
18. Mbairi, F., Siebert, W., and Hesselbom, H. (2007). On the problem of using guard traces for high frequency differential lines crosstalk reduction. **IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies**, 30(1), 67–74.
19. Montrose, I. (2000). **Printed circuit board design techniques for EMC compliance.**, Wiley, New York.
20. Agarwal, K., Sylvester, D., and Blaauw, D. (2006). Modeling and analysis of crosstalk noise in coupled RLC interconnects. **IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems**, 25(5), 892–901.
21. Kayama, S., Sonehara, M., Sato, T., Yamasawa, K., and Miura Y. (2009). Cross-talk suppression in high-density printed circuit boards using magnetic composite filled in spacing between signal lines. **IEEE Transactions on Magnetics**, 45(10), 4801–4803.
22. Contreras, J., Alex, M., and Xing, X. (2010). Recording front-end systems analysis, **IEEE Transactions on Magnetics**, 46(3), 790–797.
23. Sadiku, M. N. O. (1995). **Elements of Electromagnetics**. 2nd ed. USA. Oxford University Press.
24. Huang, X., Chen, J., Zhang, J., Wang, L., and Zhang, Q. (2010). A new microwave absorber based on antimony-doped tin oxide and ferrite composite with excellent electromagnetic match. **Journal of Alloys and Compounds**, 506(1), 347–350.
25. Taflove, A., and Hagness, S. (2000). **Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method**. Artech House, Norwood.
26. Liu, J., Itoh, M., Horikawa, T., and Machida, K. (2005). Gigahertz range electromagnetic wave absorbers made of amorphous-carbon-based magnetic nanocomposites. **Journal of Apply Physics**, 98(5), 054305–054305–7.
27. Ono, H., Ito, T., Yoshida, S., Takase, Y., Hashimoto, O., and Shimada, Y. (2004). Noble magnetic films for effective electromagnetic noise absorption in the gigahertz frequency range. **IEEE Transactions on Magnetics**, 40(4), 2853–2857.
28. Pucel, R. and Masse, D. (1972). Microstrip propagation on magnetic substrates – part I: design theory. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 20(5), 304–308.
29. Feller, A., Kaupp, H. R., and Digiacoimo, J. J. (1965). Crosstalk and reflections in high-speed digital systems. in **Proceeding of Fall Joint Computer Conferences**, 511–525.

30. Hall, S., Hall, G., and McCall, J. (2000). **High Speed Digital System Design: A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices**. Wiley, New York.
31. Osaklang, S., Kruesubthaworn, A., Sivaratana, R., Supnithi, P., Ungvichian, V., Keawrawang, A., and Siritaratiwat, A. (2011). A Practical Crosstalk Reduction Technique Applied to High-Density Hard Disk Interconnecting Assembly Traces. **IEEE Trans. Magn.**, **47**(10), pp. 4014–4017.
32. Leone, M., Singer, H. L. (1999). On the Coupling of an External EM field to a PCB Trace,” **IEEE Trans. Electromagn. Compat.**, **41**(4), pp. 418–424.
33. Engel Jr, A. G., and Katehi, L. (1993). Frequency and time domain characterization of microstrip-ridge structures. **IEEE Trans. Microw. Theory Tech.**, **41**(8), pp. 1251–1262.
34. Yamaguchi, M., Kim, K. H., Kuribara, T., and Arai, K. I. (2002). Thin-Film RF Noise Suppressor Integrated in a Transmission Line. **IEEE Trans. Magn.**, **38**(5), p. 3183.

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 ผลของ Electromagnetic Coupling

5.1.1.1 การตรวจสอบผลการจำลองของโปรแกรม CST Microwave Studio

จากการตรวจสอบยืนยันผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio ด้วยผลการวัดและผลการจำลองจากการศึกษาก่อนหน้านี้สามารถสรุปได้ว่า ผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio มีความน่าเชื่อถือสามารถนำมาใช้ในการจำลอง crosstalk บนสาย HGA ที่ทำการพิจารณาได้

5.1.1.2 การหาบริเวณวิกฤตที่เกิด crosstalk บนสายนำสัญญาณ HGA

การหาส่วนวิกฤตของสาย HGA มีความจำเป็นที่จะต้องกระทำการก่อนขั้นตอนการออกแบบสายเพื่อลด crosstalk การหาส่วนวิกฤตเริ่มต้นจากการแบ่งส่วนสาย HGA โดยอาศัยรูปร่างทางกายภาพของสายนำสัญญาณที่แตกต่างกันและอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสาย ทำให้สามารถแบ่งสาย HGA ออกได้เป็น 4 ส่วน ได้แก่ ส่วนต้นสาย ส่วนตรง ส่วนคดโค้ง และส่วนปลายสาย จากผลการจำลองพบว่าส่วนต้นสายเป็นส่วนวิกฤตที่เกิด crosstalk สูงที่สุด ซึ่งส่วนต้นสายนี้มีความสำคัญในกระบวนการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึก ซึ่งกรณีที่มีสาย HGA ที่มีส่วนต้นสายรวมอยู่ด้วยจะมีระดับ crosstalk สูงกว่ากรณีของสาย HGA ที่ไม่มีส่วนต้นสายรวมอยู่ ด้วยเหตุนี้อาจเป็นสาเหตุทำให้ผลการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกที่ได้มานั้นไม่ถูกต้องหรือมีการแปลผลผิดพลาด นอกจากนี้การเติมวัสดุลงยังช่องว่างที่ชั้นระบายอ้างอิงของส่วนต้นสาย สามารถช่วยลด crosstalk ที่เกิดขึ้นที่ส่วนต้นสายและสาย HGA ที่มีส่วนต้นสายรวมอยู่ด้วยให้ต่ำลงได้

5.1.1.3 การลด crosstalk ด้วยวิธีการ windowing

การประยุกต์ใช้วิธีการที่เรียกว่า windowing ในสายสัญญาณอย่างง่ายนอกจากจะช่วยปรับปรุงเรื่องของ insertion loss แล้วยังสามารถช่วยลด crosstalk ลงได้อีกด้วยโดยการเพิ่มระยะของ window ซึ่งกรณีที่สามารถลด crosstalk ได้มากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับสายสัญญาณแบบปกติ นั่นก็คือ กรณีที่มีการ windowing ชั้นระบายอ้างอิงที่ระดับ 90% โดยมีระยะของ window เป็น 8 mm สามารถลด crosstalk ได้มากที่สุด 30.22 dB ในช่วงความถี่ 0.32–6.5 GHz ซึ่งรองรับการใช้งานใน HDD ในอนาคตได้ นอกจากนี้ รูปแบบการวาง window โดยการเริ่มต้นและจบท้ายด้วยระยะกึ่งกลางของระยะคงเหลือของ window ช่องแรกควรที่จะหลีกเลี่ยงเนื่องจากทำให้ระดับของทั้ง insertion loss และ crosstalk เพิ่มขึ้น แต่อย่างไรก็ตามการที่โครงสร้างของสายสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายควรที่จะถูกพิจารณาให้สอดคล้องกับอิมพีแดนซ์ของโหลดเพื่อเป็นการแมทช์อิมพีแดนซ์

5.1.1.4 การเติมวัสดุชั้นระบายอ้างอิงที่เหมาะสมในการลด crosstalk บนสาย HGA

หลังจากที่ทำการแบ่งสาย HGA ออกเป็น 4 ส่วนและพบว่า windowing ช่วยลด crosstalk ลงได้ ส่วนอื่นๆของสาย HGA ที่เหลือถูกนำมาเติมวัสดุที่ชั้นระบายอ้างอิงเพื่อหาโครงสร้างที่เหมาะสมที่สามารถช่วยลด crosstalk ลงได้ ซึ่งจากผลการจำลองพบว่าด้วยโครงสร้างชั้นระบายอ้างอิงของส่วนต้นสายแบบสล็อต ส่วนตรงที่มีการเติมวัสดุที่ระดับ 100% ส่วนคดโค้งที่มีความยาวของก้างปลาเพิ่มขึ้น 25%

และส่วนปลายสายที่มีการเติมวัสดุที่ระดับ 99% ตามที่เสนอในการศึกษานี้สามารถช่วยลด crosstalk ลงได้สูงถึง 31.96 dB ในช่วงความถี่ใช้งานและทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกของสาย HGA ในปัจจุบัน

5.1.1.5 การลด crosstalk ด้วยสารประกอบแม่เหล็ก

การเติมสารประกอบแม่เหล็กลงยังช่องว่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านเป็นการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในป้องกันการเกิด crosstalk บนสายของ HGA ให้ดียิ่งขึ้น เห็นได้จากผลการจำลองพบว่า ระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กลดต่ำในช่วงความถี่กว้าง และลดลงมากที่สุดถึง 32 dB และ 14dB สำหรับ NEXT และ FEXT ที่ความถี่ประมาณ 14 GHz ซึ่งตำแหน่งดังกล่าวสอดคล้องกับ magnetic loss tangent ของสารประกอบแม่เหล็กที่นำมาเติม แต่อย่างไรก็ตามค่าความนำไฟฟ้าของสารประกอบแม่เหล็กที่นำมาเติมควรที่จะมีค่าต่ำมาก ๆ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างวงจรเขียนและวงจรอ่าน

5.1.1.6 การผสมเทคนิคการลด crosstalk กับสาย HGA

จากวิธีการลด crosstalk ที่ถูกนำเสนอในการศึกษานี้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบันนั่นก็คือ การเติมสารประกอบแม่เหล็ก และการเติมวัสดุที่ชั้นระบายอ้างอิง ซึ่งถูกเรียกว่า สาย HGA ใหม่ จากผลการจำลองพบว่าสาย HGA ใหม่สามารถลดการเกิด crosstalk ได้มากถึง 54.4 dB ที่ความถี่ประมาณ 0.52 GHz และจากการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสาย HGA ทั้งสองแสดงให้เห็นว่า สาย HGA ใหม่มีประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณเหมือนกับสาย HGA เดิม นั้นหมายความว่า ด้วยโครงสร้างใหม่ของสาย HGA นี้ไม่เพียงแต่ไม่มีผลกระทบต่อความสามารถในการส่งผ่านสัญญาณระหว่างหัวบันทึกและตัวขับหัวอ่าน-เขียน แต่ยังสามารถลด crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายได้เป็นอย่างดีในช่วงความถี่ใช้งานปัจจุบันอีกด้วย

5.2.1 ผลของ Electromagnetic Interference

การออกแบบเพื่อลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic interference: EMI) สำหรับโครงสร้างสายตัวนำแบบ (Traces Suspension Assembly Interconnector) TSAI ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly: HGA) ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ สามารถทำได้ด้วยการออกแบบโดยใช้หลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) และการออกแบบโดยใช้หลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก (Magnetic loss)

การจำลองการศึกษารบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายนอก สำหรับเงื่อนไขการจำลองในกรณีที่เกิดการเหนี่ยวนำที่มากที่สุดคือ สถานการณ์จำลองการเกิด EMI ในขนาดที่มากที่สุด ซึ่งจำกัดโดยทิศทางการตกกระทบของสนามภายนอกในกรณีการกระตุ้นที่ปลายสาย (Endfire) ทิศทางการตกกระทบของสนาม ($\hat{P}_i$) คือมุมยกจากแนวแกน z, $\theta = 90^\circ$ และมุมในแนวระนาบ x-y, $\phi = 90^\circ$ โดยที่ทิศทางสนามไฟฟ้า ($\hat{E}_i$) มีทิศในแนวขวาง (Transverse) ระหว่างสายตัวนำทั้งสองเส้น ผลการคำนวณชี้ให้เห็นว่าเกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นเป็นไปตามสมมุติฐานจากกฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law) และกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

5.2.1.1 ส่วนของสายตัวนำที่เกิดผลกระทบ

ส่วนโค้งของสายตัวนำที่อยู่ในสายตัวนำ TSAI นั้น ส่งผลกระทบต่อการตอบสนองทางความถี่ของแรงดันเหนี่ยวนำ โดยทำให้เกิดความซับซ้อนของรูปแบบ (Pattern) การตอบสนองทางความถี่จากการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้าง (Dimensional resonance) ที่หลายความถี่ เพื่อป้องกันปัญหาความซับซ้อนที่

ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการออกแบบในงานวิจัยนี้จึงจะเลือกใช้โครงสร้างที่เป็นสายคู่ขนานในการวิเคราะห์ผลกระทบของ EMI

การวิเคราะห์พฤติกรรมการเกิด EMI บนสายตัวนำ TSAI ในงานวิจัยนี้ได้ทำการจำลองโครงสร้างสายคู่ขนาน สำหรับใช้กับฮาร์ดดิสก์ขนาด 2.5" ซึ่งเป็นขนาดที่ถูกผลิตในอุตสาหกรรมมากกว่าขนาด 1.8" และ 3.5" เนื่องจากเป็นที่ต้องการใช้ในปัจจุบัน ขนาดโครงสร้างที่ถูกใช้ในการศึกษานั้นเป็นการจำลองจากขนาดจริงโดยวิธีการการถอดแบบด้วยโปรแกรม Auto CAD ซึ่งโครงสร้างนี้ได้รับความอนุเคราะห์จาก บริษัท ซี เกทเทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด สำหรับขนาดโครงสร้างประกอบด้วย 3 ชั้นของวัสดุ พิจารณาจากบนลงล่างคือ ตัวนำ (Cu)/ไดอิเล็กตริก (Polyimide)/สแตนเลส (Stainless steel) ความหนาของสายตัวนำเท่ากับ 18 ไมโครเมตร, ความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 10 ไมโครเมตร, ความหนาของสแตนเลสเท่ากับ 20 ไมโครเมตร โดยที่ขนาดความยาวของสายตัวนำเท่ากับ 35 มิลลิเมตร ความกว้างของสายตัวนำเท่ากับ 30 ไมโครเมตร และความกว้างระหว่างสายตัวนำเท่ากับ 30 ไมโครเมตร

การจำลองโครงสร้าง TSAI บนโปรแกรม CST Microwave Studio สำหรับคำนวณการเกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากการตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อความถูกต้องของผลการคำนวณ ในงานวิจัยนี้ได้ทำการเปรียบเทียบผลคำนวณจากโปรแกรม CST Microwave Studio กับผลการคำนวณจากสมการสายส่ง (Transmission line equations) ซึ่งผลการเปรียบเทียบนั้นมีความสอดคล้องกัน ในช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 4 GHz

5.2.2.2 การออกแบบการวางสายตัวนำเพื่อลดผลของ EMI

การออกแบบโดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) สำหรับงานวิจัยนี้คือการเซาะ (Groove) ชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำเพื่อทำการปรับค่า Effective dielectric constant ของโครงสร้างให้เกิดการสูญเสียในชั้นไดอิเล็กตริก การศึกษาผลกระทบของระดับความหนาของการเซาะ (d) นั้นศึกษาโดยการเปลี่ยนแปลงค่าความหนาของการเซาะ โดยคิดเป็นเปอร์เซ็นต์เทียบกับขนาดความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกที่มีอยู่ในโครงสร้างเดิมคือ ($h = 10$ ไมโครเมตร) ซึ่งค่าเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเซาะ ($\%d$) ที่ทำการศึกษาคือ $\%d = 0$ (ไม่มีการเซาะ), $\%d = 25\%$, $\%d = 50\%$, $\%d = 75\%$, และ $\%d = 100\%$ (เซาะออกทั้งหมด) พารามิเตอร์ที่ถูกใช้อธิบายผลการเกิด EMI สำหรับกรณีการออกแบบโดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก ได้แก่ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ปลายสาย (V_{FE}), ประสิทธิภาพการส่งผ่าน (Transmission coefficient: T), ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำ (Differential impedance: Z_{diff}), และ Crosstalk ที่ปลายสายด้านไกล (FEXT)

ผลกระทบจากการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกกับแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ปลายสาย (V_{FE}) พบว่าการลดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ปลายสาย TSAI สามารถทำได้โดยการเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก ($\%d$) ในโครงสร้าง TSAI จากหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก โครงสร้าง TSAI ที่เปอร์เซ็นต์ความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก ($\%d$) เท่ากับ 25%, 50%, และ 75% นั้นสามารถลดขนาดของแรงดันไฟฟ้าได้ประสิทธิภาพสูงสุด โดยสามารถลดถึง 12.5 dB ตลอดช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 4 GHz ได้ การออกแบบสาย TSAI ด้วยการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำจึงเป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถใช้ลดผลกระทบจาก EMI บนสายนำสัญญาณ TSAI ได้

ผลกระทบจากการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกกับประสิทธิภาพการส่งผ่าน (Transmission coefficient: T) พบว่า การเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณของสายตัวนำ TSAI นั้น สามารถทำได้ด้วยการเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก ($\%d$) โครงสร้างที่ถูกเซาะชั้นไดอิเล็กตริกทั้งหมด ($\%d =$

100%) นั้นให้ประสิทธิภาพการส่งผ่านที่ดีที่สุด โดยแถบการใช้งานที่ -3 dB จะเพิ่มสูงขึ้นไปถึง 1.942 GHz จากเดิมกรณีไม่เจาะชั้นไดอิเล็กตริก, $\%d = 0$ อยู่ที่ 1.615 GHz

ผลกระทบจากการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกกับค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำ (Differential impedance: Z_{diff}) พบว่า การเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกนั้น มีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำเพิ่มขึ้นสำหรับช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 1.6 GHz ดังนั้น การเจาะชั้นไดอิเล็กตริกเป็นอีกวิธีการที่สามารถใช้ในการกำหนดค่าของอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำได้ ซึ่งจะเป็นประโยชน์สำหรับการแมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างโหลดกับสายตัวนำในการใช้งานจริง

ผลกระทบจากการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกกับ Crosstalk ที่ปลายสายด้านไกล (FEXT) พบว่า การเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกนั้น สามารถลด FEXT ได้ สำหรับโครงสร้างที่ถูกเจาะชั้นไดอิเล็กตริกทั้งหมด ($\%d = 100\%$) คือโครงสร้างที่ให้ผลการลดลงของ FEXT ที่มีประสิทธิภาพสูงที่สุด โดยการลดลงของ FEXT จะอยู่ที่ประมาณ 1 dB ในช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 1 GHz และจะลดลงมากกว่า 1.5 dB ที่ความถี่มากกว่า 1 GHz

การออกแบบโดยหลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก (Magnetic loss) สำหรับงานวิจัยนี้วิธีการคือ การเติม (filled) วัสดุแม่เหล็กที่ช่องว่างระหว่างสายตัวนำเพื่อเป็นตัวดูดซับคลื่นจากคุณสมบัติการสูญเสียทางแม่เหล็ก (Magnetic loss) วัสดุแม่เหล็กที่ถูกนำมาใช้เป็นตัวดูดซับคือ BSR-1 การศึกษาผลกระทบของระดับการความหนาของการเติมชั้นวัสดุแม่เหล็ก (t_m) นั้น ศึกษาโดยเพิ่มค่าความหนาของการเติมวัสดุดูดซับ โดยกำหนดที่ขนาดความหนาไม่เกินความหนาของสายตัวนำคือ 18 ไมโครเมตร ซึ่งได้แก่ ที่ความหนา $t_m = 0$ (ไม่มีการเติม), $t_m = 3$ ไมโครเมตร, $t_m = 6$ ไมโครเมตร, $t_m = 9$ ไมโครเมตร, $t_m = 12$ ไมโครเมตร, $t_m = 15$ ไมโครเมตร, และ $t_m = 18$ ไมโครเมตร (การเติมทั้งหมด) พารามิเตอร์ที่ถูกใช้อธิบายผลการเกิด EMI ประกอบไปด้วย แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ปลายสาย (V_{FE}), ประสิทธิภาพการป้องกันคลื่น (Shielding effectiveness: SE), Reflection loss ($IS_{11}|$), Insertion loss ($IS_{21}|$), ประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวน (P_{loss}/P_{loss}), และ ประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนสุทธิ ($\Delta P_{loss}/P_{loss}$)

ผลกระทบจากการเติมชั้นวัสดุแม่เหล็กกับแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้น พบว่า การเพิ่มความหนาของการเติมชั้นวัสดุแม่เหล็ก (t_m) นั้นสามารถลดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (V_{FE}) ได้ โดยผลของการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก โครงสร้างที่ค่า $t_m \geq 12$ ไมโครเมตรนั้นให้ประสิทธิภาพสูงที่สุด โดยสามารถลดค่า V_{FE} ลงได้ถึง 1.5 ไมโครโวลต์ และเป็นค่าที่คงที่ไปตลอดทั้งช่วงความถี่ 0 ถึง 20 GHz สำหรับประสิทธิภาพการป้องกันคลื่น (Shielding effectiveness: SE) พบว่า การออกแบบ TSAI โดยการเติมวัสดุดูดซับที่ความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตร สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจากการตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ได้เกินกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 100 MHz ถึง 19 GHz และจะให้ประสิทธิภาพการป้องกันสัญญาณได้สูงที่สุดเท่ากับ 30 dB ที่ความถี่ 12 GHz

5.2.2.3 การออกแบบการวางสายตัวนำเพื่อลดสัญญาณรบกวนฮาร์มอนิกในย่านความถี่ตัด

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอผลการศึกษาศำหรับกรณีการดูดซับสัญญาณรบกวนที่อยู่ในรูปของสัญญาณรบกวนฮาร์มอนิก (Harmonic noise) ในย่านความถี่ตัด (Stop band) ด้วยหลักการของการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก (Magnetic loss)

ผลกระทบจากการเติมชั้นวัสดุแม่เหล็กกับ Reflection loss ($IS_{11}|$), Insertion loss ($IS_{21}|$) นั้นพบว่า $IS_{11}|$ และ $IS_{21}|$ สามารถลดลงได้ด้วยการเติมชั้นวัสดุดูดซับ BSR-1 โครงสร้าง TSAI ที่เติมวัสดุดูดซับที่ความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตร สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนฮาร์มอนิกได้ประสิทธิภาพสูงที่สุด โดย

$|S_{11}|$ นั้นต่ำกว่า -17.5 dB ตลอดทั้งช่วง 100 MHz ถึง 20 GHz และ $|S_{21}|$ นั้นต่ำที่สุดเท่ากับ -45 dB ที่ความถี่ 20 GHz

ผลกระทบจากการเติมชิ้นวัสดุแม่เหล็กกับประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวน ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) พบว่า การเพิ่ม $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ สามารถทำได้ด้วยการเติมวัสดุดูดซับ สำหรับโครงสร้าง TASI ที่การเติมวัสดุดูดซับระดับความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตรนั้นให้ประสิทธิภาพการดูดซับที่ดีที่สุด โดย $P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$ นั้นเริ่มพุ่งขึ้นที่ความถี่ 140 MHz และเพิ่มขึ้นไปถึงค่าสูงสุดเท่ากับ 1 ที่ความถี่ 6 GHz และโครงสร้าง TASI ที่การเติมวัสดุดูดซับระดับความหนา $t_m = 18$ ไมโครเมตรนั้นให้ประสิทธิภาพการดูดซับสัญญาณรบกวนสุทธิ ($\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{loss}}$) ที่ดีที่สุดโดย $\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{loss}}$ นั้นมากกว่า 0.325 ในช่วงความถี่ 900 MHz ถึง 2 GHz และให้ค่าสูงสุดเท่ากับ 3.75 ที่ความถี่ 2.4 GHz

5.2 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากงานนี้ยังมีข้อบกพร่องอยู่ จึงขอชี้แนะให้เป็นแนวทางต่อผู้ที่将会นำไปใช้ประโยชน์และผู้ที่ จะทำการวิจัยต่อไปดังนี้

- ในการศึกษาเป็นการศึกษาถึงการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือเรียกว่า crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายของ HGA ซึ่งในทางปฏิบัติที่ตำแหน่งปลายสายจะมีโหลดเป็นหัวบันทึกลงอยู่ ดังนั้นประเด็นผลของ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายที่มีต่อหัวบันทึกลงยังคงเป็นประเด็นที่น่าสนใจ

- สายของ HGA ในการศึกษาถูกพิจารณากรณีที่มีสายนำสัญญาณจำนวน 4 เส้น ซึ่งในอนาคตจำนวนของสายนำสัญญาณจะมีจำนวนมากกว่านี้ ดังนั้นประเด็นของจำนวนสายสัญญาณที่ถูกเพิ่มเข้ามาต่อการเกิดการคู่ควบบนสายก็เป็นอีกประเด็นหนึ่งที่น่าสนใจ

- จากวิธีการลด crosstalk ด้วยวิธีการ windowing ในบทที่ 4 ผลของ window ที่ขึ้นระนาบอ้างอิงรูปแบบอื่น ๆ นอกเหนือจากสี่เหลี่ยมผืนผ้าต่อการเกิด crosstalk บนสายของ HGA ก็เป็นประเด็นที่น่าสนใจเช่นกัน

- จากการเติมวัสดุชั้นที่ระนาบอ้างอิงของส่วนคอโค้งของสาย HGA พบว่าระดับ crosstalk ไม่ได้ลดต่ำลงตามระดับเปอร์เซ็นต์การเติมวัสดุ ต่างจากกรณีที่ศึกษาในหัวข้อ 4.3 ดังนั้นประเด็นของการเติมวัสดุที่ชั้นระนาบอ้างอิงในสายโค้งจะสามารถนำไปศึกษาต่อได้เช่นกัน

- ในการศึกษาได้ใช้ S-parameter เป็นตัวบ่งชี้ถึงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย แต่อย่างไรก็ตามในภาคอุตสาหกรรมนั้นยังมีความต้องการถึงพารามิเตอร์ที่สามารถบอกถึงผลของ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสาย HGA ในขั้นตอนการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกลง

- เนื่องจาก ผลการออกแบบที่ได้เป็นโครงสร้างต้นแบบ (Prototype) ที่เป็นแบบจำลองของโครงสร้างจริง อีกทั้งด้วยงบประมาณและเวลาที่จำกัด ดังนั้นการศึกษาในขั้นตอนต่อจากงานวิจัยนี้ควรที่จะมุ่งไปสู่การสร้างโครงสร้างจริง และการทดสอบจริง ซึ่งอาจจะนำไปสู่การค้นพบองค์ความรู้ใหม่ที่เป็นประโยชน์ต่อการศึกษาด้านการออกแบบสายตัวนำให้มีคุณสมบัติในการป้องกันผลกระทบจาก EMI ที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นในอนาคต

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้จากโครงการนี้

บทความวิจัยในวารสารนานาชาติที่มีค่า Impact Factor และการยื่นจดสิทธิบัตรการประดิษฐ์

- ผลงานชิ้นที่ 1:** S. Osaklang, A. Kruesubthaworn, R. Sivaratana, P. Supnithi, V. Ungvichian, A. Kaewrawang and A. Siritaratiwat. (2011). A Practical Crosstalk Reduction Technique Applied to High-Density Hard Disk Interconnecting Assembly Traces. **IEEE Trans Magn.**, **47**(10), 4014-4017
- ผลงานชิ้นที่ 2 :** Prachumrasee K., Siritaratiwat, A., Ungvichian, V., Sivaratana, R., and Kaewrawang, A. (2012). A methodology to identify crosstalk contributor from 6-line suspension assembly interconnect of ultra-high capacity hard disk drives. **Applied Computational Electromagnetics Society**, **27**(1), 22-27.
- ผลงานชิ้นที่ 3 :** Prachumrasee, K., Kaewrawang, A., Kruesubthaworn, A., Sivaratana, R., and Siritaratiwat, A. (2013). Crosstalk suppression in high data rate and high density hard disk drive interconnects using magnetic composites density hard disk drive interconnects using magnetic composites. **Frequenz**, Accept on March 5, 2013.
- ผลงานชิ้นที่ 4 :** Prachumrasee, K., Kaewrawang, A., Siritaratiwat, A., Sivaratana, R., and Kruesubthaworn, A. (2013). The dimensional effects of windowing on crosstalk for high speed hard disk drive interconnects. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, Accept on March 15, 2013.
- ผลงานชิ้นที่ 5 :** สิทธิบัตรการประดิษฐ์ ชื่อ เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า. เลขที่คำขอ 1001000838 วันที่รับคำขอ 7 มิถุนายน 2556
- ผลงานชิ้นที่ 6 :** สิทธิบัตรการประดิษฐ์ ชื่อ อุปกรณ์ส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ (Head Gimbal Assembly) ที่ลดการเกิดปรากฏการณ์คู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำทางไฟฟ้า. เลขที่คำขอ 1101003152 วันที่รับคำขอ 16 พฤศจิกายน 2554

A Practical Crosstalk Reduction Technique Applied to High-Density Hard Disk Interconnecting Assembly Traces

S. Osaklang¹, A. Kruesubthaworn², R. Sivaratana³, P. Supnithi⁴, V. Ungvichian⁵, A. Kaewrawang¹, and A. Siritatiwat¹

¹KKU-Seagate Cooperation Research Laboratory, Faculty of Engineering, Khon Kaen University, Khon Kaen 40002, Thailand

²Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Industrial Technology Silpakorn University, Sanamehndra Palace Campus, Nakhonpathom 73000, Thailand

³Seagate Technology (Thailand), Ltd, 1627 Teparuk Road, Samutprakarn 10270, Thailand

⁴Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

⁵Department of Electrical & Computer Engineering and Computer Science, Florida Atlantic University, Boca Raton, FL 33431 USA

A novel electromagnetic (EM) decoupling and crosstalk reduction technique applied to hard disk drive is presented. Grooves are introduced with different depths between conductors of the trace suspension assembly interconnects (TSAI). By using commercial EM simulation software, an induced voltage from an unwanted external field on TSAI is reduced in relation with groove depth. As much as 12.5-dB decoupling is observed for 25%–75% groove depths. The crosstalk reduction obtained over 1.0 dB for 1–4 GHz frequency band is achieved and the transmission bandwidth has increased by 20% at 75% groove depth. Hence, additional grooves will strengthen the immunity of TSAI at the reader sensor against external field disturbances as well as offer an improved transmission performance.

Index Terms—Crosstalk, electromagnetic coupling, electromagnetic interference, trace suspension assembly interconnects.

I. INTRODUCTION

TO improve the sensitivity of the reading process in hard disk drives (HDD), the head sensor technology is changed by using giant magnetoresistive (GMR) heads to tunneling magnetoresistive heads [1]. Consequently, this high-sensitivity head is susceptible to electromagnetic interference (EMI) [2]. The HDD front end consists of the recording head, preamplifier, and head-preamplifier interconnects. The head-preamplifier connecting cable is a flexible printed circuit ribbon without a cover layer called the trace suspension assembly interconnects (TSAI). This acts as a receiving antenna, picking up emissions from nearby radio frequency (RF) signals emanating from noisy electronic devices [3]. The influence of EMI on TSAI will degrade the signal integrity and/or permanently damage sensitive components [4]. For example, the interference RF signal from a cell phone affects GMR performances and the EMI causes damage and instability of GMR heads; the output errors from the test equipment are reported by [5] and [6]. Electromagnetic shielding methodology based on magnetic materials is applied to TSAI with some success, but the technique is difficult to implement and also increases the physical size and weight of the TSAI, which are undesirable [7], [8].

The objective of this study is to find a new decoupling technique applied to 2.5-inch driver without increasing in size and weight. The approach is based on partially removing dielectric material in between TSAI traces. The results throughout this

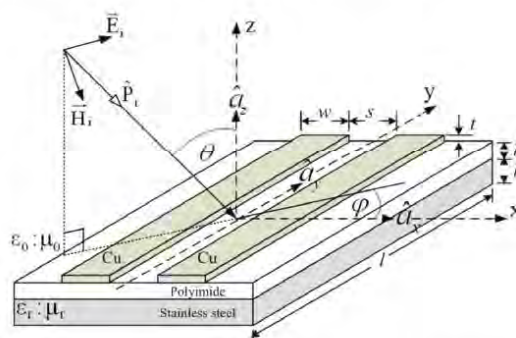


Fig. 1. Schematic structure of conventional TSAI and definition of the external field coupling.

study are determined using the CST 3D Microwave studio simulation software [9].

II. INTERFERENCE MODEL FOR TSAI

A TSAI of length l with a lossy dielectric substrate of height h with permittivity ϵ_r of 3.5 and a loss tangent of 0.003 and a suspension (stainless steel) of thickness b is shown in Fig. 1. An external EMI incident field is a uniform plane wave with the quasi-transverse electromagnetic (quasi-TEM) propagating mode. The angle of incidence and polarization are shown in Fig. 1. θ is the elevation angle of the EMI field measured from the Z-axis, φ is the azimuth angle of the incident field measured from the projection onto the XY plane and X-axis. Since the cross section of the TSAI is much smaller than the wavelength of the incident field, the principal mode of propagation in the line

Manuscript received February 20, 2011; accepted April 20, 2011. Date of current version September 23, 2011. Corresponding author: A. Siritatiwat (e-mail: apirat@kku.ac.th).

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

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2011.2148193

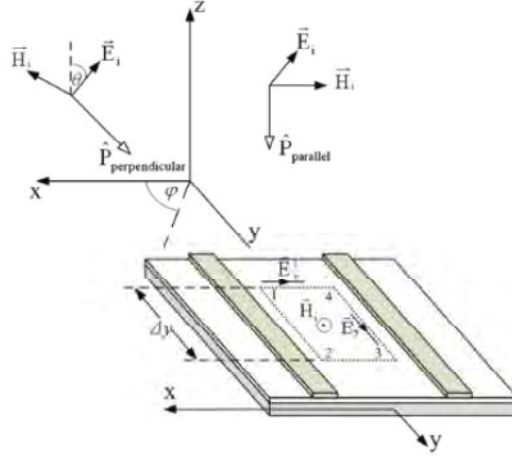


Fig. 2. Coupled mechanisms excited by a plane wave on the traces.

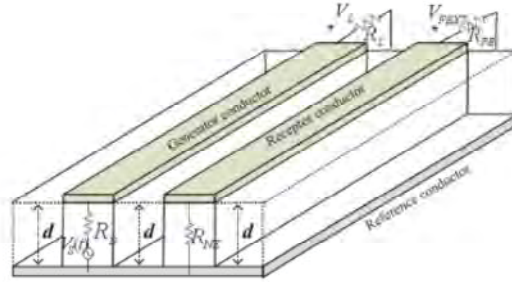


Fig. 3. Generator and receptor traces with source and loads on a microstrip-printed circuit board.

can be assumed to be a quasi-TEM. The electric field (E-field) and magnetic field components of the incident wave induce voltages along the TSAI longitudinal trace and transverse trace, as presented in Fig. 2.

In Fig. 3, we see the equivalent circuits of the proposed model for analyzing a crosstalk effect and a transmission characteristic [3]. The percentages of groove depths of TSAI structure is $d = 0$ (without groove), 25, 50, 75, and 100% (fully removed dielectric), respectively. A voltage source $V_S(t)$ consists of a source internal resistance R_S and is connected to a load R_L via a generator trace. Two other terminals, represented by resistors R_{NE} and R_{FE} , are also connected by a receptor/victim trace. The crosstalk is expressed using voltage at the far-end terminal as $20 \log |V_{FEXT}/V_S|$, represented by $FEXT$. The transmission coefficients τ on the generator conductor can be determined using $\tau = 20 \log |V_L/V_S|$ [10].

For external EMI analysis of coupling mechanisms in Fig. 2, it can be represented in terms of impressed sources $e(y)$ and $i(y)$, and the per-unit length equivalent circuit as shown in Fig. 4 which is developed from a 3-D model of equivalent circuit, proposed by Sali [11]. It is assumed that TSAI has the near- and

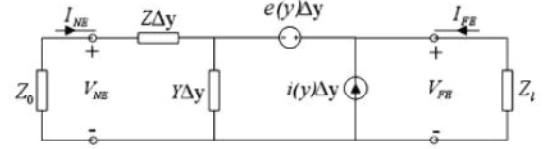


Fig. 4. Per-unit length equivalent circuit for coupled TSAI excited by a plane wave.

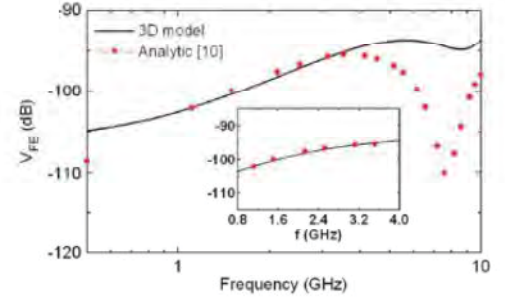


Fig. 5. Induced voltage of TSAI with E-field parallel polarization.

far-end impedance Z_0 and Z_L at near- and far-end terminals, respectively. The EMI noise voltage on TSAI is crosstalk voltage at the far-end terminal V_{FE} where the active read sensor is located.

III. RESULTS AND DISCUSSIONS

A 3-D model of conventional TSAI is validated for its accuracy using an analytical model suggested in [12]. TSAI is exposed to the incident field of 10-GHz bandwidth Gaussian pulse with amplitude of 1 V/m. To obtain maximum coupling, the propagating field is oriented such that an E-field is parallel to XZ-plane ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 90^\circ$; see Fig. 1).

Fig. 5 shows V_{FE} in dB using commercial CST software as compared to the transmission line (TML) model. For TSAI with the length of 35 mm (2.5-inch drives) possessing a lossy polyimide dielectric as substrate, the traces from Fig. 3 indicate that both methods produce rather similar results, deviate by ≤ 2 dB, in the frequency range of 0.8 to 4 GHz. Hence, the subsequent results are focused up to 4-GHz frequency. Beyond 4 GHz, the TML model indicates a resonance whereby a small dip is depicted. It is suspected that the per-unit length and loss tangent in TML are inaccurate at this GHz frequency.

A. Crosstalk Voltage and the Characteristic Impedance Due to Groove Depths

The effect of edging the dielectric groove on the induced voltage is under investigation. The variations in V_{FE} versus frequency are depicted in Fig. 6 with various groove depths. An over 12.5-dB decoupling in the entire frequency range with increasing groove depth from 25% to 75% is observed and the decoupling effects are about the same. This is possibly because coupling coefficients k_c , of groove depths between 25%–75%, are almost equally as presented by Engel [16]. However, V_{FE} is

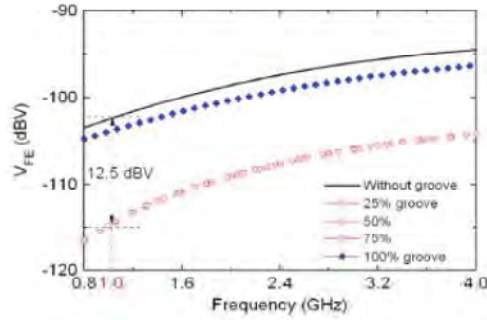
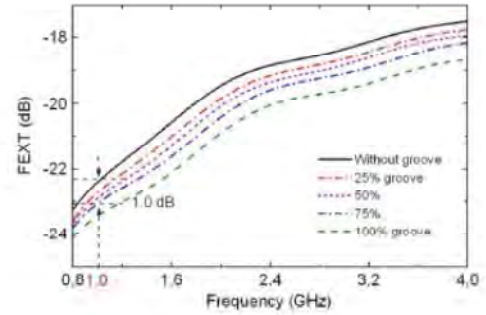
Fig. 6. V_{FE} with various groove depths.

Fig. 8. Crosstalk at far-end terminal with various groove depths.

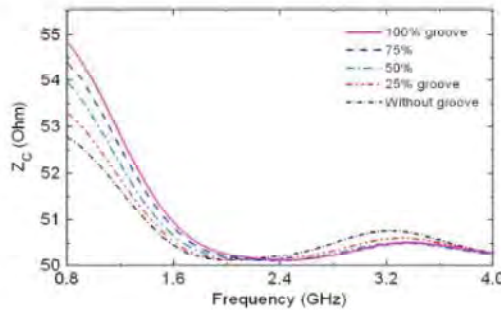


Fig. 7. Characteristic impedance of the proposed model with various groove depths.

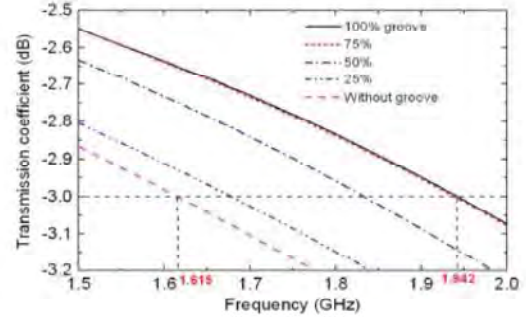


Fig. 9. Zoom-in transmission coefficient with various groove depths.

increasing for 100% groove depth which is the undesirable characteristic to the EMI suppression. When the groove becomes deeper, more polyimide with high-dielectric constant ($\epsilon_r = 3.5$) is removed and is replaced by air ($\epsilon_r = 1$). Hence, the lower effective ϵ_r is the result [13], [14]. The grooved model is a practical approach to reduce the effects of external EMI field, especially when the groove depth is in the 25% to 75% range.

The effects of additional groove depths versus frequency to characteristic impedance Z_C of the proposed structure are shown in Fig. 7 [15]. In the 0.8- to 2-GHz range, the Z_C increases as the groove becomes deeper. However, Z_C variations for 25%–75% groove depths have no effects on the crosstalk voltage (V_{FE}).

B. Crosstalk and Transmission Characteristics

The effects due to dielectric groove loss on the crosstalk and transmission performance are investigated. As shown in Fig. 8, $FEXT$ voltage versus frequency is presented for the proposed model with various percentages of groove depth. Voltage reduction at $FEXT$ in the entire frequency range decreases with increasing groove depth. As the groove gets deeper, the effective dielectric constant and mutual capacitance become lower. Also, the V_{FE} amplitude decreases [14]. The attenuation of crosstalk depends upon the groove depth, with the largest attenuation occurring when the dielectric between the traces is total removed (100% groove). From these results, the novel model achieves

the objective by reducing the crosstalk at the far-end terminal where the read sensor is located.

Fig. 9 shows the τ versus frequency for various groove depths. It can be seen that for 75% groove depth, the 3-dB bandwidth of τ is broader by 20%, i.e., from 1.615 to 1.942 GHz. A very small gain in bandwidth is achieved for greater than 75% groove depth.

IV. CONCLUSION

A novel decoupling TSAI of length 35 mm, whereby the dielectric substrate layer is removed from the TSAI traces to reduce the crosstalk as well as its weight is proposed. Using a 3-D CST program, the groove depth between 25%–75% provides more than 12.5-dB decoupling in the frequency range of 0.8 to 4 GHz. At 75% groove depth, an increase of transmission bandwidth by 20% is obtained. The trace Z_C has little influence on the decoupling level for 25%–75% depths. Hence, additional groove depths can reduce crosstalk voltage and therefore strengthening the immunity from external unwanted field coupling at the reader sensor as well as offering weight reduction and improve TSAI bandwidth.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund under the TRF Advanced Scholar Program, No. BRG5280019 and in part by Khon Kaen University. The work of S. Osaklang

was supported by a Ph.D. scholarship under the UDC project of the Office of Thailand's Higher Education Commission.

REFERENCES

- [1] S. Mao *et al.*, "Commercial TMR heads for hard disk drives: Characterization and extendibility at 300 Gbit/in²," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 2, pp. 97–102, Feb. 2006.
- [2] L. Baril, M. Nichols, and A. Wallash, "Degradation of GMR and TMR recording heads using very-short-duration ESD transients," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 2283–2285, Sep. 2002.
- [3] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. New York: Wiley, 1992, pp. 3–496.
- [4] G. S. Shinh, N. M. Nakhla, R. Achar, M. S. Nakhla, A. Dounavis, and I. Erdin, "Fast transient analysis of incident field coupling to multiconductor transmission lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, no. 1, pp. 57–73, Feb. 2006.
- [5] V. Kraz and A. Wallash, "The effects of EMI from cell phones on GMR magnetic recording heads and test equipment," *J. Electrostat.*, vol. 54, pp. 39–53, Jan. 2002.
- [6] A. Kruesubhaworn, A. Pratoomthip, A. Siritaratiwat, and V. Ungvichian, "Anomalous magnetic responsiveness of giant magnetoresistive heads under specific electromagnetic interference frequencies using quasistatic tester," *J. Appl. Phys.*, vol. 103, p. 07F538, Mar. 2008.
- [7] H. Ono, T. Ito, S. Yoshida, Y. Takase, O. Hashimoto, and Y. Shimada, "Noble magnetic films for effective electromagnetic noise absorption in the gigahertz frequency range," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 4, pp. 2853–2857, Jul. 2004.
- [8] K. H. Kim, M. Yamaguchi, K. Arai, H. Nagura, and S. Ohnuma, "Effect of radio-frequency noise suppression on the coplanar transmission line using soft magnetic thin film," *J. Appl. Phys.*, vol. 93, pp. 8002–8004, May 2003.
- [9] CST GmbH, Germany, CST Microwave Studio, 2010.
- [10] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. New York: Wiley, 1994, pp. 395–444.
- [11] S. Sali, "Coupling of electromagnetic fields to coplanar striplines with discontinuities," *IEE Proc. H*, vol. 140, no. 6, pp. 481–487, Dec. 1993.
- [12] E. Jang and X. Zhang, "Write-to-read coupling study of various interconnect types," *J. Appl. Phys.*, vol. 93, pp. 6453–6455, May 2003.
- [13] Z. Yuhang, T. Jiarong, and W. Yong, "A low-loss V-groove coplanar waveguide on an SOI substrate," *J. Semicond.*, vol. 30, no. 7, pp. 0740041–0740043, Jul. 2009.
- [14] L. L. W. Leung, W. Hon, J. Zhang, and K. J. Chen, "Characterization and attenuation mechanism of CMOS-compatible micromachined edge-suspended coplanar waveguides on low-resistivity silicon substrate," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 29, no. 3, pp. 496–503, Aug. 2006.
- [15] W. Eisenstadt and Y. Eo, "S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization," *IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manuf. Technol.*, vol. 15, no. 4, pp. 483–490, Aug. 1990.
- [16] A. G. Engel, Jr. and L. Katehi, "Frequency and time domain characterization of microstrip-ridge structures," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, no. 8, pp. 1251–1262, Aug. 1993.

A Methodology to Identify Crosstalk Contributor from 6-Line Suspension Assembly Interconnect of Ultra-High Capacity Hard Disk Drives

K. Prachumrasee¹, A. Siritaratiwat¹, V. Ungvichian², R. Sivaratana³, and A. Kaewrawang¹

¹ KKU-Seagate Cooperation Research Laboratory,
Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University, Khon Kaen, 40002, Thailand
krisada.pachumrasee@live.kku.ac.th, apirat@kku.ac.th, arkom@elec.kku.ac.th

² EMI Research Laboratory, College of Engineering and Computer Science,
Florida Atlantic University, Boca Raton, FL 33431, USA
ungvich@fau.edu

³ Seagate Technology (Thailand) Co., Ltd.,
90 Friendship Road, Nakhonratchasima 30170, Thailand
roong.sivaratana@seagate.com

Abstract — The crosstalk phenomenon on the suspension assembly interconnecting trace (SAIT) in hard disk drives (HDD) causes the signal to deform and/or degrade the recording head. For the purpose of analyzing the crosstalk contributions from SAIT using the 3D electromagnetic simulation tool, SAIT is divided into 4 sections which are bend section (BS), far-end section (FS), straight section (SS), and near-end section (NS). The length of each section is selected based on the physical shape of the trace and characteristic impedance. From the results, it was observed that the lowest crosstalk occurs at the BS and the highest crosstalk occurs at the NS. NS is necessary during a HDD quality evaluation and is removed before the SAIT installed in the HDD. With such high crosstalk, the test results can indicate poor head performance even when the head is working properly. Moreover, the crosstalk can be suppressed up to 14 dB and 33 dB for the near-end side and the far-end side, respectively when the NS with a 100% filled stainless steel backing layer is applied to the SAIT. Hence, to improve the accuracy of the recording head test performance, the designer should put more effort to design the SAIT near-end section to minimize crosstalk.

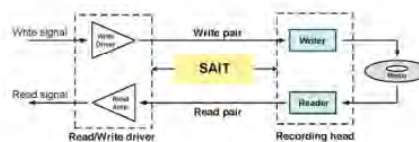


Fig. 1. A diagram of the interconnect links between the recording head and the read/write driver.

Index Terms — Crosstalk, hard disk drive, head gimbal assembly, scattering parameters, suspension assembly interconnecting trace.

1. INTRODUCTION

In the recording head based on tunneling magneto-resistive (TMR) technology, SAIT is used to transfer the data signal between the read/write (R/W) and the recording head, as shown in Fig. 1. To improve the R/W performance in the ultra-high capacity hard disk drive [1], a heating circuit is integrated in the present design. As the result, the space between the traces is made even closer to each other to accommodate the heating lines. Unfortunately, the crosstalk which is an unintended signal from one circuit coupled to the adjacent circuit will increase [2]. The crosstalk

Submitted On: Aug 16, 2011
Accepted On: Jun 26, 2012

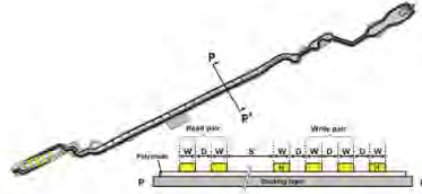


Fig. 2. A 6-trace SAIT 3D model and a cross sectional view along P-P' plane.

on the SAIT is reported in [3-10] and the mechanisms are explained in [3 and 11]. Due to the narrow spacing and the TMR recorder's extreme sensitivity, the crosstalk poses more challenges to the SAIT designer.

Before a better SAIT design can be sought, a crosstalk contribution along the trace must be understood. In this paper, a methodology to identify a dominated generating crosstalk portion along the SAIT is proposed. Since the traces along the SAIT structure are non-uniform, one approach is to divide the SAIT according to the physical shape and the characteristic impedance. By using a 3D electromagnetic simulation tool, the scattering parameters (S-parameters) are calculated and the parameters are used to be the crosstalk indicator.

II. THE SUSPENSION ASSEMBLY INTERCONNECTING TRACE STRUCTURE

The 3D model of SAIT, commercially used in the HDD industrial, and the cross section are shown in Fig. 2. It is composed of 3 layers, i.e. the insulator layer, conductor line layer, and backing layer which included polyimide, copper, and stainless steel. The 6 conductive traces consist of a write pair, a read pair, and a heating circuit line (H). The trace width (W), the distance of edge-to-edge between traces (D), and the distance of edge-to-edge between the read trace and the heater trace (S), are 30.5, 30.5, and 535 μm , respectively. The thicknesses of the stainless steel, polyimide, and copper are 20, 10, and 18 μm , respectively. The relative permittivity of polyimide is 3.2, while the conductivity of stainless steel and copper are 1.1×10^6 S/m and 5.8×10^7 S/m, respectively [12].

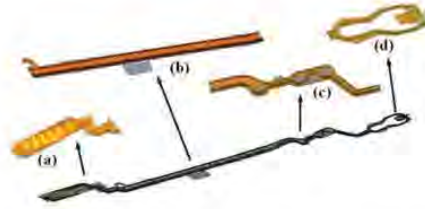


Fig. 3. The 4 sections: (a) NS, (b) SS, (c) BS, and (d) FS.

Although the length of SAIT in the 3.5" HDDs is only 5 cm, the structure and shape of interconnect is complex and non-uniform, as shown in Fig. 2. Therefore, in order to analyze the write-to-read coupling sensitivity of this structure, the SAIT is divided into 4 sections according to the physical structure, that is the near-end section (NS), straight section (SS), bend section (BS), and far-end section (FS), as shown in Fig. 3.

NS includes two read pads, two write pads, and the heating pads. The pads are used during the electrical test of the head gimbal assembly process. It is edged in the hard drive assembly process. For SS, the conductor lines on this section are straight and the write and read pair spacing is kept constant. Around BS, the conductor lines on this section are bent and the write-read pair spacing are varied. FS consists of the read pads, the write pads, and the heating pads connected with the pads on the recording head whereas the spacing between the write-read pair is not constant.

In the cases of a differential line pair, it is characterized by the differential impedance (Z_{diff}). In the SAIT segmentation length, Z_{diff} is selected as the criteria to locate the section-to-section demarcation. The Z_{diff} is the calculating impedance viewing from the left side of each section with a $50\text{-}\Omega$ load at the other end. The segment length is determined such that the change of Z_{diff} is less than only 3% hence, the terminal location between two sections has no effect on the crosstalk levels of each section as reported by Hentges [10].

III. THE CROSSTALK PHENOMENON ON THE INTERCONNECT

The electromagnetic coupling mechanisms on the SAIT are reported in [3]. It is the transport of

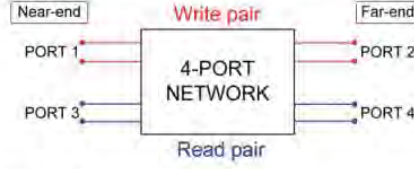


Fig. 4. The 4-port network diagram representing the write and read pairs.

energy from one line to another line via capacitive and inductive couplings which can be expressed by equations (1)-(2).

$$i = C_m \frac{dv}{dt}, \quad (1)$$

$$v = L_m \frac{di}{dt}, \quad (2)$$

where C_m and L_m are mutual capacitance and mutual inductance, v and i are induced voltage and current on the adjacent read line.

In the event of the coupling between the differential line pairs, such as the write-to-read coupling, mutual- capacitance, and inductance of two differential line pairs are represented by the mutual capacitance C_{md} and mutual inductance L_{mds} respectively [13].

The S -parameters are calculated and are utilized as the indicator of energy coupled from the write pair to the read pair due to the crosstalk phenomenon. It has been reported that S -parameters given in (3) give more accurate results at high frequency than other parameters [14].

$$S_{ij}(dB) = 20 \log \left(\frac{V_i^-}{V_j^+} \right) \bigg|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j}, \quad (3)$$

where S_{ij} is the transmission coefficient from port j to port i and all remaining ports are terminated in the matched load ($V_k = 0$ for $k \neq j$). The V_i^- is a reflected voltage and V_j^+ is an incident voltage.

Generally, the coupling on the victim line (the read line) is represented by two parameters, i.e. the near-end crosstalk (NEXT) and the far-end crosstalk (FEXT), which is the write-to-read signal coupling observed at the near-end side and the far-end head side of the read lines, respectively. Figure 4 shows the 4-port network diagram. Therefore, NEXT in terms of S_{31} is the ratio between an incident voltage applied at port 1 to a reflected voltage from port 3. Similarly, FEXT in

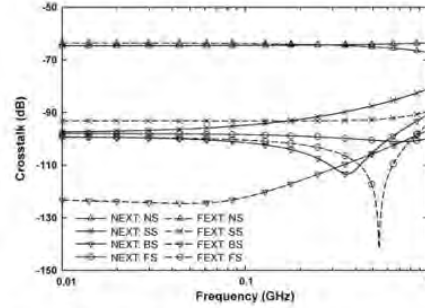


Fig. 5. The NEXT and FEXT of 4-SAIT sections.

Terms of the S parameters is the ratio between an incident voltage applied at port 1 to a reflected voltage from port 4, S_{41} .

IV. THE SIMULATION SETTING

The signal source in the simulation is a Gaussian pulse and it is fed into port 1 of each section. The crosstalk amplitudes based on the S -parameters are both NEXT and FEXT on the read pair and are obtained from CST Microwave Studio [15], which is based on the finite integral technique. The number of cuboids is about 10^6 cells. The operating frequency in this study is 0.01-1.0 GHz, which is compatible with the test procedure in industrial. The boundary condition is set as the magnetic wall for all directions which is recommended for the signal integrity problem [15].

V. RESULTS AND DISCUSSIONS

A. The crosstalk on each SAIT section

The crosstalk levels of 4 portions of SAIT are shown in Fig. 5. It is found that the crosstalk at NE of BS is calculated to be -96 dB, in a frequency range of 10-560 MHz. Also, a very low FEXT of -124 dB is observed in a range of 10-400 MHz. For FS, the crosstalk trace indicates a sharp null of -146 dB at the FE side and occurs around 550 MHz. It might be contributed from the FS acts like the LC resonator of the defected ground structure due to the aperture in the backing layer [16]. While at the NE side, it is almost constant at a level of -99 dB. For BS at NE and FS at FE, it is shown that the crosstalk is in an acceptable range.

Table 1: The self- and mutual- crosstalk parameters of 4 sections at 0.12 GHz

Parameter	Section			
	NS	SS	BS	FS
C_{md} (μ F)	0.47700	0.06110	0.00120	0.00923
L_{md} (μ H)	0.0256	0.0461	0.1580	0.1030
C_{sd} (pF)	1.360	4.420	1.410	0.871
L_{sd} (μ H)	1.290	0.398	1.240	2.580
C_{md}/C_{sd}	351.917.40	13,826.99	7,892.50	10,604.38
L_{md}/L_{sd}	1.99×10^{-5}	1.16×10^{-4}	1.27×10^{-4}	4.01×10^{-5}

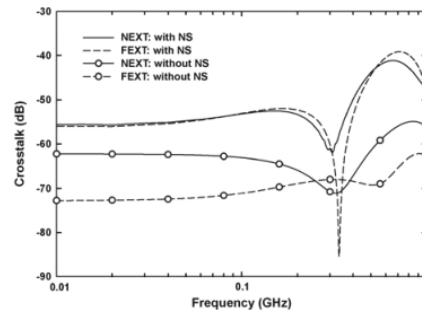


Fig. 6. The crosstalk levels on SAIT in case with and remove NS.

The crosstalk at the NE side of SS is increased with the increasing of frequency and is calculated to be -81.1 dB at 1 GHz, while the crosstalk at FE side is observed as constant at -89.6 dB. For NS, it processes the highest crosstalk of -64.3 dB at NE and -63.9 dB at FE. This can be explained in terms of the spacing between the write and read pair that the narrowing space between the write and read pair possess a stronger coupling and this is in agreement with the result in [13].

This spacing can be represented by C_{md} and the corresponding parameters obtained from the CST are shown in Table 1. NS has the largest C_{md} , and hence, the crosstalk levels are the highest. In addition, it is observed that the crosstalk levels of the portions are correlating to C_{md}/C_{sd} ratio of the induced voltage [17]. The L_{md}/L_{sd} ratio is very small in every section analyzed when compared against the C_{md}/C_{sd} ratio and hence L_{md}/L_{sd} can be neglected. The C_{md}/C_{sd} ratio correlates with the crosstalk level depicted in Fig. 5. In summary, the highest to the smallest crosstalk levels are NS, SS, FS, and BS, respectively.

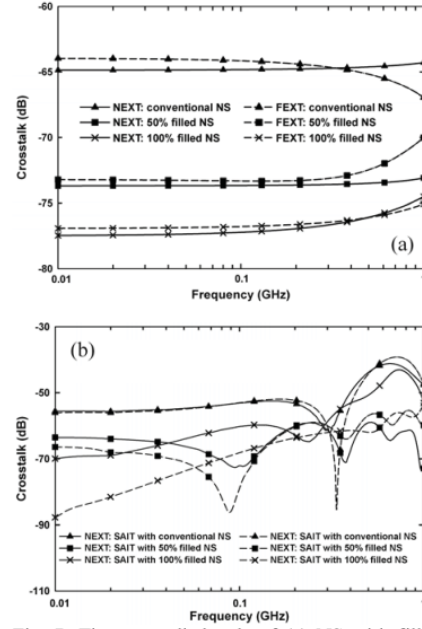


Fig. 7. The crosstalk levels of (a) NS with filled and conventional backing layer and (b) SAIT with filled and conventional NS backing layer.

B. SAIT with and without the near-end section

In industrial practice, NS is removed from SAIT before it is installed in the HDD. However, NS is necessary during the recording head testing processes. There are many test steps where the write-to-read coupling level from the crosstalk can be ascertained. The crosstalk levels with and without NS are compared and are shown in Fig. 6.

From Fig. 6, NEXT and FEXT voltages with NS are higher than SAIT with NS being removed by about 5 dB and 16 dB at 1 GHz, respectively. This is due to the fact that NS is the first section connected to the source in the testing process. The crosstalk levels are higher than SAIT without NS. Hence, a strong crosstalk effect occurred on the SAIT used in the testing process may cause inaccurate test results or totally misinterpreting a recording head performance before being installed in a HDD.

C. The effect of stainless steel filled backing layer of the near-end section

Instead of analyzing using a conventional windowed backing layer at NS, the percentage of stainless steel of backing layer is also used. The crosstalk of the filled percentage and conventional backing layer is compared and is shown in Fig. 7a. The crosstalk levels of the conventional NS are in the range of -64 - -65 dB, while 50% filled and 100% filled are about -74 dB and -77 dB, respectively. This is in agreement with the results described in [10].

The crosstalk levels of the entire SAIT with the filled and conventional backing layer of NS with the conventional, 50% filled with stainless steel, and 100% filled with stainless steel backing layer are shown in Fig. 7b. It can be noticed that at 10 MHz, the NEXT and FEXT of the entire SAIT with 100% filled with stainless steel are suppressed 14 dB and 33 dB, respectively, when compared with the conventional SAIT. In addition, the crosstalk levels of SAIT decreased when the crosstalk levels of NS are also low. Therefore, to avoid the recording head degradation and to improve the performance, the designer must suppress the NS crosstalk.

VI. CONCLUSIONS

The methodology to identify the crosstalk effect on the 6-trace SAIT is proposed. Since the SAIT structure is complex and non-uniform, it is divided into 4 sections according to the physical shape and Z_{diff} . The crosstalk levels represented by S -parameters obtained from the commercial software of all sections are enumerated. It is determined that the BS has the lowest crosstalk levels whereas the NS has the highest crosstalk levels. This strong coupling exists at the NS which elevates the crosstalk level of the entire SAIT. Consequently, the presence of the NS may lead to the wrong test results and/or the interpretation of recording head performance. Finally, in order to minimize the crosstalk, the designer should put effort to mitigate crosstalk at the NS.

ACKNOWLEDGMENT

This project is supported by the Thailand Research Fund under the TRF Advanced Scholar Program, No. BRG5280019 and K. Prachumrasee is a PhD candidate granted by the Graduate

School, Khon Kaen University under the research fund for high potential student to continue postgraduate study, No 522T201.

REFERENCES

- [1] R. Wood, "Future Hard Disk Drive Systems," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 321, no. 6, pp. 555-561, Mar. 2009.
- [2] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2nd ed., Wiley & Sons, Inc., USA, pp. 559-712, 2006.
- [3] K. B. Klaassen, J. C. L. van Peppen, and X. Xing, "Write-to-Read Coupling," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 1, pp. 61-67, Jan. 2002.
- [4] Q. He *et al.*, "Write-to-Read Coupling Breakdown in HGA," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 2234-2236, Sep. 2002.
- [5] E. Jang and X. Zhang, "Write-to-Read Coupling Study of Various Interconnect Type," *J. Appl. Phys.*, vol. 93, no. 10, pp. 6453-6455, May 2003.
- [6] K. W. Carlson, "Crosstalk in the Rigid Disk Drive Channel Front-End," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 1, pp. 281-285, Jan. 2004.
- [7] X. K. Gao, Q. H. Liu, and Z. J. Liu, "Robust Design of Head Interconnect for Hard Disk Drive," *J. Appl. Phys.*, vol. 97, no. 10, pp. 10P102, May 2005.
- [8] J. D. Pro and M. E. Roen, "Characteristic Impedance and Signal Loss Measurements of Head-to-Preamplifier Interconnects," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 2, pp. 261-265, Feb. 2006.
- [9] J. T. Contreras, "Modeling of a Disk Drive's Front-End Channel Path," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 2600-2602, Oct. 2006.
- [10] R. T. Hentges, J. D. Pro, M. E. Roen, G. J. VanHecke, and G. H. Kimball, "Exploring Low Loss Suspension Interconnects for High Data Rates in Hard Disk Drives," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 1, pp. 169-174, Jan. 2008.
- [11] O. Ramahi, "Analysis of Conventional and Novel Delay Lines: A Numerical Study," *J. Appl. Comput. Electromagn. Soc.*, vol. 18, no. 3, pp. 181-190, Nov. 2003.
- [12] E. Jang, "Three-Dimension Electromagnetic Analysis of Hard Disk Drive Suspension Interconnect with Periodic Aperture in Reference Plane," *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 7, pp. 07C128, Apr. 2009.
- [13] F. D. Mbairi, W. P. Siebert, and H. Hesselbom, "High-Frequency Transmission Lines Crosstalk Reduction using Spacing Rules," *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.*, vol. 31, no. 3, pp. 601-610, Sep. 2008.
- [14] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., Wiley & Sons, Inc., USA, 2005, pp. 174-183.

- [15] CST GmbH, Germany, CST Microwave Studio, 2010.
- [16] D. Ahn *et al.*, "A Design of the Low-Pass Filter using the Novel Microstrip Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Micro. Theo. And Tech.*, vol. 49, no.1, pp. 86-93, Jan. 2001.
- [17] T. R. Haller, B. S. Whitmore, P. J. Zabinski, and B. K. Gilber, "High Frequency Performance of GE High-Density Interconnect Modules," *IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manuf. Technol.*, vol. 16, no. 2, pp. 21-27, Feb. 1993.



Krisada Prachumrasee is a Ph.D. candidate after he obtained B. Eng. (EE) and M. Eng. (EE) from Khon Kaen University. He was granted the M. Eng. Scholarship from the Industrial/University Cooperative Research Center in HDD Component (I/U CRC in HDD

Component) supported by the Ministry of Science and Technology. With good performance thesis of his Master degree study, he has received a PhD scholarship from Graduate School, Khon Kaen University under the research fund for high potential student to continue postgraduate study.



Apirat Siritaratiwat received his B.Eng. (EE) from Khon Kaen University in 1992. After working in the industry for few years, he joined the Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University in 1994 and continued his postgraduate study at the University of Manchester, UK, between 1995-1999. He has served in many managerial positions such as Head of Department, Assistant to President for Research Affairs etc. He has done researches in HDD and been one of pioneer researchers of ESD/EOS and EMI in recording heads. Since his researches are mainly jointed with HDD industry, it leaded to the establishment of the KKKU-Seagate Cooperation Research Laboratory and the I/U CRC in HDD Component where he was Director. He has published more than 80 articles and held 4 pending patents.



Vichate Ungvichian was born in Bangkok, Thailand. He received his Ph.D. degree in Electrical Engineering specialized in Electromagnetic from the Ohio University, Athens, Ohio, in 1981.

Since 1982, he has been with the Department of Electrical & Computer Engineering and Computer Science, Florida Atlantic University, Boca Raton, Florida, USA. He is a Full Professor and in the past 28 years as the Director of the EMI Lab. He is a senior member of IEEE, Advisor of IEEE FAU Student Chapter and Advisor of IEEE Engineering Honor Society.



Roong Sivaratana earned his B.Eng. from KMUT, North Bangkok, and M. Eng. From Warwick University, UK. He has been Senior Director at Seagate for years and emphasized on Test Engineering and Development. He has published papers with academia and advised postgraduate students in his expertise area of HDD development.



Arkom Kaewrawang obtained his B. Eng. (EE), Hon. from Khon Kaen University, M. Eng. (EE) from Chulalongkorn University, and Ph.D. from Shinshu University, Japan. He has done researches with HDD industry in the area of magnetic materials and high frequency effects to recording heads. He has published more than 20 international articles with many outstanding awards from various sources.

From: frequenz@mwt.tu-darmstadt.de

To: apirat@kku.ac.th

CC:

Subject: FREQ.2012.0138.R1 - Decision Accept

Body: 05-Mar-2013

Dear Prof. Siritaratiwat:

I would like to thank you for submitting your manuscript entitled "Crosstalk Suppression in High Data Rate and High Density Hard Disk Drive Interconnects Using Magnetic Composites" to Frequenz . Your manuscript has been reviewed, and it is a pleasure to accept it for publication in frequenz. The comments of the reviewer(s) are included at the bottom of this letter.

The frequenz production office will contact you for proofreading in the near future. Your article will be published ahead of print as soon as possible, and in the printed edition at a later time.

Thank you for your fine contribution. On behalf of the Editors of Frequenz we look forward to your continued contributions to the Journal.

Kind regards
Prof. Rolf Jakoby
Editor in Chief, Frequenz

Reviewer(s)' Comments to Author:

Reviewer: 1

Comments to the Author

The authors have put a lot of effort in revising the paper. It seem the authors answered my question sufficiently. I recommend the paper be accepted for publication.

Date Sent: 05-Mar-2013

Crosstalk Suppression in High Data Rate and High Density Hard Disk Drive Interconnects Using Magnetic Composites

Krisada Prachumrasee, Arkom Kaewrawang,
Anan Kruesubthaworn, Roong Sivaratana and Apirat Siritaratiwat

Dedicated ...

Abstract. Due to the increasing data transfer rates in hard disk drives, the crosstalk has become a source of operation failures during electrical and magnetic testing. In order to reduce this detrimental effect, the differential mode signal system of high-speed and high-density interconnects based on a new magnetic technique is proposed. The scattering parameters are evaluated in terms of the crosstalk and the transmission parameters, and then calculated using the 3D full wave simulation software. From the results, it is found that the proposed technique can suppress the near-end crosstalk and far-end crosstalk in a wide range of 1 - 20 GHz. In addition, the transmission signal levels from the proposed structure are still comparable to the conventional structure. Hence, the proposed technique provides an effective reduction of crosstalk, while maintaining the comparable transmission signal in a wide range of frequency.

Keywords. Crosstalk reduction, hard disk drive interconnection, hard disk drive, magnetic composites, magnetic recording head, scattering parameters.

2010 Mathematics Subject Classification. Please insert AMS Mathematics Subject Classification numbers for 2010 here. See www.ams.org/msc.

1 Introduction

With the continuous increasing data rates, it is well known that the crosstalk phenomenon becomes a primary problem, resulting to the operation failure in electronic devices. The recording head of hard disk drives (HDD) operating in a range of 1-20 GHz could fail due to the crosstalk effect on the HDD interconnects [1],[2], as a result, the effective reduction techniques for crosstalk are required.

This project is supported by the Thailand Research Fund under the TRF Advanced Scholar Program, No. BRG5280019 and K. Prachumrasee is a PhD candidate granted by the Graduate School, Khon Kaen University under the research fund for high potential student to continue postgraduate study, No. 522T201.

Several techniques have been used to suppress the crosstalk on high-speed and high-density interconnects of the printed-circuit-board including the flex printed circuit presented by reduction of capacitive coupling, such as adding guard traces between lines [3], plating via fence between lines, or keeping spacing between lines more than three times of trace width (3-W rule) [4]. The example methods of crosstalk reduction are to increase spacing between two lines from 0.4 to 0.8 μm , 0.8 to 1.2 μm , and 1.2 to 1.6 μm , and, consequently, the voltages of differential crosstalk decrease to 105, 40, and 22.5 mV, respectively [5]. However, these methods show only the reduction of electrical field and can be done on a certain level. Hence, they are difficult to use with constrained space devices.

Recently, a magnetic technique has been proposed for crosstalk reduction in high-density printed-circuit-boards with an ultimately narrow spacing by filling up magnetic composites in a gap between the single signal lines, achieving the desirable results in the crosstalk reduction [6]. However, the limitation is that it has to be done with the single line system only. It cannot be applied to the paired signal lines in differential mode system because a coupled field between paired signal lines is absorbed by the magnetic composite filled up in a spacing between paired signal lines due to absorption properties of material [7]-[9], resulting to the signal transmission deterioration. Therefore, the filling up of magnetic composite in the rest gaps should be avoided. A pair of signal lines in the differential mode system requires the reduction in crosstalk but no attenuation in the transferred signals, an appropriate approach on using the magnetic composite is a possibility to avoid the signal integrity problem.

Typically, the crosstalk effect is analyzed in the time domain, using a transient analysis. But in the frequency domain, it has also been studied [6],[10]-[13]. Moreover, in terms of the signal transfer efficiency, the signal analysis in the frequency domain is more suitable than the time domain because in the time domain is necessary to determine the waveform of each signal, but in the frequency domain, only the signal power is determined. Consequently, the frequency domain is focused here.

In this work, an effective crosstalk reduction technique on high-speed and high-density interconnect of a pair of differential-signal-mode line based on the magnetic principle is proposed. This differs from the prior work that it could be implemented in the single line system only. The crosstalk parameters are determined to be in a frequency range of 1 - 20 GHz by using scattering parameters (S-parameters) and the signal transmission parameters are then analyzed by using a 3D commercial electromagnetic simulator.

2 Simulation

2.1 Electromagnetic properties of a magnetic composite

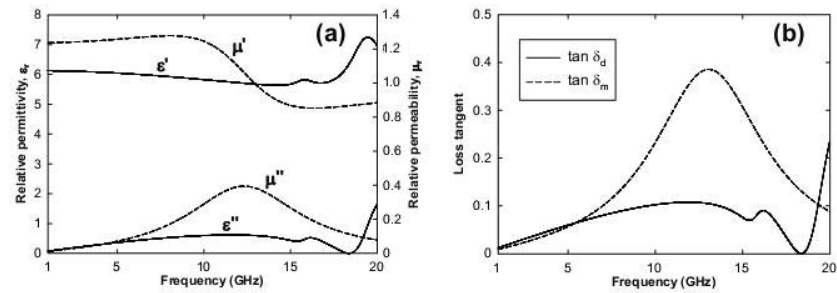


Figure 1. The electromagnetic properties of a magnetic composite material; (a) the complex relative permittivity ($\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$) and permeability ($\mu_r = \mu' - j\mu''$), and (b) the dielectric ($\tan \delta_d$) and magnetic ($\tan \delta_m$) loss tangents.

A low electric conductivity of a magnetic material is typically chosen as a good candidate for filling into the spacing between the pair of differential-signal-mode lines to avoid the short circuit and reduce the crosstalk. A magnetic composite proposed by Huang [14], i.e., antimony-doped tin oxide and ferrite composite is deliberately used in this work due to its suitable properties in electromagnetic absorption and extremely low electric conductivity (3.2×10^{-5} S/m). Since an average 5- μm magnetic composite particle size is smaller than the spacing between the pair of differential-signal-mode lines, the material can be then possibly implemented to use in interconnects of several electronic devices. The complex relative permittivity ($\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$) and complex relative permeability ($\mu_r = \mu' - j\mu''$) of the material on a range of 1 - 20 GHz are calculated and simulated using the Debye model [15] as shown in Fig. 1(a). It is seen that the averages on the real part of permittivity and permeability are 5.99 and 1.10, respectively. The real parts of these two parameters are found to be greater than the imaginary parts, especially the permittivity, and it may be recognized that this material has a good electric conduction. This assumption is well agreed with the loss tangent of dielectric property in Fig. 1(b) that it tends to be relatively constant at below 0.1 at the frequency lower than 18 GHz. Hence, the ratio of these two parts can be represented in terms of the loss magnetic tangent with the increase at about 7 - 18

GHz and the peak at about 13 - 14 GHz. This means that the property of the chosen magnetic material varies in this frequency range. Therefore, it can absorb the electromagnetic fields well within 13 - 14 GHz with respect to the loss magnetic tangent profile [16].

2.2 The structure of high-speed and high-density interconnect

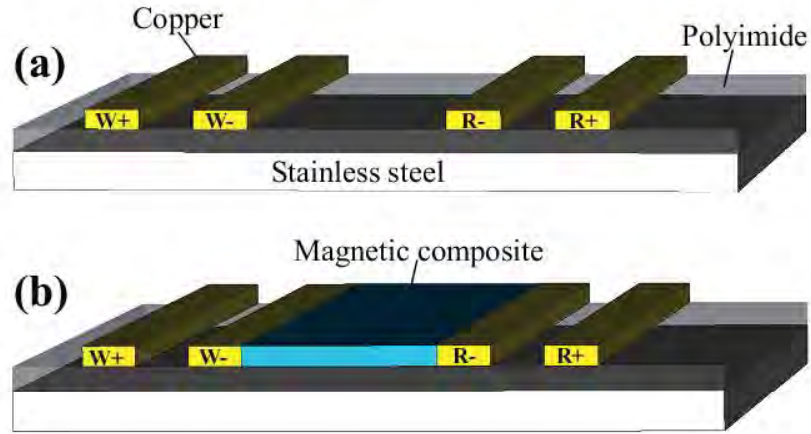


Figure 2. The TSAI structures of (a) conventional and (b) proposed approaches.

The structure of high-speed and high-density interconnect in this work is used in HDD interconnect, namely trace-suspension-assembly-interconnect (TSAI). It is a part in the assembly line of 3.5" HDD. The conventional TSAI, shown in Fig. 2(a), consists of stainless steel, polyimide, and copper layers of 20, 10, and 9 μm thickness, respectively [17]. The four copper signal lines, 2 write- and 2 read-lines, are in the differential mode for signal transfer. Each line of write- and read-line transfers the positive signal while the other lines transfer the negative signal of the same magnitude and 180° opposite phase. A TSAI of 30- μm trace width, 60- μm edge-to-edge trace spacing gap, 760- μm write-to-read trace spacing gap and 50-mm length is specifically used in this study with its suitable properties previously presented in [11]. The electric conductivities of the stainless steel and the copper are set at 1.1×10^6 S/m and 5.8×10^7 S/m, respectively, according to prior report [18].

The proposed magnetic technique for crosstalk reduction on TSAI is illustrated in Fig. 2(b). It fills up the magnetic composite in a specific gap between W- and

R- while the rest of spacing gap is not deposited. Therefore, this differs from the approach by Kayama [6] in that all spacing gap is filled up.

2.3 The crosstalk voltage on the read pair

The induced voltage at any position on the read pair for analysing the crosstalk in time domain has been reported in [19]. However, it can be expressed in term of impedance for analyzing in frequency domain as follow

$$H(x, \omega) = K_f[jx\omega e^{-j\omega T_d \frac{x}{L}}] + K_b[e^{-j\omega T_d \frac{x}{L}} - e^{-j\omega 2T_d + T_d \frac{x}{L}}] \quad (1)$$

where K_b and K_f are backward and forward crosstalk coefficients, respectively, ω is angular frequency, T_d is time for signal propagation on the pair with distance L , and L is the physical length of the coupled region.

The expression in equation (1) is in terms of the ratio of mutual inductance to self inductance (L_m/L_s) and mutual capacitance to self capacitance (C_m/C_s) similar to prior works as [10], [12], and [20]

$$K_f = -\frac{1}{2v} \left(\frac{L_m}{L_s} - \frac{C_m}{C_s} \right) \quad (2)$$

and

$$K_b = \frac{1}{4} \left(\frac{L_m}{L_s} + \frac{C_m}{C_s} \right) \quad (3)$$

where v is the propagation velocity or the speed of the line signal.

2.4 The scattering parameters

In order to characterize the TSAI on a broadband frequency, the S-parameters are measured to provide more accurate results at high frequency than other parameters [21]. The TSAI transfers the data signals between the recording head and the R/W driver as represented by a 4-port network as shown in Fig. 3. The ports 1 and 3 are connected to the R/W driver, called near-end side, and the ports 2 and 4 are connected to the recording head, called far-end side. The S-parameters calculated for the TSAI characterization are given by

$$S_{ij} = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j; i, j = 1, 2, 3, \dots, n} \quad (4)$$

where n is the total port number, S_{ij} is the transmission coefficient from port j to port i and all remaining ports are terminated in matched load ($V_k = 0$ for $k \neq j$),

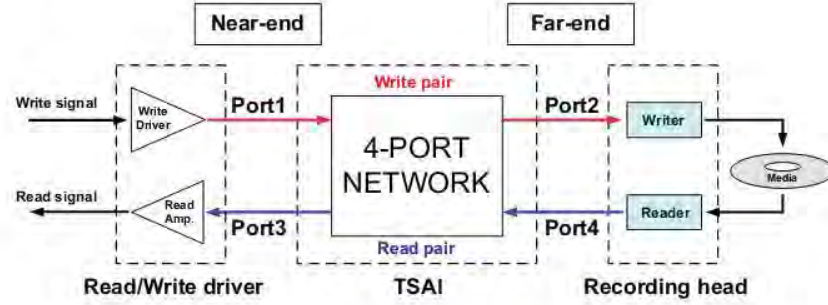


Figure 3. The four-port network diagram used for TSAI.

V_i^- is a reflected voltage of the victim pair and V_j^+ is an incident voltage of the driven pair.

The crosstalk in this study is defined as the coupled signals from the write- into read-pairs. Hence, the crosstalk on the read-pair of R/W driver and recording head is called the near-end crosstalk (NEXT), S_{31} , and the far-end crosstalk (FEXT), S_{41} , respectively. In a similar manner, the reflection and transmission coefficients of the network characterized by the S-parameters are known as S_{21} and S_{11} , respectively.

The S-parameters are calculated by employing the 3D full wave simulation based on the finite integral technique of CST Microwave Studio. The basis function is a cuboid shape with about 2×10^6 of mesh cell and the automatic adaptive mesh refinement is activated. The TSAI is set to be surrounded by air and the boundary condition is performed under the radiation in all directions. In order to obtain the broadband calculation from 1 to 20 GHz, a Gaussian pulse with 40.7 ps of the full width at half maximum is fed into the port 1 of the write pair for S-parameters determination.

3 Results and Discussions

3.1 Crosstalk reduction tendency

Firstly, the crosstalk characteristics of both ends of read pair; NEXT and FEXT, are investigated as shown in Fig. 4. In comparison with the conventional structure, both NEXT and FEXT of the proposed structure are significantly suppressed in a wide frequency range. At 14 GHz, the NEXT and FEXT are reduced by about 32 dB and 14 dB, respectively. This suppression is contributed from the absorption of the radiated fields from the write traces before propagating to the

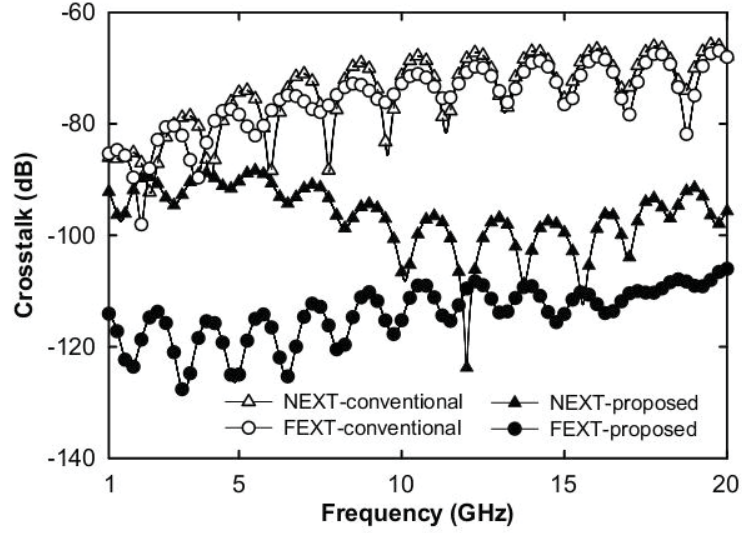


Figure 4. The TSAI crosstalk characteristics of two structures.

read traces due to dielectric and magnetic losses of the magnetic composite material filled up between both pairs [16], [22]. In addition, the magnetic loss tangent dominantly affects on the NEXT, resulting to the tendency of proposed structure is similar to the magnetic loss tangent profile, especially, in a range around 7-18 GHz. Meanwhile, the FEXT tendency of both structures are the same, but the proposed structure posses the lower level of crosstalk than the conventional one.

Table 1. The self- and mutual- capacitance and inductance of the two structure at 20 GHz

	C_s (F)	C_m (F)	L_s (H)	L_m (H)	C_m/C_s	L_m/L_s
Conventional	3.92×10^{-15}	1.49×10^{-18}	7.33×10^{-12}	1.32×10^{-3}	3.80×10^{-4}	1.80×10^8
Proposed	3.15×10^{-15}	1.08×10^{-19}	6.04×10^{-12}	5.07×10^{-5}	3.43×10^{-5}	8.39×10^6

In order to validate the results, the self- and mutual- capacitance and inductance are determined at the frequency of 20 GHz and extracted from the simulation as shown in Tab. 1. It is found that the parameters of the proposed structure are lower than those of the conventional one. These parameters are generally related to capacitance and inductance of orders of $\mu_{eff} < 1$ and $\varepsilon_{eff} < \varepsilon$, and so, the ε condition results to the decrease of self- and mutual- capacitance and inductance

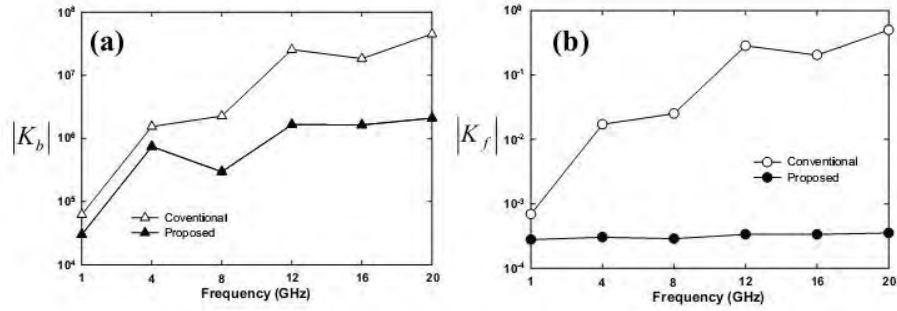


Figure 5. (a) The backward and (b) forward crosstalk coefficients of two TSAI structures.

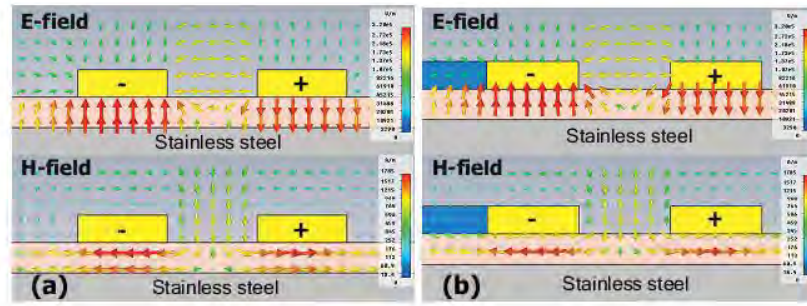


Figure 6. The electromagnetic field of two traces in differential mode of (a) the conventional and (b) the proposed structures.

[23].

In addition, the dependence of crosstalk parameters, K_f and K_b are evaluated from equation (2) and (3), respectively, on a frequency range of 1-20 GHz as presented in Fig. 5. It is noted that the propagation velocity, v , of ~ 1.81 m/s of both structures is obtained from the CST microwave studio. It is evident that both the K_b and K_f parameters of the proposed structure are lower than those of the conventional one.

3.2 Effects of magnetic composite to transmission parameter

It is generally known that the signal transmission is vigorously important to signal integration. It is noticed from the electromagnetic field of both structures observed

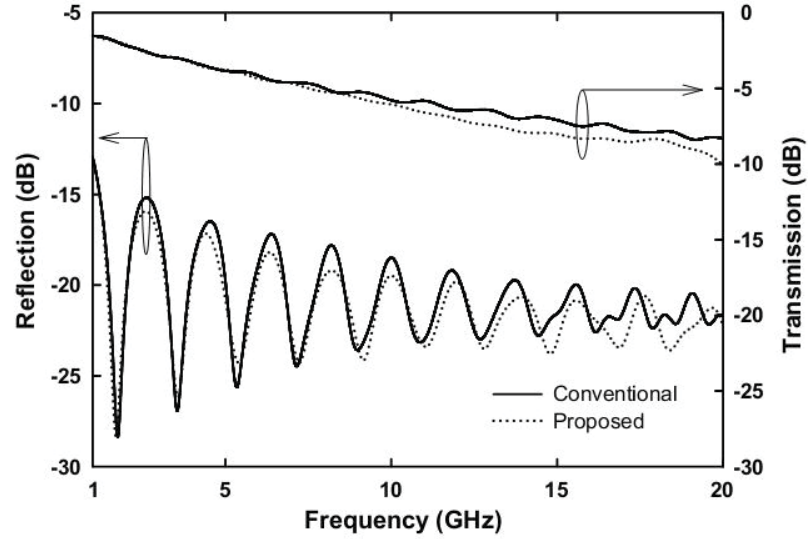


Figure 7. Dependence of reflection and transmission coefficients on frequency.

in Fig. 6, that the arrows size and intensity of both structures are almost the same. This is well agreed with results of reflection and transmission coefficients of the signal lines of both write- and read-traces as shown in Fig. 7. For the reflection coefficient of both structures, it is seen that it gradually decreases from about -13 dB in a wide frequency range. It is intriguingly observed that a peak of reflection coefficient of proposed structure is a bit lower than that of the conventional one. In addition, its tendency is less fluctuated than the other, especially at a high frequency. The similarity result of two structures is also found in the dramatic decrease of transmission coefficient in a varied frequency. It is also shown a good promising that in a high frequency, the transmission coefficient of a new TSAI structure is entirely below that of the conventional one and only changes in an order of 2 dB at 20 GHz. This is evidently shown that a new structure provides better coefficients than those of a conventional one.

4 Conclusions

The crosstalk suppression technique for high-speed and high-density interconnects used in a differential mode signal system based on a magnetic technique is proposed. The TSAI, as one of current high-speed and high-density interconnects

used for HDD production, is tested in this work by using the S-parameters. It is found that the new structure provides lower backward and forward coefficients than those of the traditional one. The results also show a good agreement that the NEXT and FEXT of the new proposed structure can be suppressed up to 32 dB and 14 dB at 14 GHz, respectively, and the signal transmission is changed only 2 dB at 20 GHz. Therefore, this newly structure is an alternative that can reduce crosstalk effectively with slight decrement in the signal transmission.

Acknowledgments. Authors would like to thanks Seagate Technology (Thailand) Co., Ltd. for facility provision.

Bibliography

- [1] K. Klaassen, J. C. Peppen and X. Xing, Write-to-read coupling, *IEEE Trans. Magn.* **38** (2002), 61–67.
- [2] Q. He, K. Lin, S. Sankar, H. Gong, R. Holmes and D. Seagle, Write-to-read coupling breakdown in HGA, *IEEE Trans. Magn.* **38** (2002), 2234–2236.
- [3] F. Mbairi, W. Siebert and H. Hesselbom, On the problem of using guard traces for high frequency differential lines crosstalk reduction, *IEEE Trans. Comp. and Pack. Tech.* **30** (2007), 67–74.
- [4] I. Montrose, *Printed circuit board design techniques for EMC compliance*, Wiley, New York, 2000.
- [5] K. Agarwal, D. Sylvester and D. Blaauw, Modeling and analysis of crosstalk noise in coupled RLC interconnects, *IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integr. Circuits Syst.* **25** (2006), 892–901.
- [6] S. Kayama, M. Sonehara, T. Sato, K. Yamasawa and Y. Miura, Cross-talk suppression in high-density printed circuit boards using magnetic composite filled in spacing between signal lines, *IEEE Trans. Magn.* **45** (2009), 4801–4803.
- [7] G. Li, G.-G. Hu, H.-D. Zhou, X.-J. Fan and X.-G. Li, Attractive microwave-absorbing properties of $\text{La}_{1-x}\text{Sr}_x\text{MnO}_3$ manganite powders, *Mater. Chem. Phys.* **75** (2002), 101–104.
- [8] J. Wei, J. Liu, and S. Li, Electromagnetic and microwave absorption properties of Fe_3O_4 magnetic films plated on hollow glass spheres, *J. Magn. Magn. Mater.* **312** (2007), 414–417.
- [9] B. Dmovsek, J. Koselj, A. Znidarsic and V. Bregar, Study of coupling on parallel microstrip lines due to magnetic-loaded absorber sheet, *IEEE Trans. Magn.* **44** (2008), 3801–3804.
- [10] T. Haller, B. Whitmore, P. Zabinski and B. Gilbert, High frequency performance of GE high-density interconnect modules, *IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manufact. Technol.* **16** (1993), 21–27.

- [11] J. Pro and M. Roen, Characteristic impedance and signal loss measurements of head-to-preamp interconnects, *IEEE Trans. Magn.* **42** (2006), 261–265.
- [12] F. Mbairi, W. Siebert and H. Hesselbom, High-frequency transmission lines crosstalk reduction using spacing rules, *IEEE Trans. Comp. and Pack. Tech.* **31** (2008), 601–610.
- [13] R.-B. Sun, C.-Y. Wen and R.-B. Wu, A new isolation structure of pogo pins for crosstalk reduction in a test socket, *IEEE Trans. Comp. and Pack. Tech.* **1** (2011), 586–594.
- [14] X. Huang, J. Chen, J. Zhang, L. Wang and Q. Zhang, A new microwave absorber based on antimony-doped tin oxide and ferrite composite with excellent electromagnetic match, *J. Alloys Compd.* **506** (2010), 347–350.
- [15] A. Taflov and S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Norwood, 2000.
- [16] J. Liu, M. Itoh, T. Horikawa and K. Machida, Gigahertz range electromagnetic wave absorbers made of amorphous-carbon-based magnetic nanocomposites, *J. Appl. Phys.* **98** (2005), 054305–054305-7.
- [17] J. Contreras, M. Alex and X. Xing, Recording front-end systems analysis, *IEEE Trans. Magn.* **46** (2010), 790–797.
- [18] E. Jang, Three-dimensional electromagnetic analysis of hard disk drive suspension interconnects with periodic apertures in reference plane, *J. Appl. Phys.* **105** (2009), 07C128–07C128-3.
- [19] A. Feller, H. Kaupp and J. Digiacom, Crosstalk and reflections in high-speed digital systems, in *Proc. Fall Joint Computer Conf.* (1965).
- [20] S. Hall, G. Hall and J. McCall, *High Speed Digital System Design: A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices*, Wiley, New York, 2000.
- [21] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., Wiley, USA, 2004.
- [22] H. Ono, T. Ito, S. Yoshida, Y. Takase, O. Hashimoto and Y. Shimada, Noble magnetic films for effective electromagnetic noise absorption in the gigahertz frequency range, *IEEE Trans. Magn.* **40** (2004), 2853–2857.
- [23] R. Pucel and D. Masse, Microstrip propagation on magnetic substrates - part I: design theory, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **20** (1972), 304–308.

Received ???.

Author information

Krisada Prachumrasee, KCU-Seagate Cooperation Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University, Khon Kaen 40002, Thailand.
E-mail: krisada.prachumrasee@live.kku.ac.th

Arkom Kaewrawang, KKU-Seagate Cooperation Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University, Khon Kaen 40002, Thailand.

E-mail: arkom@elec.kku.ac.th

Anan Kruesubthaworn, Science and Technology Program, Khon Kaen University, Nong Khai Campus, Nong Khai 43000, Thailand.

E-mail: anankr@kku.ac.th

Roong Sivaratana, Seagate Technology (Thailand) Co., Ltd., 1627 Moo 7, Teparuk Rd, Tambol Teparuk, Amphur Muang, Samutprakarn 10270, Thailand.

E-mail: roong.sivaratana@seagate.com

Apirat Siritaratiwat, KKU-Seagate Cooperation Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University, Khon Kaen 40002, Thailand.

E-mail: apirat@kku.ac.th

INTERNATIONAL JOURNAL OF

RF and Microwave Computer-Aided Engineering

Editor:

Inder J. Bahl

6311 Hamlet Trail

Roanoke, VA 24018

USA

Phone: 540-525-3932

Fax: 540-772-2380

e-mail: inderj@cox.net orinder.bahl@ieee.org

Associate Editors:

Adalbert Beyer

Duisburg University, Duisburg, Germany

Vijay Devabhaktuni

University of Toledo, Toledo, USA

David Thiel

Griffith University, Nathan, Australia

Qi-Jun Zhang

Carleton University, Ottawa, Canada

March 15, 2013

Title: *The Dimensional Effects of Windowing on Crosstalk for High Speed Hard Disk Drive Interconnects*

Manuscript Number: **B2950**Date Received: **January 4, 2013**

Dear Mr. Prachumrasee:

I am glad to inform you that the paper is accepted for publication in the *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. It will be published in the next available issue of the Journal. John Wiley & Sons, Inc., the publisher, will send you the proofs at the appropriate time. **Please make a note that you need not send again the copyright form to Wiley in their request at the time of proofs. They ask everybody and please ignore their request.**

Thank you for contributing to the Journal. We greatly appreciate your contribution.

Sincerely,

Dr. Inder Bahl

RFMiCAE Editor

The Dimensional Effects of Windowing on Crosstalk for High Speed Hard Disk Drive Interconnects

K. Prachumrasee¹, A. Kaewrawang¹, A. Siritaratiwat¹, R. Sivaratana² and
A. Kruesubthaworn^{3,*}

**Author for correspondence; e-mail: anankr@kku.ac.th*

¹ KKU-Seagate Cooperation Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,
Khon Kaen University, Khon Kaen 40002, Thailand

² Seagate Technology (Thailand) Co., Ltd., 1627 Moo 7, Teparuk Rd, Tambol Teparuk,
Amphur Muang, Samutprakarn 10270, Thailand

³ Faculty of Applied Science and Engineering, Khon Kaen University, Nong Khai Campus,
Nong Khai 43000, Thailand

ABSTRACT

As the areal density rapidly changes, the signal reflection increases. In order to avoid the reflection between a magnetic recording head and a read/write driver on hard disk drive interconnects (HDDIs), the windowing technique is used to keep low insertion loss and causes the higher crosstalk between lines. In this work, the crosstalk on idealized HDDI with windowing is investigated. The crosstalk represented by the scattering parameters is calculated by using the full wave simulation software based on finite integral technique. From the results, the improvement of insertion loss and transmission bandwidth (-3 dB bandwidth) can be found when the window percentage is increased. For the 90% windowed structure, these are improved as 4.27 dB at 1 GHz and 4.53 GHz comparing with the conventional structure, respectively.

Besides, the crosstalk increases with the increasing of window percentage. However, it can be suppressed up to 5.68 dB in a range of 0.24 - 1 GHz when the window percentage is 90%. Furthermore, the 90% windowed structure with 8 mm window pitch possess the lowest crosstalk about 30.22 dB in a range of 0.32 - 6.4 GHz. In addition, the placing position of windows in a reference plane with a half of the rest length at both ends should be avoided because it increases both crosstalk and insertion loss.

Keywords: Crosstalk reduction, Hard disk drive interconnect, Scattering parameters, Windowing

1. INTRODUCTION

The hard disk drive interconnect, called trace suspension assembly interconnect (TSAI), is used to transfer the data signals between a magnetic recording head and a read/write (R/W) driver. As the data rate rapidly increases, a signal integrity issue plays an important role. Consequently, an insertion loss of transmission lines should be kept low to entirely maintain the detail of data signals transferred between the recording head and the R/W driver [1].

Recently, a practical approach to reduce the insertion loss by removing a fixed percentage of the reference plane, namely windowing, is presented by Jang [2]. The insertion loss could be reduced with increasing a fixed percentage of windowing [2-5]. However, the implementation of windowing with TSAI increases crosstalk between adjacent lines, resulting to the higher crosstalk than the conventional TSAI [3,6]. It is well known that the crosstalk phenomenon is an unintentionally coupled signal between signal lines. Several works of crosstalk on hard disk drive interconnect have been reported in [4,5,7-11] and the explanation of crosstalk mechanism on hard disk drive interconnect can be found in [7]. In case of hard disk drives, the leakage of the signal power from the write lines into the read

lines can cause electrical overstress (EOS) in the magnetic reader sensor [12]. As a result, the malfunction and failure occur in the recording head and R/W driver operations [7,8]. Hence, understanding of windowing in terms of crosstalk on the TSAI is necessitated.

In this work, the crosstalk effect on TSAI with rectangular apertures of windowing is studied. The scattering parameters (*S*-parameters) are utilized as the crosstalk indicator and calculated based on finite-integration technique (FIT) by using the 3D full-wave simulation software. The dimensional of windowing is varied and the comparison with a conventional TSAI is demonstrated. Finally, the optimal dimensional of windowing on crosstalk reduction of TSAI is performed.

2. METHODOLOGY

2.1. The Hard Disk Drive Interconnect Structure with Windowing

The TSAI consists of four layers which are copper layer, based polyimide layer, stainless steel layer, and cover-coat polyimide layer as shown in Figure 1 [2]. The TSAI structure including two conductor lines with trace width of 100 μm , trace-to-trace spacing of 25 μm , and length of 40 mm which has been used by Jang [2] is used in this study. The thickness of copper, based polyimide, stainless steel, and cover-coat is 15, 10, 20, and 5 μm , respectively. The conductivity of copper and stainless steel is 5.8×10^7 and 1.1×10^6 S/m, respectively. A 1 mm window pitches are plated in the reference plane which is stainless steel layer as shown in Fig. 1. This means that there are 40 apertures in the interconnect. The window percentage is defined as the ratio of window length to window pitch [2]. Since, the window pitch is fixed as 1 mm, the window length is varied from 0 to 0.9 mm. This means that the window percentage is varied from 0% to 90%, respectively.

2.2. The Scattering Parameters

The TSAI is defined as a 4-port network, as shown in Figure 2. The S -parameters are used as the crosstalk indicator owing to its proper and accurate at high frequency [13]. The parameters can be obtained and calculated by following equation:

$$S_{ij}(dB) = 20 \log \left(\frac{V_i^-}{V_j^+} \right) \bigg|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j} \quad (1)$$

where S_{ij} is the transmission coefficient from port j to port i and all remaining ports are terminated in matching load ($V_k = 0$ for $k \neq j$). V_i^- and V_j^+ are a reflected voltage and an incident voltage of lines, respectively.

The simulations were done by using the 3D full wave simulation of CST Microwave Studio, which is based on FIT. The FIT discretizes an integral form of Maxwell's equation in the computational domain as described in [14]. The crosstalk is defined as the coupling of signal from the i^{th} write line to the j^{th} read line. In order to calculate the crosstalk in a frequency range of 1 - 20 GHz, a Gaussian pulse with 40.7 ps of the full width at half-maximum is fed into port 1 for broadband calculation. The initial mesh cell used in simulation is 2×10^6 cells and the automatic adaptive mesh refinement is activated. The TSAI is surrounded by air and the radiation is selected for the boundary condition in all directions.

3. RESULTS & DISCUSSIONS

3.1 The Window Percentage Variation

Firstly, the insertion loss is investigated and plotted in Figure 3. It is found that the tendency of the insertion loss is improved with increasing of window percentage which is consistent with the previous studies [2]. At the current operating frequency of TSAIs which is

1 GHz, the 0% windowed structure (conventional TSAI) has the insertion loss as -5.75 dB. Meanwhile, the 90% windowed one has the insertion loss as -1.48 dB which is a 4.27 dB improvement. For the TSAI with windowing, a dip occurs at around 10 GHz, except the 90% windowed structure occurred at around 20 GHz according to resonance frequency of the defected ground structure as described in [15-19]. Furthermore, the insertion loss in cases of the TSAI with windowing is improved. Especially, the insertion loss is significantly improved along the determined frequency range for the 90% windowed structure comparing with the 0% structure. This can be noticed from the transmission bandwidth, also known as -3 dB bandwidth, it is extended from 0.57 GHz to 5.1 GHz. As a result, the data signals could be transferred between the R/W driver and the recording head in a higher frequency range which facilitate the TSAI used in high speed hard disk drive in the future [20].

Figure 4 shows the crosstalk on the TSAI with percentage variation of window as a function of frequency. It is observed that the crosstalk increases with increasing window percentage. This is consistent with the results in [3,9]. Around mid-frequency range, the crosstalk level of the 30% and 50% windowed structures is somewhat similar to the 70% windowed structure and these have the higher crosstalk than the conventional TSAI around 5 dB. For the increment of crosstalk, it is believed that the windowed reference plane contributing to the radiated fields from the write line can easily pass through the read line [11]. In contrast, the 90% windowed structure shows a desirable result, it has a lower crosstalk than the 0% windowed structure about 5.68 dB at 400 MHz which is the one in frequency band of the HDD performance testing processes. Of course, the reducing of crosstalk on the TSAI can improve the accuracy of test results and reduce a recording head performance misinterpretation before being installed in a HDD as concerned in Ref [6] as well.

Since the interconnect structure is changed, the characteristic impedance (Z_c) of the lines is observed by using the time domain reflectometry in the CST simulation. A Gaussian pulse with 43.8 ps rise time is applied [21]. Figure 5 shows the Z_c of a signal line of the 0% to 90% windowed structures. It is observed that the tendency of Z_c increases with increasing window percentage [2,9]. In practice, the proper Z_c of the line is determined from impedance of terminated loads, i.e., the recording head and the R/W driver depending on each HDD model. This is known as impedance matching to avoid reflection and distortion of signals [1].

3.2 The Window Pitch variation

A set of TSAI with window pitch variation is studied. The window percentage is fixed as 90%, then the window pitch is varied from 1 to 8 mm resulting to the number of aperture in a reference plane of line is varied from 40 to 5 slots, respectively. The crosstalk of the windowed TSAI with window pitch variation is plotted and compared with the conventional TSAI as shown in Figure 6. The figure indicates that the crosstalk levels decrease with increasing window pitch. At below 300 MHz, the windowed structures have the crosstalk level higher than that of the conventional one. However, the 90% windowed structure with 8 mm window pitch gives the lower crosstalk in a range of 320 MHz - 6.5 GHz and suppresses the crosstalk up to 30.22 dB at 1.04 GHz. In addition, an expansion of crosstalk immunity to 6.5 GHz means that this structure can be implemented to support TSAIs used in the future HDD as well.

Figure 7 shows the insertion loss of the windowed TSAI with window pitch variation. It is found that the insertion loss has no different at low frequency region. However, the windowed structures show a great improvement of the insertion loss when the frequency above 200 MHz. Again, the Z_c of a line is observed and shown in Fig. 8. It is observed that the Z_c of the windowed structures is increased in a range about 40 - 50 Ω . Furthermore, there are dips and peaks which occur when the window pitch increased more than 4 mm. This is

because of the geometry discontinuities along the interconnect length direction [2].

3.3 The Possible Positions of Windowing

In practice, there are many patterns to place the rectangular windows in a reference plane of TSAI. Since, the window percentage and window pitch of the four structures are set as 90% and 1 mm, respectively. As a result, four possible window patterns are investigated, denoted as pattern A, B, C and D, as shown in Figure 9. In addition, the remaining length from windowing, called the rest length, in these cases are 0.1 mm.

Pattern A, it is the begun with the windows placed from left-hand side to the right-hand side along the length of line. Note that this pattern is used with the TSAI for the above results. Pattern B, this pattern is begun and ended with the half of the rest length of the first window. Pattern C, this pattern is similar to the pattern A, but the placing of windows is begun at the right-hand side of the reference plane rather than the left-hand side. Pattern D, this pattern is begun with a half of the first window length and is ended with the rest of window length.

The Z_c of TSAI with each pattern is investigated and compared owing to the difference structure of the reference plane as shown in Figure 10. From the result, it is found that the pattern of placing windowing in a reference plane has no effect in Z_c . The two last but not least, the crosstalk and insertion loss, are also investigated as shown in Figure 11 and 12, respectively. From the results, it is indicated that there is no difference in terms of the crosstalk and insertion loss for the TSAI with pattern A, C and D. Except pattern B, it shows the terrible results which are higher crosstalk and insertion loss than the others about 1 dB in a high frequency range. This phenomenon is somewhat interesting which will be studied in the next works.

4. Conclusions

The crosstalk on the TSAI with windowing is investigated. From the results, it is found that the crosstalk increases with increasing window percentage. For the 90% windowed structure possesses a lower crosstalk than the conventional TSAI about 5.68 dB in a range of 0.24 - 1 GHz. Furthermore, the crosstalk can be suppressed by increasing window pitch. As can be seen, the 90% windowed TSAI structure with 8 mm window pitch is suppressed the crosstalk up to 30.22 dB in a range of 0.32 - 6.4 GHz which supported the using of TSAI in the future HDD. In addition, the beginning to place windows with the rest length should be avoided because it increases both crosstalk and insertion loss. Finally, the implementation of windowing technique on TSAI can be used as an alternative method to improve the crosstalk immunity as well as the insertion loss. However, the impedance matching should be considered to avoid the signal integrity problem.

Acknowledgement

The authors would like to thank Seagate Technology (Thailand) Co., Ltd. for facility provision and Department of Telecommunication Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) for CST simulation software. This project is supported by the Thailand Research Fund under the TRF Advanced Scholar Program, No. BRG5280019 and the new researcher program No. MRG5580221. K. Prachumrasee is a PhD candidate granted by the Graduate School, Khon Kaen University under the research fund for high potential student to continue postgraduate study, No. 522T201.

References

1. K. B. Klaassen, J. T. Contreras, and J. V. Peppen, Read/write electronics front-end systems for hard disk drives, *IEEE Trans Magn* 1 (2004), 263-268.
2. E. Jang, Three-dimensional electromagnetic analysis of hard disk drive suspension interconnects with periodic apertures in reference plane, *J Appl Phys* 105 (2009), 07C128–07C128–3.

3. K. Carlson, Crosstalk in the rigid disk drive channel front-end, *IEEE Trans Magn* 40 (2004), 281–285.
4. K. Prachumrasee, A. Siritaratiwat, V. Ungvichian, R. Sivaratana, and A. Kaewrawang, A methodology to identify crosstalk contributor from 6-line suspension assembly interconnect of ultra-high capacity hard disk drives, *J Appl Comput Electromagn Soc* 27 (2012), 22–27.
5. K. B. Klaassen, J. V. Peppen, and X. Xing, Write-to-read coupling, *IEEE Trans Magn* 38 (2002), 61–67.
6. Q. He, K. Lin, S. Sankar, H. Gong, R. Holmes, and D. Seagle, Write-to-read coupling breakdown in HGA, *IEEE Trans Magn* 38 (2002), 2234–2236.
7. E. Jang and X. Zhang, Write-to-read coupling study of various interconnect types, *J Appl Phys* 93 (2003), 6453–6455.
8. X. K. Gao, Q. H. Liu, and Z. J. Liu, Robust design of head interconnect for hard disk drive, *J Appl Phys* 97 (2005), 10P102–10P102–3.
9. J. Pro and M. Roen, Characteristic impedance and signal loss measurements of head-to-preamplifier interconnects, *IEEE Trans Magn* 42 (2006), 261–265.
10. J. T. Contreras, Modeling of a disk drive's front-end channel path, *IEEE Trans Magn* 42 (2006), 2600–2602.
11. R. Hentges, J. Pro, M. Roen, G. VanHecke, and G. Kimball, Exploring low loss suspension interconnects for high data rates in hard disk drives, *IEEE Trans Magn* 44 (2008), 169–174.
12. S. Prakash, K. Pentek, and Y. Zhang, Reliability of PtMn-based spin valves, *IEEE Trans Magn* 37 (2001), 1123–1131.
13. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, USA, 2005.
14. T. Weiland, Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods, *Int. J. Numer Model* 9 (1996), 295–319.
15. C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and J. B. Lim, A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits, *IEEE Microw Guid Wave Lett* 4 (2000), 131–133.
16. D. Ahn, J. Park, C. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure, *IEEE Trans Microw Theory Tech* 49 (2001), 86–93.

17. J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, Y. C. Jeong, and S. Nam, Design of low-pass filters using defected ground structure, *IEEE Trans Microw Theory Tech* 53 (2005), 2539-2545.
18. H.-W. Liu, X.-W. Sun, Z.-F Li, and T. Yoshimasu, Propagation characteristics of microstrip lines with 2D defected ground structures, *Int J RF and Microwave CAE* 16 (2006), 280-286.
19. S. M. Roy, N. C. Karmakar, and I. Balbin, Investigation into paradigm junction capacitance and inductance of dumbbell-shaped slotted ground structures, *Int J RF and Microwave CAE* 18 (2008) 464-475.
20. R. Wood, Future hard disk drive systems, *J Magn Magn Mater* 321 (2009), 555-561.
21. CST MICROWAVE STUDIO - Manual, CST GmbH, Germany, 2010.

BIOGRAPHIES



Krisada Prachumrasee is a PhD candidate after he obtained B. Eng (EE) and M. Eng (EE) from Khon Kaen University. He was granted the M. Eng. Scholarship from the Industrial/University Cooperative Research Center in HDD Component (I/U CRC in HDD Component) supported by the Ministry of Science and Technology. With good performance thesis of his Master degree study, he has received a PhD scholarship from Graduate School, Khon Kaen University under the research fund for high potential student to continue postgraduate study.



Arkom Kaewrawang obtained his B. Eng. (EE), Horn, from Khon Kaen University, M. Eng (EE) from Chulalongkorn University, and PhD from Shinshu University, Japan. He has done researches with HDD industry in the area of magnetic materials and high frequency effects to recording heads. He has published more than 20 international articles with many outstanding awards from various sources.



Apirat Siritaratiwat received his B.Eng. (EE) from Khon Kaen University in 1992. After working in industry for few years, he joined the Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University in 1994 and continued his postgraduate study at the University of Manchester, UK, between 1995-1999. He has served in many managerial positions such as Head of Department, Assistant to President for Research Affairs etc. He has done researches in HDD and been one of

pioneer researchers of ESD/EOS and EMI in recording heads. Since his researches are mainly jointed with HDD industry, it led to the establishment of the KKU-Seagate Cooperation Research Laboratory and the I/U CRC in HDD Component where he was Director. He has published more than 80 articles and held 4 pending patents.



Roong Sivaratana received a B.Eng. in EE from KMITN in 1986, M.Eng. in EM from Chulalongkorn University, and M.S. in EBM from University of Warwick. He has been a Senior Director of Engineering at Seagate Technology (Thailand), responsible for TH R&D Activities. He Beside engineering works in Seagate, he is also a member of engineering advisory committee at SUT and KMITL, a member of KKU's activities promotion committee, as well as an industry adviser to Cluster/Program Management Office (CPMO under NSTDA).



Anan Kruesubthawom received the B.Eng. and Ph.D. degrees in electrical engineering from Khon Kaen University, Thailand, in 2002 and 2008, respectively. After that, he had joined Seagate Technology (Thailand) Ltd. for three years. He is currently a lecturer with Khon Kaen University, Nong Khai campus. His research interests include EOS/ESD and EMI in magnetic recording heads and EMI in telecommunication.

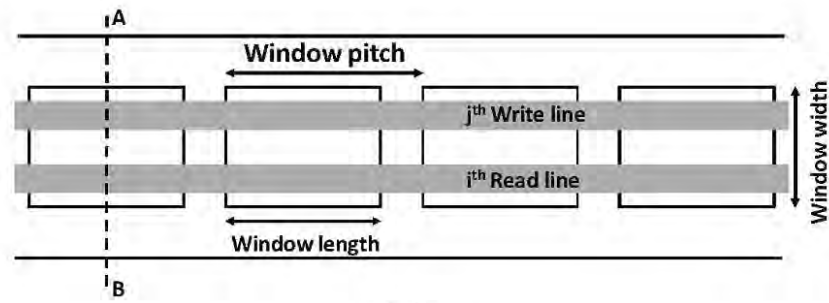
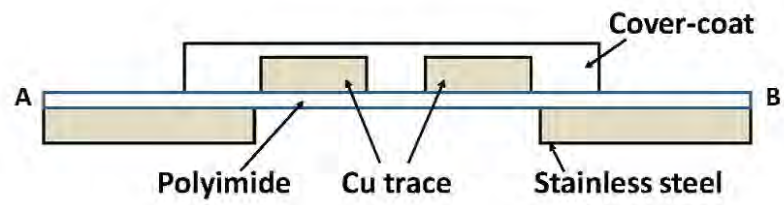
Figures**(a)****(b)**

Figure 1. (a) The top view of an idealized trace suspension assembly interconnect with windowing and (b) the cross sectional view along A-B line.

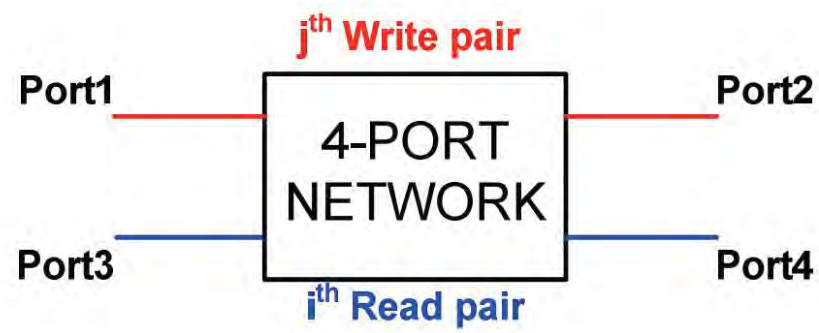


Figure 2. A 4-port network of TSAI.

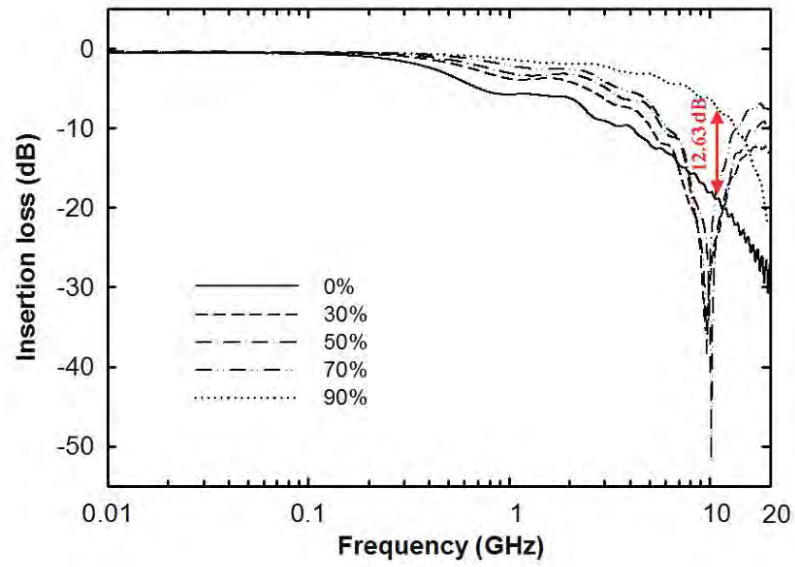


Figure 3. The insertion loss for the 0% to 90% windowed structure.

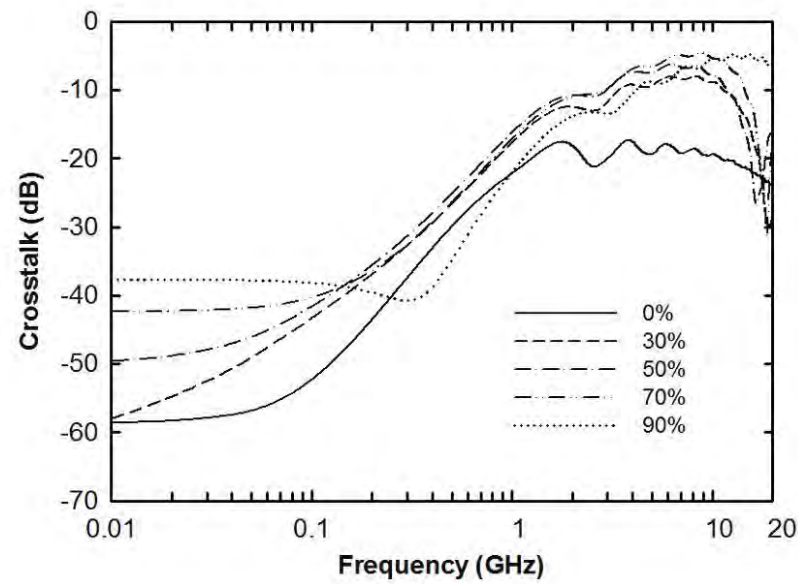


Figure 4. The dependence of crosstalk on frequency.

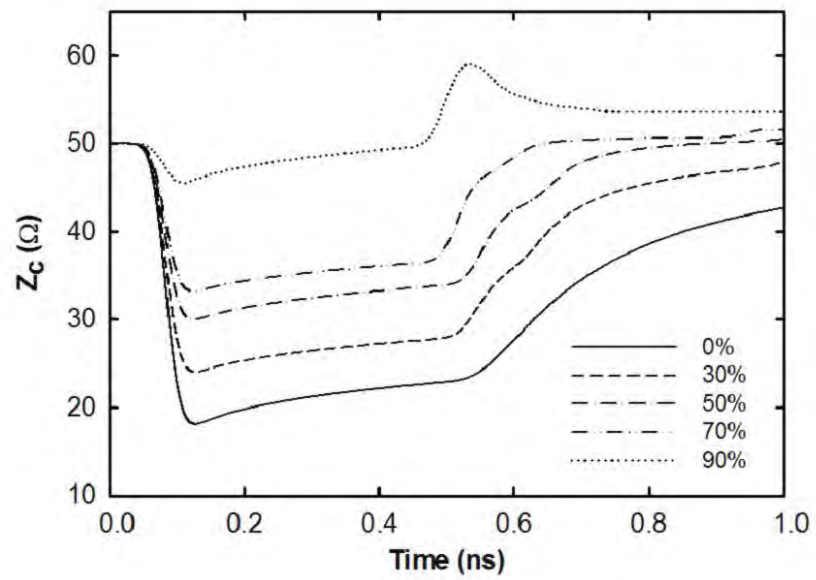


Figure 5. The characteristic impedance of the TSAI with 0% to 90% of windowing.

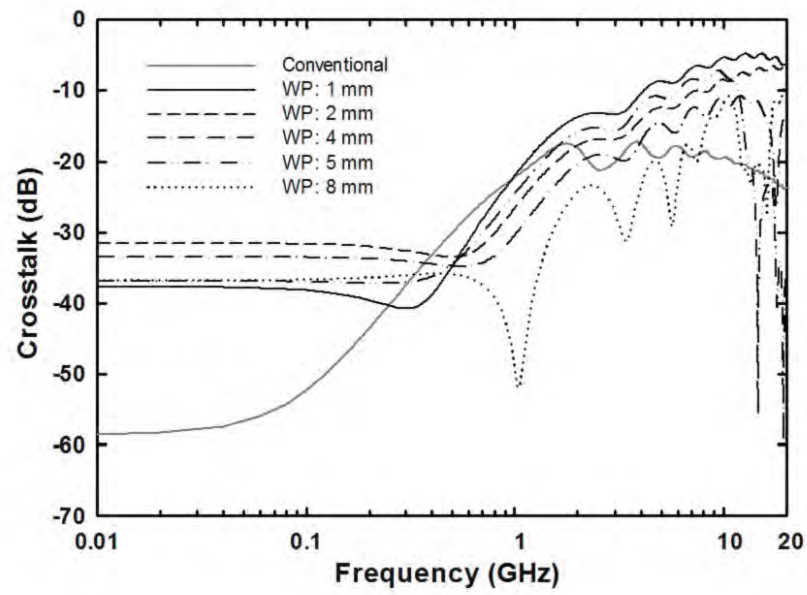


Figure 6. The crosstalk of the 90% windowed TSI with 1-8 mm WP.

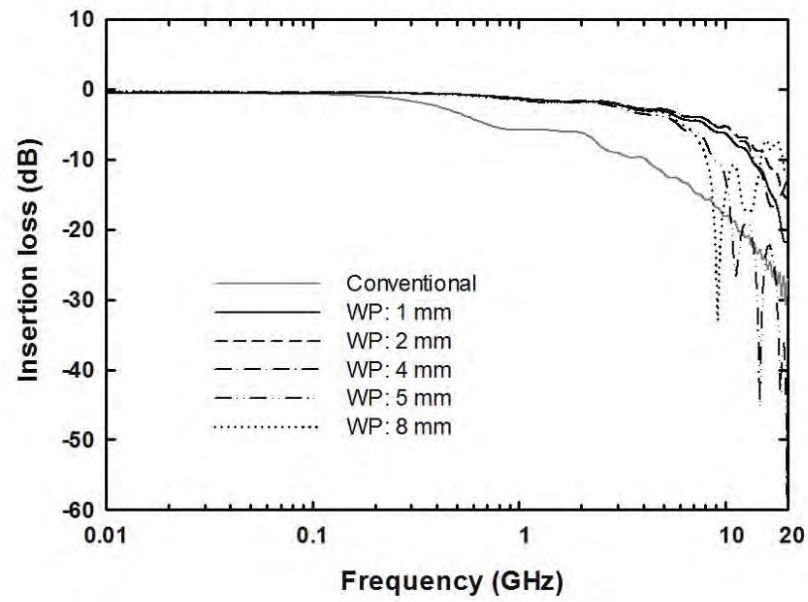


Figure 7. The insertion loss of the 90% windowed TSAl with 1-8 mm WP.

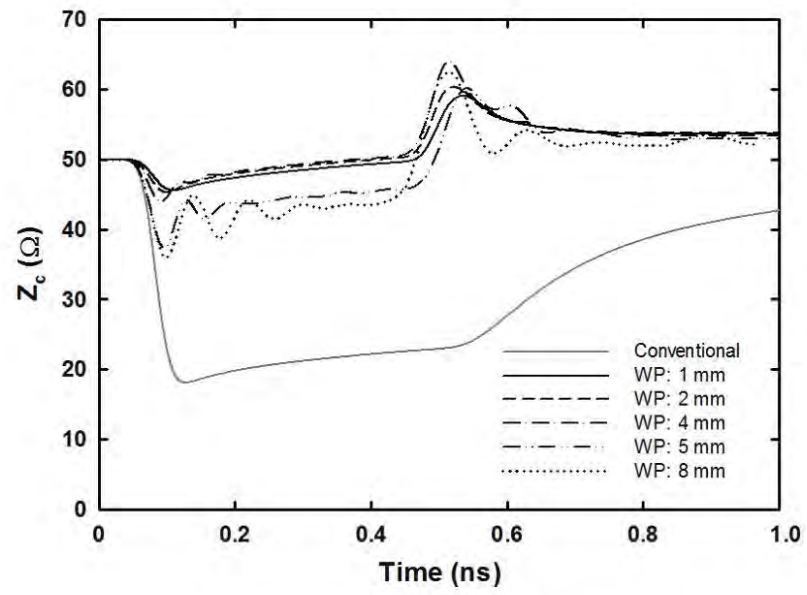


Figure 8. The characteristic impedance of the 90% windowed TSAI with 1-8 mm WP.

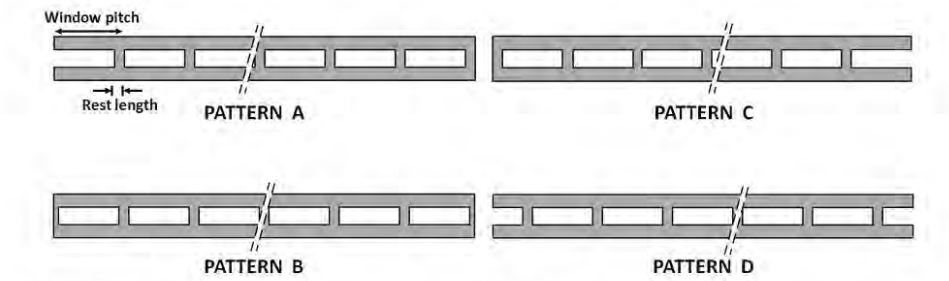


Figure 9. The possible position patterns of windowing: pattern A, B, C and D.

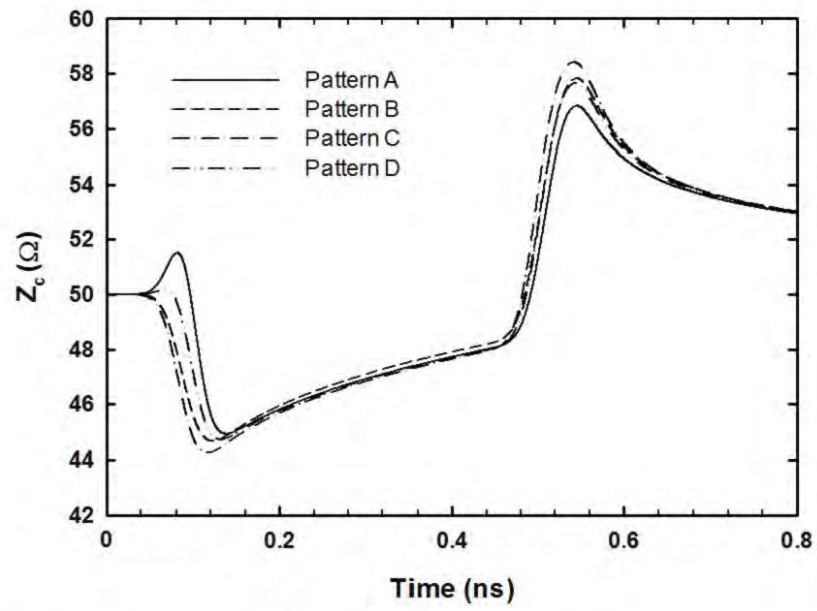


Figure 10. The characteristic impedance of the windowed TSAI with various patterns.

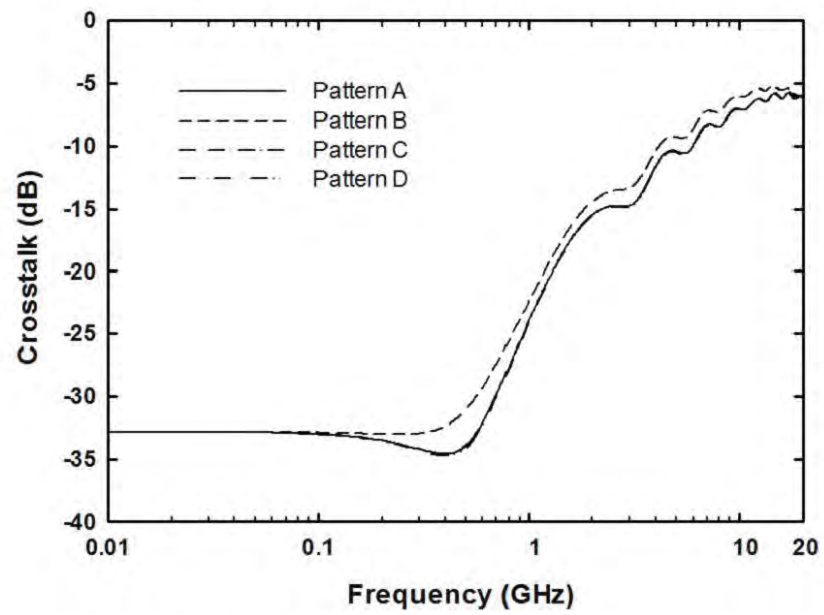


Figure 11. The crosstalk of the TSAI with four possible windowing patterns.

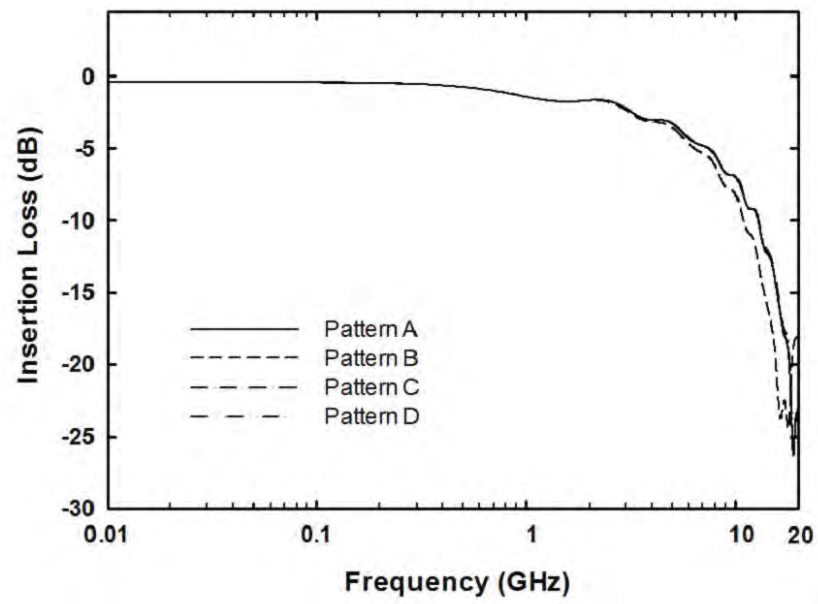


Figure 12. The insertion loss of the windowed TSAI with various patterns.

ผลงานชิ้นที่ 5

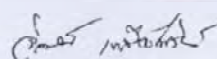
สำเนา		แบบฟอร์ม / สท / ขลย / 001-11 หน้า 1 ของจำนวน 2 หน้า
 คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร	สำหรับเจ้าหน้าที่ วันรับคำขอ - 7 ต.ย. 2553 เลขที่คำขอ 1001000838 วันยื่นคำขอ 27 พ.ย. 53 สัญญาชื่อนี้สำหรับการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ ใช้กับแบบผลิตภัณฑ์ ประเภทผลิตภัณฑ์ วันประกาศโฆษณา เลขที่ประกาศโฆษณา วันออกสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ลายมือชื่อเจ้าหน้าที่	
☒ การประดิษฐ์ ☐ การออกแบบผลิตภัณฑ์ ☐ อนุสิทธิบัตร ยื่นผ่านพาณิชย์จังหวัด ข้าพเจ้าผู้ลงลายมือชื่อในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ตามพระราชบัญญัติสิทธิบัตร พ.ศ. 2522 แก้ไขเพิ่มเติมโดยพระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 2) พ.ศ. 2535 และ พระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 3) พ.ศ. 2542		
1. ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์ เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า		
2. คำขอรับสิทธิบัตรการออกแบบผลิตภัณฑ์นี้เป็นคำขอสำหรับแบบผลิตภัณฑ์อย่างเดียวกันและเป็นคำขอลำดับที่ ในจำนวน คำขอ ที่ยื่นในคราวเดียวกัน		
3. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) มหาวิทยาลัยขอนแก่น สำนักงานบริหารจัดการทรัพยากรทางปัญญา 123 ถ.มิตรภาพ ต.โนนเมือง อ.เมือง จ.ขอนแก่น 40002		3.1 สัญชาติ ไทย 3.2 ที่อยู่หลัก 3.3 โทรศัพท์ 3.4 อีเมลล์
4. สิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ☐ ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบ ☒ ผู้รับโอน		
5. ตัวแทน (ถ้ามี) ที่อยู่ (เลขที่ ถนน จังหวัด รหัสไปรษณีย์) นางจิราภรณ์ เหลืองโพธิ์พันธ์ สำนักงานบริหารจัดการทรัพยากรทางปัญญา มหาวิทยาลัยขอนแก่น 123 ชั้น 3 อาคารสถาบันวิจัยและพัฒนา ถ.มิตรภาพ อ.เมือง จ.ขอนแก่น 40002		5.1 ตัวแทนเลขที่ 2217 5.2 โทรศัพท์ 0-4336-4409 5.3 โทรศัพท์ 0-4336-4409 5.4 อีเมลล์ ip@kku.ac.th
6. ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) 6.1 รองศาสตราจารย์อภิรัฐ ศิริราชวิวัฒน์ ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น 40002 6.2 นายกฤษณ โขะคลัง ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น 40002		
7. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิม ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้อธิบายได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ในวันเดียวกับคำขอรับสิทธิบัตร เลขที่ วันยื่น เพราะคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิมเพราะ ☐ คำขอเดิมมีการประดิษฐ์หลายอย่าง ☐ ถูกคัดค้านเนื่องจากผู้ขอไม่มีสิทธิ ☐ ขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ		

หมายเหตุ: ในกรณีที่ไม่มีอาจะ ระบุรายละเอียดได้ครบถ้วน ให้จัดทำเป็นเอกสารแบบทำแบบฟอร์มนี้โดยระบุหมายเลขกำกับชื่อและหัวข้อที่แสดงรายละเอียดเพิ่มเติมด้วย

แบบสป / สผ / อสป / 001-ก

หน้า 2 ของจำนวน 2 หน้า

8.การยื่นคำขออนุญาตออกวีซ่าต่างประเทศ ไม่เคยยื่นที่ใดมาก่อน				
วันยื่นคำขอ	เลขที่คำขอ	ประเทศ	สัญลักษณ์จำแนกการ ประดิษฐ์ระหว่างประเทศ	สถานะคำขอ
8.1				
8.2				
8.3				
8.4 ☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอสิทธิให้ถือว่าได้ยื่นคำขอนี้ในวันที่ได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรในต่างประเทศเป็นครั้งแรกโดย ☐ ได้ยื่นเอกสารหลักฐานพร้อมคำขอนี้ ☐ ขอขึ้นเอกสารหลักฐานหลังจากวันยื่นคำขอนี้				
9.การแสดงผลประดิษฐ์ หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรได้แสดงผลการประดิษฐ์ที่หน่วยงานของรัฐเป็นผู้จัด วันแสดง วันเปิดงานแสดง ผู้จัด				
10.การประดิษฐ์เกี่ยวกับจุลชีพ				
10.1 เลขทะเบียนฝากเก็บ		10.2 วันที่ฝากเก็บ		10.3 สถาบันฝากเก็บประเทศ
11.ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอขึ้นเอกสารภาษาต่างประเทศก่อนในวันยื่นคำขอนี้ และจะจัดยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้จัดทำ เป็นภาษาไทยภายใน 90 วัน นับจากวันยื่นคำขอนี้ โดยขอขึ้นเป็นภาษา ☐ อังกฤษ ☐ ฝรั่งเศส ☐ เยอรมัน ☐ ญี่ปุ่น ☐ อื่นๆ				
12.ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้โอนค้ำประกันค้ำประกันคำขอรับสิทธิบัตร หรือรับจดทะเบียน และประกาศโฆษณาสิทธิบัตรนี้ หลังจากวันที่ เดือน พ.ศ. ☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอให้ใช้รูปเขียนหมายเลข ในการประกาศโฆษณา				
13.คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ประกอบด้วย			14.เอกสารประกอบคำขอ	
ก. แบบพิมพ์คำขอ 2 หน้า			☐ เอกสารแสดงสิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร	
ข. รายละเอียดการประดิษฐ์ หรือคำพรรณนาแบบผลิตภัณฑ์ 5 หน้า			☐ หนังสือรับรองการแสดงผลการประดิษฐ์/การออกแบบ ผลิตภัณฑ์	
ค. ข้อเท็จจริง 1 หน้า			☒ หนังสือมอบอำนาจ	
ง. รูปเขียน 3 รูป 2 หน้า			☐ เอกสารรายละเอียดเกี่ยวกับจุลชีพ	
จ. ภาพแสดงแบบผลิตภัณฑ์			☐ เอกสารการขอรับวันยื่นคำขอในต่างประเทศเป็นวันยื่น คำขอในประเทศไทย	
☐ รูปเขียน รูป หน้า			☐ เอกสารขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ	
☐ ภาพถ่าย รูป หน้า			☒ เอกสารอื่นๆ	
ฉ. บทสรุปการประดิษฐ์ 1 หน้า				
15. ข้าพเจ้าขอรับรองว่า ☒ การประดิษฐ์นี้ไม่เคยยื่นขอรับสิทธิบัตร/ อนุสิทธิบัตรมาก่อน ☐ การประดิษฐ์นี้ได้พัฒนาปรับปรุงมาจาก.....				
16.ลายมือชื่อ (☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร / อนุสิทธิบัตร; ☒ ตัวแทน)				



(นางจิราภรณ์ เหลืองไพฑูริ)

หมายเหตุ บุคคลใดยื่นขอรับสิทธิบัตรการประดิษฐ์หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ หรืออนุสิทธิบัตร โดยทำการแสดงข้อความอันเป็นเท็จแก่พนักงานเจ้าหน้าที่
เพื่อไม่ให้ได้ซึ่งสิทธิบัตรหรืออนุสิทธิบัตร ต้องระวางโทษจำคุกไม่เกินหกเดือน หรือปรับไม่เกินห้าพันบาทหรือทั้งจำทั้งปรับ

หน้า 1 ของจำนวน 5 หน้า

รายละเอียดการประดิษฐ์

ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์

เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

5 สาขาวิทยาการที่เกี่ยวข้องกับการประดิษฐ์

วิศวกรรมไฟฟ้าในส่วนที่เกี่ยวข้องกับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ภูมิหลังของศิลปะหรือวิทยาการที่เกี่ยวข้อง

ฮาร์ดดิสก์ (Hard disk) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (electronic equipment) ที่ใช้ในการเก็บบันทึกข้อมูล โดยมีการพัฒนาและปรับปรุงอย่างต่อเนื่องให้มีขนาดเล็กลงและเพิ่มความจุข้อมูล จนกระทั่งปัจจุบันนี้สามารถผลิตฮาร์ดดิสก์ (Hard disk) ขนาด 3.5 นิ้ว ที่มีความจุข้อมูลสูงถึง 2 เทระไบต์ (TeraBytes)

หลักการทำงานของฮาร์ดดิสก์ (Hard disk) คือ การบันทึกข้อมูลโดยใช้สนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) บนวัสดุแม่เหล็กที่เป็นสื่อกลางในการเก็บข้อมูลหรือเรียกว่า "มีเดีย" (Media) การเขียนและอ่านข้อมูลในมีเดีย (media) จะใช้ "หัวบันทึกแม่เหล็ก" (Magnetic Recording Head) ที่ประกอบด้วย หัวเขียนและหัวอ่าน ในการทำหน้าที่แปลงสัญญาณสนามแม่เหล็กในการเขียนและอ่านข้อมูล ซึ่งหัวเขียนและหัวอ่านข้อมูลถูกประกอบรวมกันอยู่ใน "สไลเดอร์" (Slider) โดยมีชิ้นส่วนที่เชื่อมต่อกันระหว่างหัวบันทึกแม่เหล็กกับชุดเพนชั่น (Suspension) เรียกว่า "เฮดกิมบอลแอสเซมบลี" (Head Gimbal Assembly) ซึ่ง เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) จะทำหน้าที่เป็นแขนช่วยยกให้สไลเดอร์ (slider) สามารถเคลื่อนที่ไปมาบนมีเดีย (Media) และยังทำหน้าที่เป็นตัวรับ-ส่งสัญญาณไฟฟ้าในการอ่านและเขียนข้อมูลบนมีเดีย (Media) เนื่องจากมีสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้าวางเรียงกันอยู่ด้านบนของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) อีกด้วย

วิวัฒนาการของหัวบันทึกแม่เหล็ก ในยุคเริ่มแรกหัวบันทึกที่ใช้ยังไม่ได้เป็นหัวบันทึกแม่เหล็กแต่จะเป็นหัวบันทึกแบบขดลวด (Induction Head) ซึ่งต่อมาจึงมีการสร้างหัวบันทึกโดยใช้เทคโนโลยีวัสดุแม่เหล็กขึ้น โดยเป็นหัวบันทึกแบบ "แมกนีโตรีซิสแตนซ์ (Magnetoresistance Head)" ซึ่งอาศัยหลักการของวัสดุแม่เหล็กที่มีคุณสมบัติความต้านทานของแผ่นที่เปลี่ยนแปลงตามสนามแม่เหล็ก จากนั้นก็ถูกพัฒนาให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นเป็นแบบ "หัวบันทึกไจแอนท์แมกนีโตรีซิสแตนซ์ (Giant Magnetoresistance Head)" และพัฒนามาต่อเนื่องมาจนกระทั่งในปัจจุบันมีการสร้างหัวบันทึกแม่เหล็กแบบ "ทันเนลิงแมกนีโตรีซิสแตนซ์ (Tunneling Magnetoresistance Head; TMR)" และนำมาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการบันทึกข้อมูล โดยหัวบันทึกแม่เหล็กแบบทันเนลิงแมกนีโตรีซิสแตนซ์ (Tunneling Magnetoresistance Head; TMR) มีความรู้สึกละ (Susceptibility) ต่อการอ่านสัญญาณแม่เหล็กในแผ่นมีเดีย (media) ได้สูง แต่ความรู้สึกละ

หน้า 2 ของจำนวน 5 หน้า

(Susceptibility) ต่อสนามแม่เหล็กก็มีผลเสียเช่นเดียวกัน ซึ่งทำให้หัวบันทึกแม่เหล็กมีความรู้สึกไวต่อสนามแม่เหล็กในสภาวะแวดล้อมสูงร่วมด้วย เป็นผลให้ประสิทธิภาพของหัวบันทึกแม่เหล็กเกิดการเสื่อมถอยและเสียหายได้ง่าย

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสภาวะแวดล้อม สามารถเกิดขึ้นได้ 2 ลักษณะคือ

5 1. เกิดจากการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางวัตถุตัวนำ เช่นการปล่อยประจุไฟฟ้าสถิต (Electrostatic Discharge) ผ่านทางสายสัญญาณเข้าสู่หัวบันทึกแม่เหล็ก

2. เกิดจากการแผ่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางอากาศ เช่น การส่งสัญญาณของเครื่องสื่อสารในย่านความถี่วิทยุ (Radio Frequency) หรือความถี่ไมโครเวฟ (Microwave Frequency)

โดยปรากฏการณ์การเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 ลักษณะนี้เรียกว่า "การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference) " ซึ่งการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางวัตถุตัวนำ และที่เกิดจากการแผ่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางอากาศ จะทำให้เกิดความเสียหายหรือความผิดปกติของหัวบันทึกแม่เหล็ก ซึ่งสามารถพบได้ในช่วงการทดสอบการทำงานของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี หลังจากการผลิต

ซึ่งในปัจจุบัน Chiao และคณะ ได้คิดวิธีแก้ไขการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านวัตถุตัวนำ (สายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า) ขึ้นได้สำเร็จ โดย Chiao และคณะ ได้คิดค้นสิ่งประดิษฐ์ตามสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาเลขที่ 6,088,235 (เรื่อง: "EMI Noise Cancellation in Disk Drive having MR Read Head and Single-End Preamplifier") ซึ่งเป็นเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบทีเอสเอ (TSA; Trace Suspension Assembly) ที่มีลักษณะตามรูปภาคตัดขวาง (รูปที่ 1) ซึ่งประกอบด้วย สายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) 6 เส้น, ไดอิเล็กทริก (Dielectric) (2) และซัสเพนชัน (Suspension) (3) ซึ่งแต่ละส่วนจะเรียงต่อกันเป็นชั้นๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

- ด้านบนของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) จะมีสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) ทำจากวัสดุนำไฟฟ้า หน้าที่เป็นทางเชื่อมต่อสัญญาณไฟฟ้าให้กับหัวบันทึกแม่เหล็ก (Magnetic recording head) ในการอ่านและเขียนข้อมูล ซึ่งมีจำนวน 6 เส้น วางตัวเชื่อมอยู่ด้านบนของชั้นไดอิเล็กทริก (Dielectric) (2)

25 - ชั้นกลางจะเป็นชั้นไดอิเล็กทริก (2) สร้างจากวัสดุโพลีเมอร์ (Polymer) ที่สามารถอ่อนตัวได้ ทำหน้าที่เป็นฉนวนทางไฟฟ้า โดยชั้นไดอิเล็กทริก (2) จะเชื่อมอยู่ด้านบนของซัสเพนชัน (Suspension) (3)

- ชั้นล่างสุดเป็นซัสเพนชัน (Suspension) (3) สร้างจากโลหะ ทำหน้าที่เป็นฐานรองรับส่วนประกอบทั้งสองชั้นที่กล่าวมา

หน้า 3 ของจำนวน 5 หน้า

โดยเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ chiao และคณะ ได้ประดิษฐ์ขึ้นนั้น มีการเพิ่มจำนวนสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) เพื่อช่วยหักล้างกระแสเหนี่ยวนำที่จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้าที่ไหลภายในเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ซึ่งจัดเป็นวงจรแบบอ่อนตัว (Flexible Printed Circuits)

- 5 แต่ถึงกระนั้นการประดิษฐ์ดังกล่าวยังมีข้อเสียคือไม่สามารถป้องกันเกิดจากการแผ่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านทางอากาศหรือในสภาวะแวดล้อมได้ เนื่องจากลักษณะของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ซึ่งจัดเป็นวงจรอ่อนตัวที่มีโครงสร้างชั้นไดอิเล็กตริกเป็นระนาบเดียวกันนั้น ทำให้ค่าตัวเก็บประจุแฝง (Intrinsic capacitance) ของชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) มีค่าที่สูง ซึ่งส่งผลกระทบทำให้แรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำระหว่างคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอกที่ถูกส่งมาเก็บไว้ที่ชั้นไดอิเล็กตริกกับสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) นั้นมีปริมาณสูง ซึ่งจะส่งผลกระทบทำให้เกิดความผิดปกติและความเสียหายกับหัวบันทึกแม่เหล็กของฮาร์ดดิสก์ได้

- จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงมีการประดิษฐ์ เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศหรือในสภาวะแวดล้อมขึ้น โดยการทำช่องในชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่อยู่ระหว่างสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า เพื่อลดค่าความจุของตัวเก็บประจุแฝง (intrinsic capacitance) ระหว่างสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งจะช่วยลดปริมาณของแรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำระหว่างคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอกกับสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) ซึ่งโครงสร้างของเฮดกิมบอลแอสเซมบลีที่นำเสนอใหม่นี้ จะมีความทนทานต่อการรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในลักษณะการเหนี่ยวนำระหว่างคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอกกับสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) ซึ่งจะช่วยลดอัตราการเกิดความผิดปกติและความเสียหายกับหัวบันทึกแม่เหล็กของฮาร์ดดิสก์ในระหว่างการทำงานของเฮดกิมบอลแอสเซมบลีได้ อีกทั้งยังช่วยลดต้นทุนในการผลิตเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ได้อีกทางหนึ่ง

ลักษณะและความมุ่งหมายของการประดิษฐ์

- เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ (Hard Disk Drive) ซึ่งประกอบด้วย สายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า จำนวน 6 เส้น, ไดอิเล็กตริก (Dielectric) และขั้วเพนชัน (suspension) ซึ่งชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric) จะมีลักษณะเป็นร่อง โดยร่องดังกล่าวจะอยู่ระหว่างสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า

1. ไม่สามารถระบุได้ กรณีที่ผู้ตรวจการฯ ได้ตรวจสอบแล้วพบว่า ผู้ประกอบการมีความเสี่ยงสูงในการดำเนินงาน ผู้ประกอบการจะต้องดำเนินการแก้ไขปรับปรุง และรายงานผลการดำเนินการแก้ไขปรับปรุงให้ผู้ตรวจการฯ ทราบต่อไป

หน้า 5 ของจำนวน 5 หน้า

ระหว่าง 10 เมกกะเฮิร์ตซ์ ถึง 6 กิกะเฮิร์ตซ์ และคำนวณค่าแรงดันเหนี่ยวนำตกคร่อมที่ปลายสายทางด้านหัวของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ซึ่งอยู่ใกล้กับหัวบันทึกแม่เหล็ก (Magnetic Recording Head) มากที่สุด

- 5 ผลการเปรียบเทียบการเกิดแรงดันเหนี่ยวนำเมื่อเกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายในอากาศระหว่างเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามการประดิษฐ์นี้ กับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบทีเอสเอ (TAS; Trace Suspension Assembly) ของ Chiao และคณะ พบว่ามีความแตกต่างกันอย่างมีนัยสำคัญดังที่แสดงให้เห็นชัดเจนด้วยกราฟในรูปที่ 3 โดยพบแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามการประดิษฐ์นี้ อยู่ระหว่าง 1 ถึง 6 ไมโครโวลต์ ส่วนแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบทีเอสเอ (TAS; Trace Suspension Assembly) อยู่ระหว่าง 10 ถึง 185 ไมโครโวลต์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามการประดิษฐ์นี้ สามารถลดปริมาณของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในช่วงความถี่จาก 10 เมกกะเฮิร์ตซ์ ถึง 6 กิกะเฮิร์ตซ์ ได้มากกว่า 85%

15 คำอธิบายรูปเขียนโดยย่อ

รูปที่ 1 แสดงถึงลักษณะภาคตัดขวางของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบ TAS (Trace Suspension Assembly) ของ chiao และคณะ

รูปที่ 2 แสดงถึงลักษณะภาคตัดขวางของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ประดิษฐ์ขึ้นใหม่

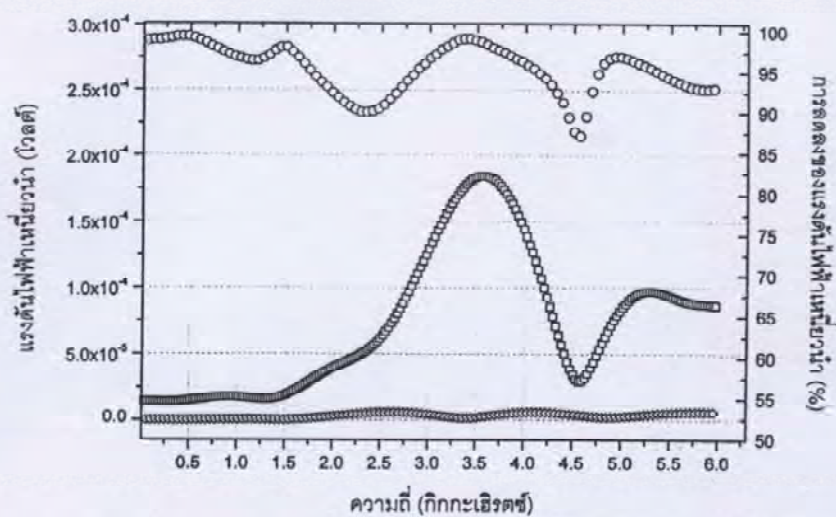
- 20 รูปที่ 3 กราฟเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ประดิษฐ์ขึ้นใหม่ กับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบทีเอสเอ (TAS; Trace Suspension Assembly) ของ chiao และคณะ

วิธีการในการประดิษฐ์ที่ดีที่สุด

- 25 เหมือนกับที่บรรยายไว้ใน การเปิดเผยการประดิษฐ์โดยสมบูรณ์

1. วัตถุประสงค์ของการศึกษา คือ เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างการใช้ยาเสพติดกับพฤติกรรมเสี่ยงต่อการติดเชื้อ HIV ในกลุ่มตัวอย่างที่เป็นผู้ใช้ยาเสพติดในกรุงเทพมหานคร

หน้า 2 ของจำนวน 2 หน้า



- O- การลดลงของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นหลังใช้เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ตามการประดิษฐ์นี้ เปรียบเทียบกับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบที่เอชเอสเอ (TAS; Trace Suspension Assembly)
- แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) แบบที่เอชเอสเอ (TAS; Trace Suspension Assembly)
- O- แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 3

หน้า 1 ของจำนวน 1 หน้า

ข้อเท็จจริง

1. เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ประกอบด้วย

- สายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) จำนวน 6 เส้น
- 5 - ไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2)
- ชัสเพนชั่น (Suspension) (3)

โดยสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) จำนวน 6 เส้น ทำจากวัสดุนำไฟฟ้า ทำหน้าที่เป็นทางเชื่อมต่อสัญญาณไฟฟ้าให้กับหัวบันทึกแม่เหล็ก (Magnetic recording head) ในการอ่านและเขียนข้อมูล ซึ่งสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) ทั้ง 6 เส้นจะเรียงอยู่ด้านบนของเฮดกิมบอล

- 10 แอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยวางเชื่อมอยู่ด้านบนของไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2)

ชั้นกลางของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะเป็นไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2) สร้างจากวัสดุพอลิเมอร์ (Polymer) ที่สามารถขึ้นตัวได้ ทำหน้าที่เป็นฉนวนทางไฟฟ้า โดยด้านบนของไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2)

- 15 จะรองรับสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) และด้านล่างของไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2) จะวางอยู่บนชัสเพนชั่น (Suspension) (3)

ชั้นล่างสุดของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะเป็นชัสเพนชั่น (Suspension) (3) สร้างจากโลหะสแตนเลส (Stainless steel) ทำหน้าที่เป็นฐานรองรับส่วนประกอบของสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1) และ

- 20 ไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2)

ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ ไดอิเล็กตริก (Dielectric) (2) มีลักษณะเป็นร่อง โดยร่องดังกล่าวจะอยู่ระหว่างสายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า (1)

หน้า 1 ของจำนวน 1 หน้า

บทสรุปการประดิษฐ์

เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดผลกระทบจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ (Hard Disk Drive) ซึ่งประกอบด้วย สายตัวนำสัญญาณไฟฟ้า จำนวน 6 เส้น, ไดอิเล็กตริก (Dielectric) และซัสเพนชัน (suspension) เรียงต่อกัน
5 เป็นชั้นๆ โดยไดอิเล็กตริก (Dielectric) จะมีลักษณะเป็นร่อง ทำให้เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) สามารถทนต่อการรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสิ่งแวดล้อมได้ดียิ่งขึ้น

ผลงานชิ้นที่ 6

แบบสป / สผ/อสป / 001-ก

หน้า 1 ของจำนวน 2 หน้า

 คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร		สำหรับเจ้าหน้าที่	
☒ การประดิษฐ์ ☐ การออกแบบผลิตภัณฑ์ ☐ อนุสิทธิบัตร		วันรับคำขอ 16 พ.ย. 2554 เลขที่คำขอ 1101003152	เลขที่คำขอ 1101003152
ข้าพเจ้าผู้ลงลายมือชื่อในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ตามพระราชบัญญัติสิทธิบัตร พ.ศ. 2522 แก้ไขเพิ่มเติมโดยพระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 2) พ.ศ. 2535 และ พระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 3) พ.ศ. 2542		สังกัดกรม/สำนักการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ	
ใช้กับแบบผลิตภัณฑ์ ประเภทผลิตภัณฑ์		วันที่ประกาศโฆษณา	
เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร		เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร	
ลายมือชื่อเจ้าหน้าที่			
1. ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์ อุปกรณ์ส่วนประกอบอาร์ตดิสก์ (Head gimbal assembly) ที่ลดการเกิดปรากฏการณ์คู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำทางไฟฟ้า			
2. คำขอรับสิทธิบัตรการออกแบบผลิตภัณฑ์นี้เป็นคำขอสำหรับแบบผลิตภัณฑ์อย่างเดียวกันและเป็นคำขอลำดับที่ ในจำนวน คำขอ ที่ยื่นในคราวเดียวกัน			
3. ผู้รับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) มหาวิทยาลัยขอนแก่น 123 ถนนมิตรภาพ ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002		3.1 สัญชาติ ไทย 3.2 โทรศัพท์ 0-4320-2222-41 3.3 โทรสาร - 3.4 อีเมล -	
4. สิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ☐ ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบ ☒ ผู้รับโอน ☐ ผู้ขอรับสิทธิโดยเหตุอื่น			
5. ตัวแทน(ถ้ามี)ที่อยู่ (เลขที่ ถนน จังหวัด รหัสไปรษณีย์) นางจิราภรณ์ เหลืองไพรินทร์ สำนักงานบริหารจัดการทรัพยากรทางปัญญา 123 มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น ประเทศไทย 40002		5.1 ตัวแทนเลขที่ 2217 5.2 โทรศัพท์ 0-4336-4409 5.3 โทรสาร 0-4336-4409 5.4 อีเมล ip@kku.ac.th	
6. ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) 6.1 รองศาสตราจารย์อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 6.2 ผู้ช่วยศาสตราจารย์อัครม แก้วระวีง ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 6.3 นายกฤษดา ประทุมราสี ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002			
7. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิม ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้อธิบายได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ในวันเดียวกับคำขอรับสิทธิบัตร เลขที่ วันยื่น เพราะคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิมเพราะ ☐ คำขอเดิมมีการประดิษฐ์หลายอย่าง ☐ ถูกคัดค้านเนื่องจากผู้ขอไม่มีสิทธิ ☐ ขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ			

หมายเหตุ: ในกรณีที่ไม่มีอาจะรายละเอียดได้ครบถ้วน ให้จัดทำเป็นเอกสารแนบท้ายแบบพิมพ์นี้โดยระบุหมายเลขกำกับข้อและหัวข้อที่แสดงรายละเอียดเพิ่มเติมดังกล่าวด้วย

แบบสป / สผ / อสป / 001-ก

หน้า 1 ของจำนวน 2 หน้า

 คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร		สำหรับเจ้าหน้าที่	
☒ การประดิษฐ์ ☐ การออกแบบผลิตภัณฑ์ ☐ อนุสิทธิบัตร		วันรับคำขอ 16 พ.ย. 2554 เลขที่คำขอ 1101003152	เลขที่คำขอ 1101003152
ข้าพเจ้าผู้ลงลายมือชื่อในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ตามพระราชบัญญัติสิทธิบัตร พ.ศ. 2522 แก้ไขเพิ่มเติมโดยพระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 2) พ.ศ. 2535 และ พระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 3) พ.ศ. 2542		สังกัดกรม/สำนักการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ	
ใช้กับแบบผลิตภัณฑ์ ประเภทผลิตภัณฑ์		วันที่ประกาศโฆษณา	
เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร		เลขที่ประกาศโฆษณา	
เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร		เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร	
ลายมือชื่อเจ้าหน้าที่			
1. ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์ อุปกรณ์ส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ (Head gimbal assembly) ที่ลดการเกิดปรากฏการณ์คู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำทางไฟฟ้า			
2. คำขอรับสิทธิบัตรการออกแบบผลิตภัณฑ์นี้เป็นคำขอสำหรับแบบผลิตภัณฑ์อย่างเดียวกันและเป็นคำขอลำดับที่ ในจำนวน คำขอ ที่ยื่นในคราวเดียวกัน			
3. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) มหาวิทยาลัยขอนแก่น 123 ถนนมิตรภาพ ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002		3.1 สัญชาติ ไทย 3.2 โทรศัพท์ 0-4320-2222-41 3.3 โทรสาร - 3.4 อีเมล -	
4. สิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ☐ ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบ ☒ ผู้รับโอน ☐ ผู้ขอรับสิทธิโดยเหตุอื่น			
5. ตัวแทน(ถ้ามี)ที่อยู่ (เลขที่ ถนน จังหวัด รหัสไปรษณีย์) นางจิราภรณ์ เหลืองไพรินทร์ สำนักงานบริหารจัดการทรัพยากรทางปัญญา 123 มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น ประเทศไทย 40002		5.1 ตัวแทนเลขที่ 2217 5.2 โทรศัพท์ 0-4336-4409 5.3 โทรสาร 0-4336-4409 5.4 อีเมล ip@kku.ac.th	
6. ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) 6.1 รองศาสตราจารย์อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 6.2 ผู้ช่วยศาสตราจารย์อัครม แก้วระวีง ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 6.3 นายกฤษดา ประทุมราสี ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002			
7. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิม ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้อธิบายได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ในวันเดียวกับคำขอรับสิทธิบัตร เลขที่ วันยื่น เพราะคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิมเพราะ ☐ คำขอเดิมมีการประดิษฐ์หลายอย่าง ☐ ถูกคัดค้านเนื่องจากผู้ขอไม่มีสิทธิ ☐ ขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ			

หมายเหตุ: ในกรณีที่ไม่มีอาจะรายละเอียดได้ครบถ้วน ให้จัดทำเป็นเอกสารแนบท้ายแบบพิมพ์นี้โดยระบุหมายเลขกำกับข้อและหัวข้อที่แสดงรายละเอียดเพิ่มเติมดังกล่าวด้วย

แบบ สป/สผ/อสป/003-ก



สำหรับเจ้าหน้าที่

คำขอที่

รับวันที่

คำขอแก้ไขเพิ่มเติมคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร เลขที่1101003152.....

วันยื่นคำขอ 10 พฤศจิกายน 2554

ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์ ...อุปกรณ์ส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ (Head gimbal assembly) ที่ลดการเกิดปรากฏการณ์คู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำไฟฟ้า...

ชื่อผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ...1.มหาวิทยาลัยขอนแก่น 2.สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

ข้อ 1. ข้าพเจ้านางจิราภรณ์ เหลืองไพรินทร์..... อยู่บ้านเลขที่123.....ถนน..
 มีตรภาพ.....สำนักงานบริหารจัดการทรัพยากรสิ่งแวดล้อม..... มหาวิทยาลัยขอนแก่น..... ตำบล/แขวง
 ในเมือง.....อำเภอ/เขตเมือง..... จังหวัดขอนแก่น โทรศัพท์0-4336-4409 ...
 ซึ่งเป็นผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรหรือตัวแทนของผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรที่ระบุข้างต้น ขอแก้ไขเพิ่มเติม
 คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรดังกล่าว ดังมีรายละเอียดตามที่แนบมาพร้อมนี้

ข้อ 2.ข้าพเจ้าขอยืนยันว่าการแก้ไขเพิ่มเติมนี้เป็นไปตามมาตรา 20 แห่งพระราชบัญญัติ
 สิทธิบัตร พ.ศ. 2522 กล่าวคือ ไม่เป็นการเพิ่มเติมสาระสำคัญของการประดิษฐ์หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์

วันที่ 8 เดือน ธันวาคม..... พ.ศ.2554.....

ลายมือชื่อ

(.....นางจิราภรณ์ เหลืองไพรินทร์.....)

หมายเหตุ ให้ขีดข้อความที่ไม่ใช่ออก

 คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร		สำหรับเจ้าหน้าที่	
		วันรับคำขอ	เลขที่คำขอ
☒ การประดิษฐ์ - ☐ การออกแบบผลิตภัณฑ์ ☐ อนุสิทธิบัตร		วันยื่นคำขอ	
ข้าพเจ้าผู้ลงลายมือชื่อในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ตามพระราชบัญญัติสิทธิบัตร พ.ศ 2522 แก้ไขเพิ่มเติมโดยพระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 2) พ.ศ 2535 และ พระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 3) พ.ศ 2542		สัญลักษณ์จำแนกการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ - ใช้กับแบบผลิตภัณฑ์ ประเภทผลิตภัณฑ์	
		วันประกาศโฆษณา	เลขที่ประกาศโฆษณา
		วันออกสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร	เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร
ลายมือชื่อเจ้าหน้าที่			
1. ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์ อุปกรณ์ส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ (Head gimbal assembly) ที่ลดการเกิดปรากฏการณ์คู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำทางไฟฟ้า			
2. คำขอรับสิทธิบัตรการออกแบบผลิตภัณฑ์นี้เป็นคำขอสำหรับแบบผลิตภัณฑ์อย่างเดียวกันและเป็นคำขอลำดับที่ ในจำนวน คำขอ ที่ยื่นในคราวเดียวกัน			
3. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) 3.1 มหาวิทยาลัยขอนแก่น 123 ถนนมิตรภาพ ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 3.2 สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย 979/17-21 อาคารเอส เอ็ม ทาวเวอร์ ชั้น 14 ถ.พหลโยธิน แขวงสามเสนใน เขตพญาไท กรุงเทพฯ 10400		3.1 สัญชาติ ไทย 3.2 โทรศัพท์ 0-4320-2222-41 3.3 โทรสาร - 3.4 อีเมล -	
4. สิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ☐ ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบ ☒ ผู้รับโอน ☐ ผู้ขอรับสิทธิโดยเหตุอื่น			
5. ตัวแทน(ถ้ามี)ที่อยู่ (เลขที่ ถนน จังหวัด รหัสไปรษณีย์) นางจิราภรณ์ เหลืองไพรินทร์ สำนักงานบริหารจัดการทรัพยากรทางปัญญา 123 มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ.ขอนแก่น ประเทศไทย 40002		5.1 ตัวแทนเลขที่ 2217 5.2 โทรศัพท์ 0-4336-4409 5.3 โทรสาร 0-4336-4409 5.4 อีเมล ip@kku.ac.th	
6. ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ) 6.1 รองศาสตราจารย์อภิรัฐ ศิริธราธิวัตร ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 6.2 ผู้ช่วยศาสตราจารย์อาคม แก้วระวีง ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002 6.3 นายกฤษดา ประมุขราศรี ที่อยู่ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ต.ในเมือง อ. เมือง จ. ขอนแก่น 40002			
7. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิม ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้ถือว่าได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ ในวันเดียวกับคำขอรับสิทธิบัตร เลขที่ วันยื่น เพราะคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิมเพราะ ☐ คำขอเดิมมีการประดิษฐ์หลายอย่าง ☐ ถูกคัดค้านเนื่องจากผู้ขอไม่มีสิทธิ ☐ ขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ			

หมายเหตุ ใบกรณี้ที่ไปขอจดทะเบียนแล้วจะต้องยื่นให้ด้วยภายในกำหนดเวลาที่กำหนดไว้

วันยื่นคำขอ	เลขที่คำขอ	ประเทศ	สัญลักษณ์จำแนกการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ	สถานะคำขอ
8.1				
8.2				
8.3				
8.4 ☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอสิทธิให้ถือว่าได้ยื่นคำขอนี้ในวันที่ได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรในต่างประเทศเป็นครั้งแรกโดย ☐ ได้ยื่นเอกสารหลักฐานพร้อมคำขอนี้ ☐ ขอยื่นเอกสารหลักฐานหลังจากวันยื่นคำขอนี้				
9.การแสดงผลการประดิษฐ์ หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรได้แสดงผลการประดิษฐ์ที่หน่วยงานของรัฐเป็นผู้จัด วันแสดง วันเปิดงานแสดง ผู้จัด -				
10.การประดิษฐ์เกี่ยวกับจุลชีพ				
10.1 เลขทะเบียนฝากเก็บ		10.2 วันที่ฝากเก็บ	10.3 สถาบันฝากเก็บ/ประเทศ	
11.ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอยื่นเอกสารภาษาต่างประเทศก่อนในวันยื่นคำขอนี้ และจะจัดยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ที่จัดทำเป็นภาษาไทยภายใน 90 วัน นับจากวันยื่นคำขอนี้ โดยขอยื่นเป็นภาษา ☐ อังกฤษ ☐ ฝรั่งเศส ☐ เยอรมัน ☐ ญี่ปุ่น ☐ อื่นๆ				
12.ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้อธิบดีประกาศโฆษณาคำขอรับสิทธิบัตร หรือรับจดทะเบียน และประกาศโฆษณาอนุสิทธิบัตรนี้หลังจากวันที่ เดือน พ.ศ. ☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอให้ใช้รูปเขียนหมายเลข ในการประกาศโฆษณา				
13.คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ประกอบด้วย ก. แบบพิมพ์คำขอ 2 หน้า ข. รายละเอียดการประดิษฐ์ หรือคำพรรณนาแบบผลิตภัณฑ์ 8 หน้า ค. ข้อถ้อยสิทธิ 2 หน้า ง. รูปเขียน 7 รูป 3 หน้า จ. ภาพแสดงแบบผลิตภัณฑ์ ☐ รูปเขียน รูป หน้า ☐ ภาพถ่าย รูป หน้า ฉ. บทสรุปการประดิษฐ์ 1 หน้า			14.เอกสารประกอบคำขอ ☐ เอกสารแสดงสิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ☐ หนังสือรับรองการแสดงผลการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์ ☒ หนังสือมอบอำนาจ ☐ เอกสารรายละเอียดเกี่ยวกับจุลชีพ ☐ เอกสารการขอรับวันยื่นคำขอในต่างประเทศเป็นวันยื่นคำขอในประเทศไทย ☐ เอกสารขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ ☐ เอกสารอื่นๆ	
15. ข้าพเจ้าขอรับรองว่า ☒ การประดิษฐ์นี้ไม่เคยยื่นขอรับสิทธิบัตร/ อนุสิทธิบัตรมาก่อน ☐ การประดิษฐ์นี้ได้พัฒนาปรับปรุงมาจาก.....				
16.ลายมือชื่อ (☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร / อนุสิทธิบัตร; ☒ ตัวแทน) (นางจิราภรณ์ เหลืองไทรินทร์)				

หมายเหตุ: บุคคลโดยนอรัยสิทธิบัตรการประดิษฐ์หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ หรืออนุสิทธิบัตร โดยการแสดงข้อความอันเป็นเท็จแก่พนักงานเจ้าหน้าที่ เพื่อให้

หน้า...ของจำนวน...หน้า

รายละเอียดการประดิษฐ์

ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์

อุปกรณ์ส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์สำหรับลดผลกระทบจากปรากฏการณ์การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำทางไฟฟ้า

สาขาวิทยาการที่เกี่ยวข้องกับการประดิษฐ์

วิศวกรรมไฟฟ้าในส่วนที่เกี่ยวข้องกับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดกำลังของสัญญาณไฟฟ้าที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ภูมิหลังของศิลปะหรือวิทยาการที่เกี่ยวข้อง

ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์เป็นอุปกรณ์สำหรับเก็บข้อมูลโดยอาศัยหลักการทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยพื้นฐานแล้วประกอบไปด้วย ฐานรอง แผ่นจานแม่เหล็ก ใช้สำหรับจัดเก็บข้อมูล สปินเดิลมอเตอร์ (spindle motor) ทำหน้าที่หมุนแผ่นจานแม่เหล็ก แฉกวงจรพีซีบีเอ (PCBA) สำหรับควบคุมการทำงานของส่วนประกอบต่างๆ ในตัวฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ เฮดสแตคแอสเซมบลี (head stack assembly) ซึ่งประกอบไปด้วยเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) วางเรียงซ้อนกันเป็นชั้นๆ โดยเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) แต่ละตัวประกอบไปด้วย สายนำสัญญาณ หัวบันทึกซึ่งประกอบไปด้วยหัวอ่านและหัวเขียน และซิลเพนชั่น (suspension) ทำหน้าที่สำหรับรองรับหัวบันทึกที่ถูกติดและเชื่อมต่อทางไฟฟ้ากับสายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ถูกใช้เป็นตัวกลางสำหรับส่งผ่านสัญญาณข้อมูลระหว่างหัวบันทึกแม่เหล็ก (magnetic recording head) และส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรอ่านและเขียน (Read/Write module) โดยพื้นฐานแล้วสายนำสัญญาณ ประกอบไปด้วยสายตัวนำทางไฟฟ้าจำนวน 4 เส้นคือ สายเขียน 1 คู่ และสายอ่าน 1 คู่ ในการทำงานนั้นคู่สายเขียนใช้สำหรับการส่งผ่านสัญญาณเขียนจากตัวขับหัวเขียนที่อยู่ในส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรอ่านและเขียนไปยังหัวเขียนจากนั้นหัวเขียนทำการเขียนสัญญาณข้อมูลลงบนแผ่นจานแม่เหล็ก ในทำนองเดียวกันคู่สายอ่านใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณข้อมูลที่หัวอ่านอ่านได้จากแผ่นจานแม่เหล็กไปยังตัวขยายสัญญาณซึ่งอยู่ในส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรอ่านและเขียน

ในปัจจุบันจำนวนของสายนำสัญญาณของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เส้นหนึ่งๆ มีจำนวนเพิ่มมากขึ้น เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของหัวบันทึก ส่งผลให้ระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณแต่ละเส้นใกล้ชิดกันมากขึ้น ก่อให้เกิดการรบกวนของสัญญาณข้อมูลบนของบนสายนำสัญญาณเพิ่มสูงขึ้นมากเมื่อเทียบกับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในอดีต ทำให้ปรากฏการณ์แทรกข้าม (crosstalk) หรือเรียกอีกอย่างว่า การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic coupling) มีอิทธิพลต่อเสถียรภาพของหัวบันทึกมากขึ้น

ปรากฏการณ์แทรกข้ามคือปรากฏการณ์ที่สัญญาณไฟฟ้าจากวงจรหนึ่งคู่ควบไปยังวงจรใกล้เคียง ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้น ปรากฏการณ์นี้สามารถเกิดขึ้นได้บนสายเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ทั้งในขั้นตอนการทดสอบประสิทธิภาพหัวบันทึกซึ่งเป็นกระบวนการตรวจสอบคุณภาพของหัวบันทึกก่อนที่จะนำไปประกอบเป็นฮาร์ดดิสก์ที่สมบูรณ์ หรือแม้กระทั่งในฮาร์ดดิสก์ที่ประกอบเสร็จสมบูรณ์แล้ว ปรากฏการณ์แทรกข้ามอาจส่งผลให้สัญญาณข้อมูลที่อ่านมาได้จากแผ่นบันทึกข้อมูลนั้นผิดพลาด หรือกรณีที่ร้ายแรงที่สุดอาจถึงขั้นทำให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายได้ ซึ่งปัญหาดังกล่าวส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพการทำงานของฮาร์ดดิสก์

วิธีการที่ง่ายที่สุดในการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าในเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) สามารถทำได้โดยการเพิ่มระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ซึ่งเป็นการทำให้ความต่างศักย์เหนี่ยวนำและ

หน้า...ของจำนวน...หน้า

กระแสเหนี่ยวนำที่เกิดจากการคู่ควบแบบตัวเก็บประจุและแบบเหนี่ยวนำระหว่างคู่สายทั้งสองลดต่ำลง แต่การเพิ่มระยะห่างนี้สามารถเพิ่มได้ถึงระดับหนึ่งเท่านั้น เมื่อถึงระยะหนึ่งการลดต่ำลงของระดับความต่างศักย์เหนี่ยวนำและกระแสเหนี่ยวนำระหว่างสายทั้งสองเส้นมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก เมื่อเทียบกับระยะห่างระหว่างสายที่เพิ่มขึ้น

วิธีการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการใช้โลหะห่อหุ้มรอบสายนำสัญญาณ (Zero cross-talk signal line design) สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาเลขที่ 6,444,922 วิธีการนี้เป็นการสร้างโลหะห่อหุ้มรอบสายนำสัญญาณ (signal line) ทุกเส้น เพื่อป้องกันการแพร่ของพลังงาน (radiating energy) จากวงจรที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณคู่ควบ (aggressor) ไปยังวงจรเหยื่อ (victim) ซึ่งวิธีการนี้มีต้นทุนการผลิตที่สูง เนื่องจากต้องใช้โลหะห่อหุ้มสายนำสัญญาณทุกเส้นตลอดช่วงความยาวสาย รวมไปถึงขนาดและน้ำหนักที่เพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนที่จะถูกห่อหุ้มด้วยโลหะ ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly)

วิธีการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการเพิ่มสายตัวนำทางไฟฟ้า (Magnetic head slider supporting device including conductor for reducing crosstalk between lines) สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาเลขที่ 7,609,482 วิธีการนี้เป็นการเพิ่มสายตัวนำจำนวนสองเส้นเพื่อสร้างความต้านทานแฝง (parasitic capacitance) สำหรับลดความต่างศักย์ที่เกิดขึ้นระหว่างสายอ่าน + และ - จากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากสัญญาณเขียน ซึ่งวิธีการเพิ่มสายตัวนำนี้ทำให้ระยะห่างระหว่างสายตัวนำแต่ละเส้นวางตัวชิดกันมาก อาจส่งผลให้ขั้นตอนการประกอบสายนำสัญญาณกับหัวบันทึกซับซ้อนขึ้น

วิธีการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการเปลี่ยนแนวการวางตัวของคู่สาย (Crosstalk reduction in Electrical interconnects using differential signaling) สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาเลขที่ 7,939,930 วิธีการนี้เป็นการนำคู่สายนำสัญญาณที่ทำงานในโหมดผลต่าง (differential mode) เปลี่ยนแนวของการวางคู่สาย โดยใช้หลักการการหักล้างกันจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า แต่วิธีการนี้ถูกนำเสนอในโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบสตริบ (strip) ซึ่งโครงสร้างสายเฮดกิมบอลแอสเซมบลีเป็นแบบไมโครสตริบ (microstrip) และจำเป็นต้องเพิ่มความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (dielectric) และขั้นตอนการสร้างมีความซับซ้อนขึ้น ส่งผลให้ต้นทุนการผลิตทั้งเวลาและค่าใช้จ่ายสูงขึ้น

วิธีการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการเปลี่ยนแนวการวางตัวของคู่สาย (Disc drive suspension including a wired flexure with conductors arranged to reduced crosstalk) สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาเลขที่ 7,092,215 วิธีการนี้คล้ายคลึงกับวิธีการก่อนหน้านี้คือ การใช้หลักการการหักล้างกันจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า และถูกนำเสนอสำหรับลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) โดยตรง แต่อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จำเป็นต้องเพิ่มความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (dielectric) และขั้นตอนในการสร้างมีความซับซ้อนขึ้น ส่งผลให้ต้นทุนการผลิตทั้งเวลาและค่าใช้จ่ายสูงขึ้น

วิธีการลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยเพิ่มวงจรการหักล้างการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากวงจรเขียนไปยังวงจรอ่าน (Method for active cancellation of write-to-read crosstalk) สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาเลขที่ 7,595,949 วิธีการนี้เป็นการเพิ่มวงจรคัปเปิลฟิลเตอร์ (coupled filter) เพื่อที่จะรับสัญญาณเขียนซึ่งเป็นสัญญาณที่จะคู่ควบไปยังวงจรเขียนและนำสัญญาณดังกล่าวผ่านวงจรปรับขนาด วงจรรับเฟส วงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter) และสุดท้ายผ่านวงจรมิกเซอร์ (mixer) เพื่อรวมสัญญาณดังกล่าวเข้ากับสัญญาณที่ถูกคู่ควบบนวงจรอ่าน เพื่อให้สัญญาณทั้งสองทำการหักล้างกันเอง เนื่องจากวิธีการนี้มีการเพิ่มวงจรต่างๆเข้ามา ทำให้ในการใช้งานจริง เวลาที่ใช้ในการเดินทางของสัญญาณทั้งสองไปยังวงจรมิกเซอร์มีความเป็นไปได้ที่จะคลาดเคลื่อนกัน ทำให้การหักล้างกันของทั้งสองสัญญาณคงเหลืออยู่

หน้า...ของจำนวน...หน้า

จากวิธีการข้างต้นจะเห็นได้ว่าวิธีการลดปรากฏการณ์การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าในปัจจุบัน บางวิธีไม่เหมาะที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) บางวิธีเป็นการเพิ่มขึ้นขั้นตอนการประกอบให้มีความยุ่งยากซับซ้อนขึ้น ส่งผลให้ต้นทุนที่ใช้ในการผลิตสูงขึ้น การประดิษฐ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอโครงสร้างของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่สามารถลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างวงจรถ่ายเขียนและวงจรถ่ายอ่านให้ต่ำลงด้วยวิธีการเดิมและเจาะวัสดุชั้นซัสเพนชัน โดยวิธีการนี้ไม่ส่งผลกระทบต่อขั้นตอนการประกอบเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) จึงไม่เป็นการทำให้ขั้นตอนการประกอบมีความยุ่งยากซับซ้อนขึ้น

ลักษณะและความมุ่งหมายของการประดิษฐ์

สายตัวนำทางไฟฟ้าของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ถูกใช้เป็นตัวกลางสำหรับส่งผ่านสัญญาณข้อมูลระหว่างหัวบันทึกและส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรถ่ายอ่านและเขียน โดยปกติแล้วเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) สามารถแบ่งตามรูปร่างทางกายภาพของสายนำสัญญาณได้เป็นสี่ส่วน คือ ส่วนต้นสาย ส่วนตรง ส่วนคดโค้งและส่วนปลายสาย โดยแต่ละส่วนประกอบไปด้วยชั้นซัสเพนชัน (suspension) ซึ่งเป็นชั้นล่างสุด ถัดขึ้นมาคือชั้นไดอิเล็กทริก (dielectric) และชั้นตัวนำทางไฟฟ้าอยู่ชั้นบนสุด

การประดิษฐ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ถูกใช้อยู่ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สามารถลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านต่ำลงด้วยวิธีการเดิมและเจาะวัสดุชั้นซัสเพนชัน (suspension) ซึ่งเป็นการช่วยลดโอกาสการเกิดความผิดพลาดของผลการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกในขั้นตอนการทดสอบ หรือลดความเสี่ยงที่จะทำให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายทั้งในขั้นตอนการทดสอบและในขั้นตอนการทำงานจริงอันเนื่องมาจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยสายนำสัญญาณของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้มีประสิทธิภาพในการลดกำลังของสัญญาณไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ปลายคู่สายอ่านฝั่งหัวบันทึกอันเนื่องมาจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าลงมากที่สุด 27.82 dB หรือคิดเป็น 605 เท่าที่ความถี่ 156 เมกะเฮิร์ตซ์

การเปิดเผยการประดิษฐ์โดยสมบูรณ์

ภาพตัดขวางของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ประกอบไปด้วยชั้นวัสดุจำนวน 3 ชั้นเช่นเดียวกับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เดิมที่ใช้อยู่ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน ได้แก่ชั้นสายตัวนำทางไฟฟ้า(1) ทำมาจากวัสดุจำพวกทองแดง มีจำนวน 6 เส้น ชั้นไดอิเล็กทริก(2) ทำมาจากวัสดุประเภทโพลีอิมได์ (polyimide) หรือแคปตัน (kapton) และชั้นซัสเพนชัน (suspension) (3) ทำหน้าที่รองรับชั้นตัวนำทางไฟฟ้า(1) และชั้นไดอิเล็กทริก (dielectric) (2) ทำมาจากสแตนเลสสตีล (stainless steel)

รูปร่างลักษณะชั้นซัสเพนชัน (suspension) (3) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันถูกแสดงตามรูปที่ 2 โดยเมื่อทำการแบ่งชั้นซัสเพนชัน (suspension) ออกเป็นส่วนย่อยโดยการพิจารณาตามรูปร่างทางกายภาพของสายตัวนำทางไฟฟ้า สามารถแบ่งได้เป็น 4 ส่วน ได้แก่ ส่วนต้นสาย (4) ส่วนตรง (5) ส่วนโค้งงอ (6) และส่วนปลายสาย (7)

ในการประดิษฐ์นี้ ชั้นซัสเพนชัน (suspension) (3) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ถูกออกแบบใหม่ให้มีลักษณะต่างจากเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เดิมที่ใช้ในปัจจุบันด้วยวิธีการเดิมและเจาะวัสดุ เป็นผลให้เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) สามารถลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า

หน้า...ของจำนวน...หน้า

ลดต่ำลง โดยรูปร่างลักษณะชั้นขั้วเพนชั้น (suspension) (3) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ถูกแสดงตามรูปที่ 3

ข้างถึงรูปที่ 4 แสดงชั้นขั้วเพนชั้น (suspension) ของส่วนต้นสาย (4) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้ โดยมีลักษณะเป็นสแตนเลสสตีล (stainless steel) แบบระบายเต็ม และมีรู (8) บริเวณใต้แพดทุกแพด เพื่อให้สอดคล้องกับการใช้งานได้จริงในขั้นตอนการประกอบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ และมีรู (9) เพื่อใช้ในส่วนของการประกอบเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เป็นเฮดสแตคแอสเซมบลี (head stack assembly)

ตามรูปที่ 5 ชั้นขั้วเพนชั้นของส่วนตรง (suspension) (5) มีลักษณะเป็นแบบระบายเต็มและมีวัสดุเป็นสแตนเลสสตีล (stainless steel) โดยปราศจากรูใดๆ ได้สายตัวนำทางไฟฟ้า มีรู (9) และควิบ (10) เพื่อใช้ในส่วนของการประกอบเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ไปเป็นเฮดสแตคแอสเซมบลี (head stack assembly)

ตามรูปที่ 6 ชั้นขั้วเพนชั้น (suspension) ของส่วนคดโค้ง (6) ประกอบไปด้วยสองส่วนหลัก ส่วนแรกเป็นส่วนก้างปลา (11) และส่วนที่สองเป็นส่วนระบายเต็ม (12) โดยส่วนก้างปลา (11) จะอยู่บริเวณใต้สายตัวนำทางไฟฟ้าที่มีรูปร่างโค้งโดยบริเวณก้างปลา (11) นี้มีการเติมสแตนเลสสตีล (stainless steel) เพิ่มขึ้นจากเดิม 25%

ตามรูปที่ 7 ชั้นขั้วเพนชั้น (suspension) ของส่วนปลายสาย (7) มีลักษณะเป็นแบบระบายเต็ม โดยมีวัสดุเป็นสแตนเลสสตีล (stainless steel) และมีการเจาะรูรูปตัวยู (U) (13) รอบๆ บริเวณใต้ตำแหน่งที่วางหัวบันทึก (14) เพื่อให้สามารถดัดงอให้หัวเขียนและหัวอ่านอยู่ใกล้กับแผ่นจานแม่เหล็กมากที่สุด ซึ่งคิดเป็นการเจาะเอาวัสดุออกเป็น 2.6 % ของพื้นที่ระบายเต็มของชั้นขั้วเพนชั้น (suspension) ของส่วนปลายสาย (7)

การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านบนเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) สามารถใช้พารามิเตอร์เอส (S-parameters) เป็นตัวบ่งชี้ได้ ซึ่งมีนิยามเป็น $S_{ij} = 20 \log_{10} (V_i / V_j)$ โดย S_{ij} คือระดับการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน มีหน่วยเป็นเดซิเบล (decibel, dB) V_i คือแรงดันที่ตำแหน่งปลายสายฝั่งหัวบันทึกของคู่สายอ่านเนื่องจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า V_j คือแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ป้อนเข้ายังตำแหน่งต้นสาย (ฝั่งส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรอ่านและเขียน) ของคู่สายเขียน

เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เดิมที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน และเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้ถูกจำลองเป็นแบบจำลองสามมิติ และใช้โปรแกรมซีเอสที ไมโครเวฟ สตูดิโอ (CST Microwave studio) ในการจำลองการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสัญญาณเขียนจากคู่สายเขียนไปยังคู่สายอ่านที่ย่านความถี่ 0.01 – 1 กิกะเฮิรตซ์ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกแม่เหล็กทางในปฏิบัติ โดยผลการเปรียบเทียบการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เดิมที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน กับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้ถูกแสดงในรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้ สามารถลดกำลังของสัญญาณที่เกิดจากการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนคู่สายอ่านลงได้มากที่สุด 27.82 dB หรือคิดเป็น 605 เท่าที่ความถี่ 156 เมกกะเฮิรตซ์

คำอธิบายรูปเขียนโดยย่อ

รูปที่ 1 แสดงภาพตัดขวางของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เดิมและเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 2 แสดงถึงโครงสร้างเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เดิมที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน

หน้า...ของจำนวน...หน้า

รูปที่ 3 แสดงถึงโครงสร้างเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านในการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 4 แสดงรูปร่างชั้นซัสเพนชัน (suspension) ของส่วนต้นสาย (4) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ในการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 5 แสดงรูปร่างชั้นซัสเพนชัน (suspension) ของส่วนตรง (5) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ในการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 6 แสดงรูปร่างชั้นซัสเพนชัน (suspension) ของส่วนคดโค้ง (6) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ในการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 7 แสดงรูปร่างชั้นซัสเพนชัน (suspension) ของส่วนปลายสาย (7) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ลดการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ในการประดิษฐ์นี้

รูปที่ 8 กราฟเปรียบเทียบระดับกำลังสัญญาณที่ตำแหน่งปลายสายฝั่งหัวบันทึกของคู่สายอ่านเนื่องจากการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันกับเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้

วิธีการในการประดิษฐ์ที่ดีที่สุด

เหมือนกับที่บรรยายไว้ในกรณีการเปิดเผยการประดิษฐ์โดยสมบูรณ์

หน้า...ของจำนวน...หน้า

บทสรุปการประดิษฐ์

เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ในการประดิษฐ์นี้ประกอบไปด้วยชั้นสายตัวนำ ทำจากทองแดงมีจำนวน 6 เส้น ชั้นไดอิเล็กทริก (dielectric) ทำมาจากโพลีอิมิด (polyimide) หรือแคปตัน (kapton) อยู่ระหว่างชั้นสายตัวนำและชั้นซัสเพนชัน (suspension) โดยชั้นซัสเพนชัน (suspension) ในการประดิษฐ์นี้ได้มาจากการนำเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบัน มาผ่านกระบวนการเดิมและเจาะรูตัวชั้นซัสเพนชัน (suspension) ทำให้ได้ชั้นซัสเพนชัน (suspension) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ตามการประดิษฐ์นี้ซึ่งสามารถลดการคู่ควบระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านลงได้

ข้อเท็จจริง

เฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) ที่ลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่าน ประกอบไปด้วย

- สายตัวนำทางไฟฟ้า (1) จำนวน 6 เส้น
- ไดอิเล็กทริก (2) (Dielectric)
- ซัสเพนชัน (3) (Suspension)

โดยสายตัวนำทางไฟฟ้า (1) จำนวน 6 เส้นทำจากทองแดง ทำหน้าที่เป็นตัวส่งผ่านสัญญาณข้อมูลระหว่างหัวบันทึกแม่เหล็ก (recording head) และส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรรอ่านและเขียน (Read/Write module) ทั้งในส่วนของวงจรรเขียนและวงจรรอ่าน สายตัวนำทั้ง 6 เส้น วางเรียงตัวบนระนาบเดียวกัน ซึ่งอยู่ชั้นบนสุดของสาย HGA

ชั้นกลางเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) เป็นชั้นไดอิเล็กทริก (Dielectric) (2) ซึ่งเป็นวัสดุจำพวกโพลีอิมิด (polyimide) หรือแคปตัน (kapton) ทำหน้าที่เป็นฉนวนทางไฟฟ้าและมีคุณสมบัติอ่อนตัวได้

ชั้นล่างสุดของเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (Head Gimbal Assembly) เป็นชั้นของซัสเพนชัน (suspension) (3) สร้างมาจากโลหะสแตนเลสสตีล (stainless steel) ทำหน้าที่เป็นฐานรองรับชั้นสายตัวนำทางไฟฟ้า และชั้นไดอิเล็กทริก (dielectric)

โดยชั้นซัสเพนชัน (suspension) (3) ของเฮดกิมบอลแอสเซมบลีที่สามารถลดการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างคู่สายเขียนและคู่สายอ่านนั้น

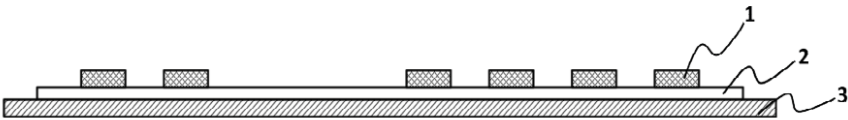
(1) ส่วนต้นสาย (4) มีลักษณะเป็นแบบระนาบเต็ม มีลักษณะเป็นสแตนเลสสตีลแบบระนาบเต็มและมีรู (8) บริเวณใต้แปดทุกแปด เพื่อให้สอดคล้องกับการใช้งานได้จริงในขั้นตอนการประกอบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ และมีรู (9) เพื่อใช้ในขั้นตอนการประกอบเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) เป็นเฮดสแตคแอสเซมบลี (head Stack Assembly)

(2) ส่วนตรง (5) มีลักษณะเป็นสแตนเลสสตีล (stainless steel) แบบระนาบเต็มและมีวัสดุเป็นสแตนเลสสตีล (stainless steel) โดยปราศจากรูใดๆใต้สายตัวนำทางไฟฟ้า มีรู (9) และครีป (10) เพื่อใช้ในขั้นตอนการประกอบเฮดกิมบอลแอสเซมบลี (head gimbal assembly) ไปเป็นเฮดสแตคแอสเซมบลี (head Stack Assembly)

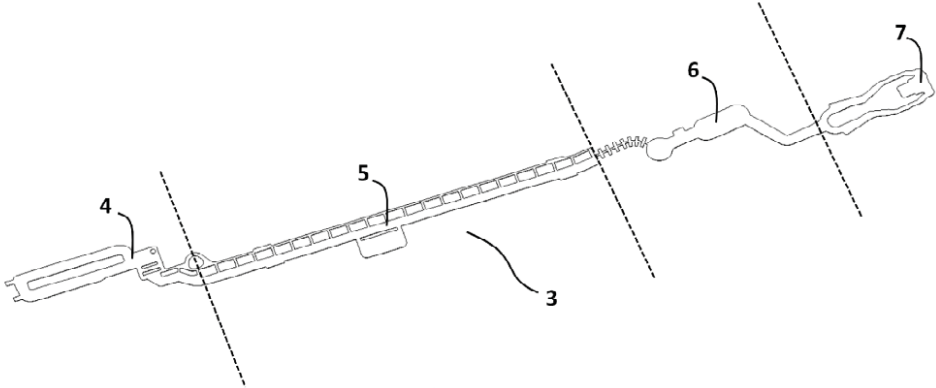
(3) ส่วนคดโค้ง (6) ประกอบไปด้วยสองส่วนหลัก ส่วนแรกเป็นส่วนก้างปลา (11) และส่วนที่สองเป็นส่วนระนาบเต็ม (12) โดยส่วนก้างปลา (11) จะอยู่บริเวณใต้สายตัวนำทางไฟฟ้าที่มีรูปร่างโค้งโดยบริเวณก้างปลา (11)

(4) ส่วนปลายสาย (7) มีลักษณะเป็นแบบระนาบเต็ม มีการเจาะรูรูปตัวยู (U) (13) รอบๆบริเวณใต้ตำแหน่งที่วางหัวบันทึก (14) เพื่อให้สามารถติดตั้งให้หัวเขียนและหัวอ่านอยู่ใกล้กับแผ่นจานแม่เหล็กมากที่สุด

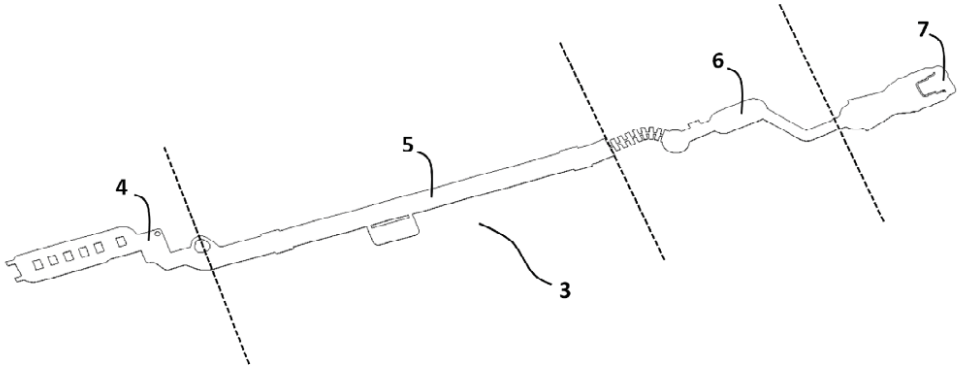
หน้า...ของจำนวน...หน้า



รูปที่ 1

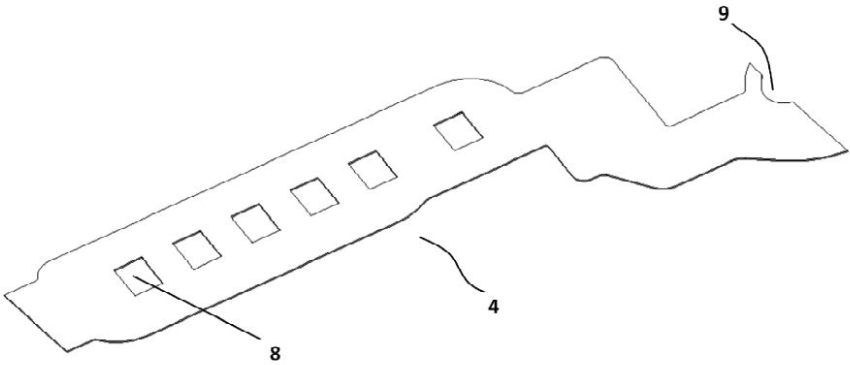


รูปที่ 2

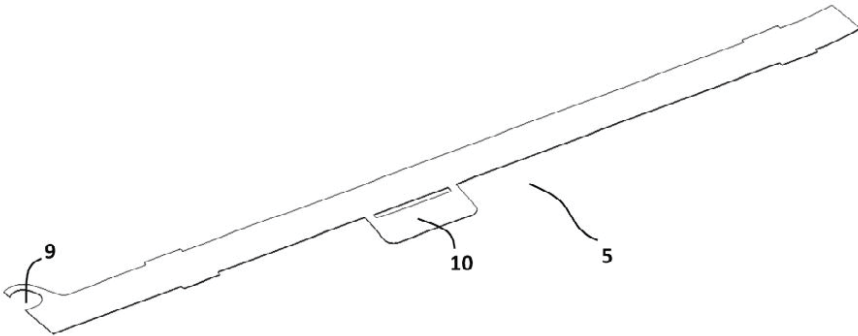


รูปที่ 3

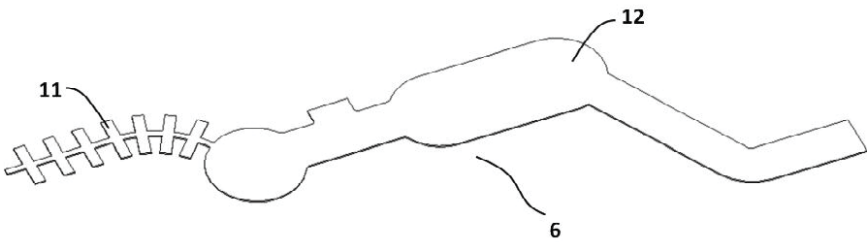
หน้า...ของจำนวน...หน้า



รูปที่ 4

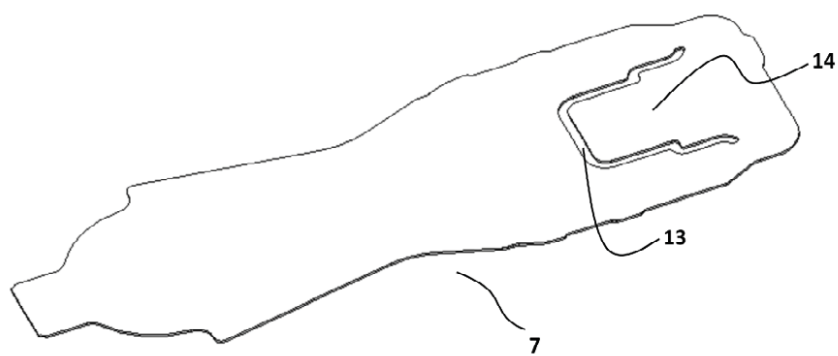


รูปที่ 5

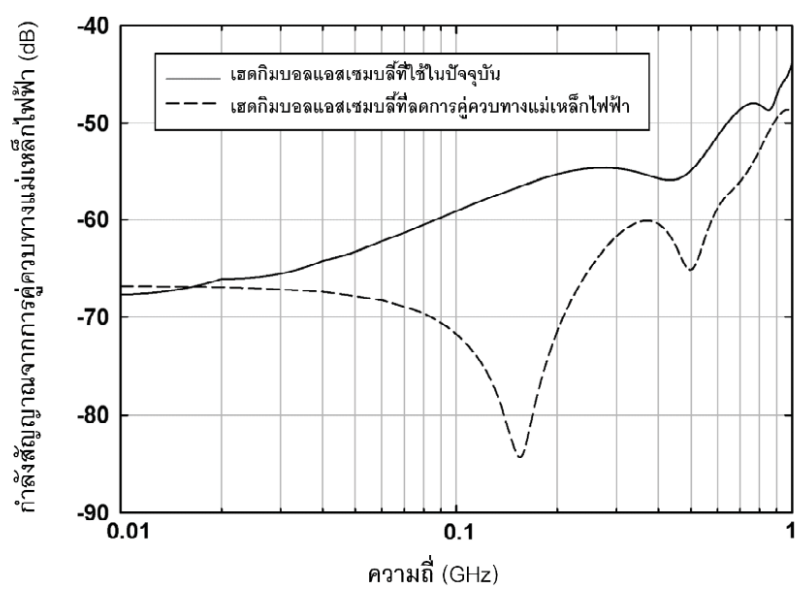


รูปที่ 6

หน้า...ของจำนวน...หน้า



รูปที่ 7



รูปที่ 8