



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

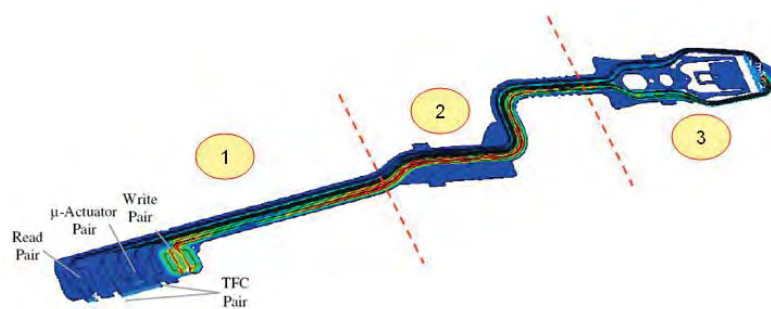
นอกจากนั้น สายสัญญาณทางไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับหัวบันทึกนั้น ก็มีการวางสายในรูปแบบที่แตกต่างกัน และโดยเฉพาะหัวบันทึกแบบใหม่ที่มีความจุสูงนั้น ยังไม่ได้คำนึงถึงผลของการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า

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]

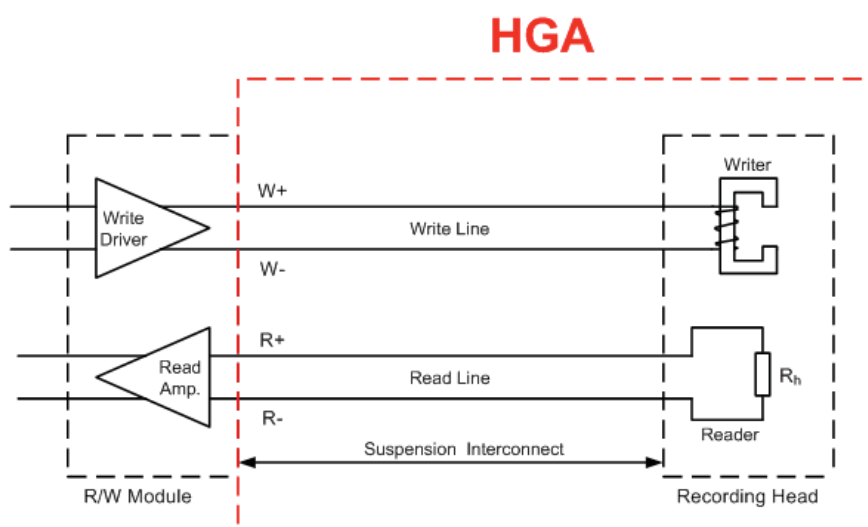


รูปที่ 1 การแบ่งส่วน HGA เพื่อศึกษา [10]

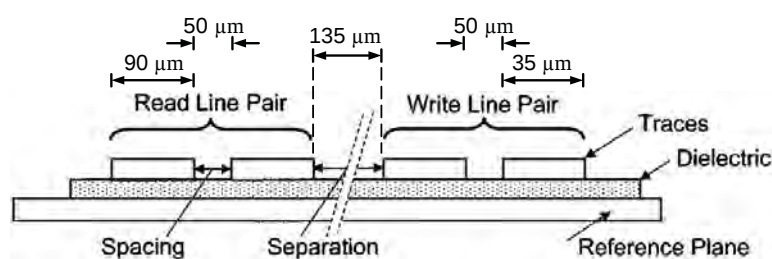
ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงจะทำการศึกษาการตอบสนองต่อ EMI ที่เกิดบนแต่ละส่วนของ HGA ซึ่งแบ่งตามรูปที่ 1 การ Simulation เพื่อศึกษา EMI ที่เกิดขึ้นกับแต่ละส่วนของ HGA โดยโปรแกรม CST Microwave Studio การทดสอบภายในห้องป้องกันคลื่น (Shield Room) และชุดกำเนิดสัญญาณ EMI ช่วงความถี่คลื่น 30-1000 MHz [8] โดยตัวแปรที่ใช้บ่งชี้ผลของ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

- การคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้า (*Electromagnetic Coupling* หรือเรียกว่า *EC*) สำหรับระยะห่างของสายสัญญาณที่อยู่ใน HGA นั้น พบว่าระยะห่างของสายสัญญาณแต่ละเส้นที่ต่อเข้ากับหัวอ่านและหัวบันทึกนั้นมียุทธศาสตร์ที่ชิดกันมาก 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 อาจเป็นสาเหตุหนึ่งที่ส่งผลให้หัวบันทึกเกิดความเสียหาย

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 จะเป็นการศึกษาเพื่อหาพารามิเตอร์ที่จะสามารถแสดงผลกระทบจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งสองแบบ เท่านั้น 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.

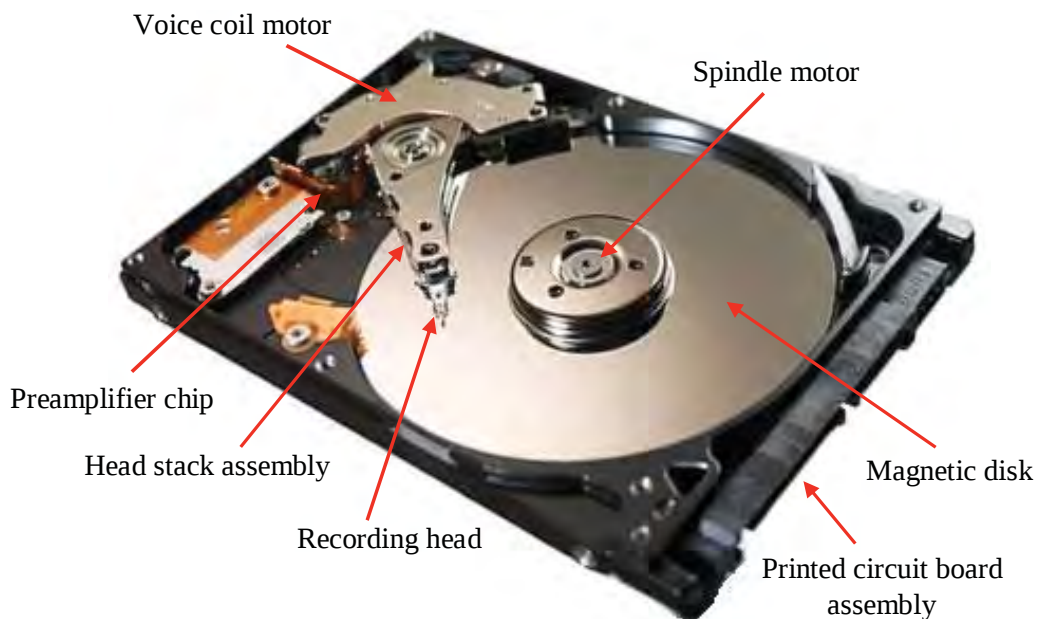
บทที่ 2

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



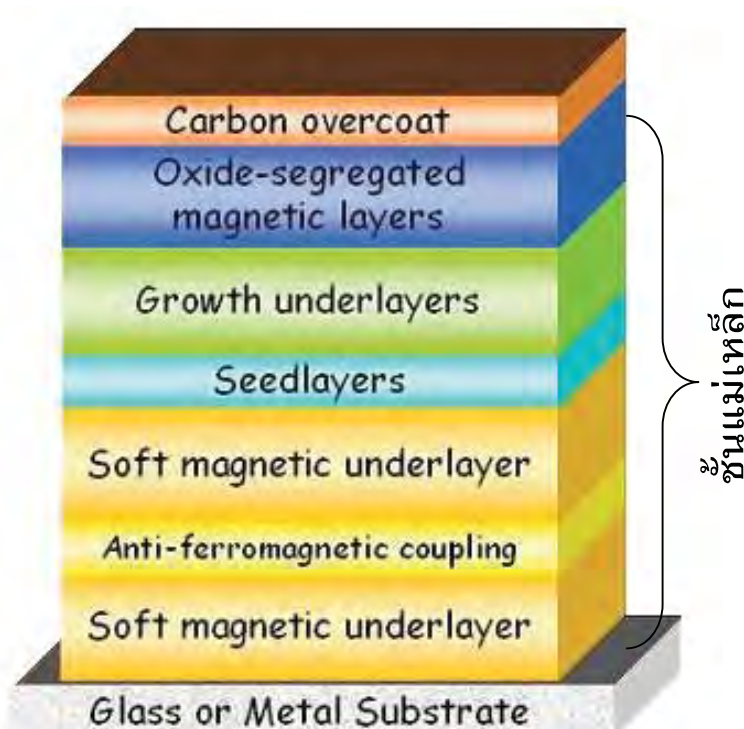
ภาพที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [1]

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]

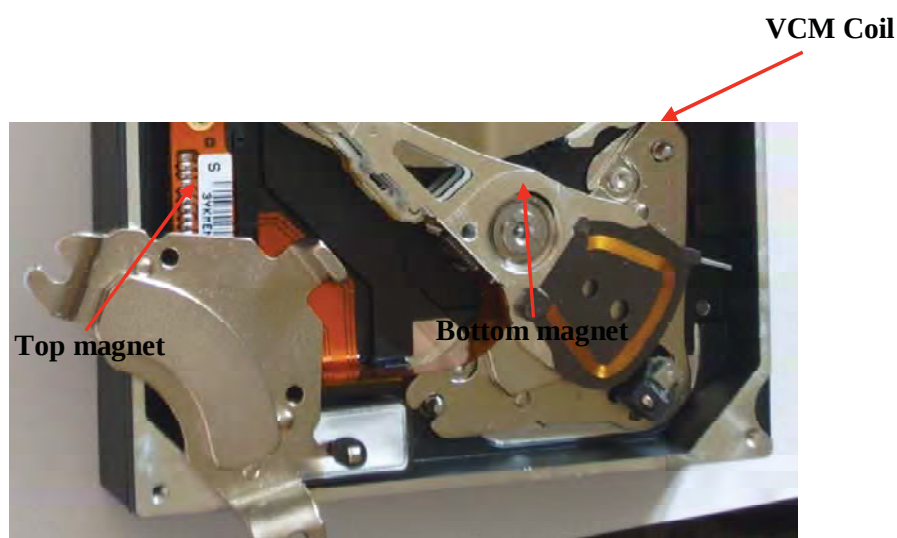
- แผงวงจรไฟฟ้าประกอบ (printed circuit board assembly, PCBA) คือแผงวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานหลักของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ จะมีพอร์ตสำหรับรับ-ส่งสัญญาณข้อมูลคำสั่งจากภายนอกฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยปกติแล้ว PCBA จะอยู่บริเวณด้านหลังของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ดังแสดงในภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 แสดงภาพตัวอย่างของ PCBA

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

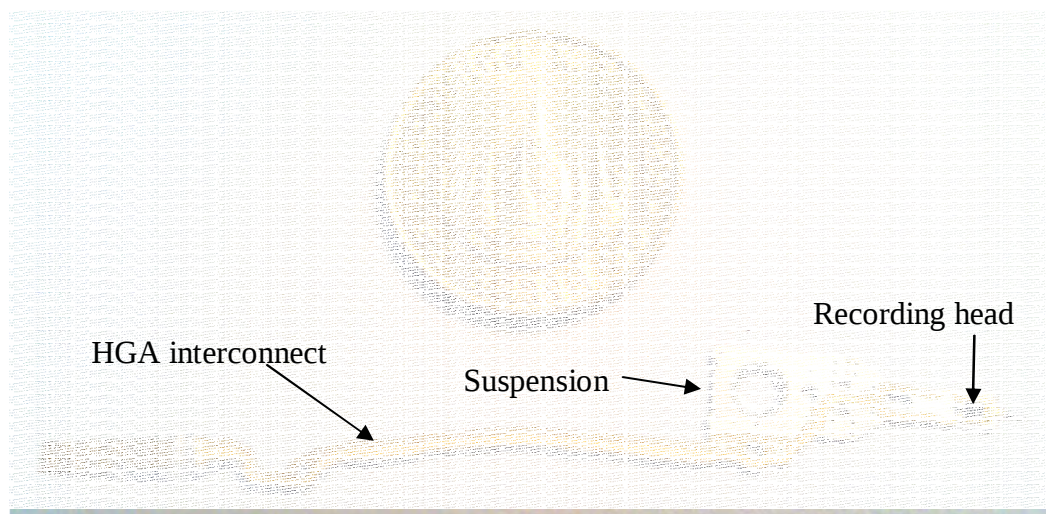
- วอยซ์คอยล์มอเตอร์ (voice coil motor, VCM) คือมอเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมให้ HGA ซึ่งมีหัวบันทึกเป็นส่วนประกอบย่อย เคลื่อนที่บนแผ่นบันทึกแม่เหล็กตามแนวรัศมี ไปยังตำแหน่งที่ต้องการอ่านหรือเขียนข้อมูล โดยอาศัยหลักการของขดลวดลำโพง ประกอบไปด้วย วิซีเอ็ม คอยล์ (VCM Coil) แม่เหล็กบน (top magnet) และ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



ภาพที่ 2.4 แสดงส่วนประกอบของ VCM

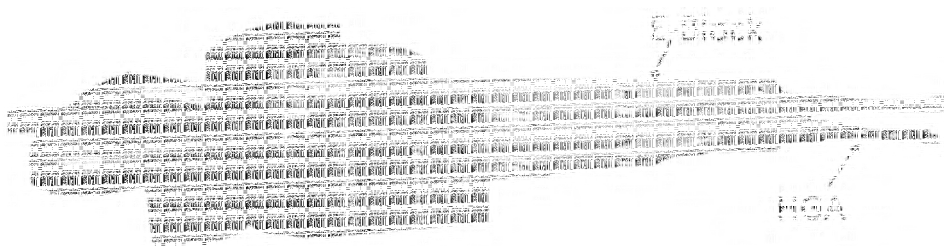
- สปินเดิลมอเตอร์ (spindle motor) ทำหน้าที่หมุนแผ่นบันทึกแม่เหล็กเพื่อให้หัวบันทึกสามารถอ่านข้อมูลที่จัดเก็บในแผ่นบันทึกแม่เหล็กตามแนวเส้นรอบวงได้ นอกจากนี้ยังช่วยให้เกิดการไหลเวียนของลมทำให้หัวบันทึกสามารถบินอยู่บนแผ่นบันทึกแม่เหล็กได้ สำหรับความเร็วของมอเตอร์ที่ถูกใช้ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ในปัจจุบันมีตั้งแต่ความเร็วตั้งแต่ 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

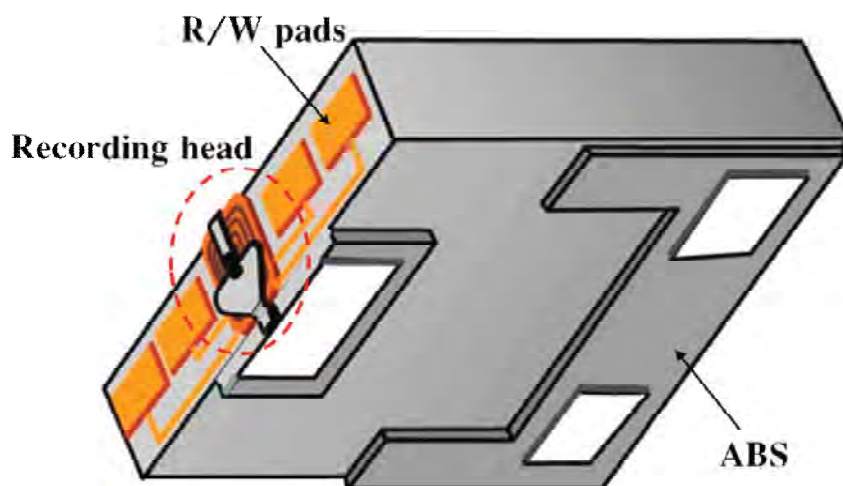
- เฮดสแตคแอสเซมบลี (head stack assembly, HSA) ประกอบไปด้วย HGA ที่วางเรียงกันเป็นชั้นๆ ในอีบล็อก (E-Block) ดังแสดงในภาพที่ 2.6 จำนวนของ HGA ขึ้นกับจำนวนของแผ่นบันทึกแม่เหล็ก โดยแผ่นบันทึกแม่เหล็กหนึ่งแผ่นสามารถเก็บบันทึกข้อมูลได้ทั้งสองด้าน ดังนั้นสามารถใส่ HGA ได้สูงสุด 2 ชั้นต่อแผ่นบันทึกแม่เหล็ก 1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



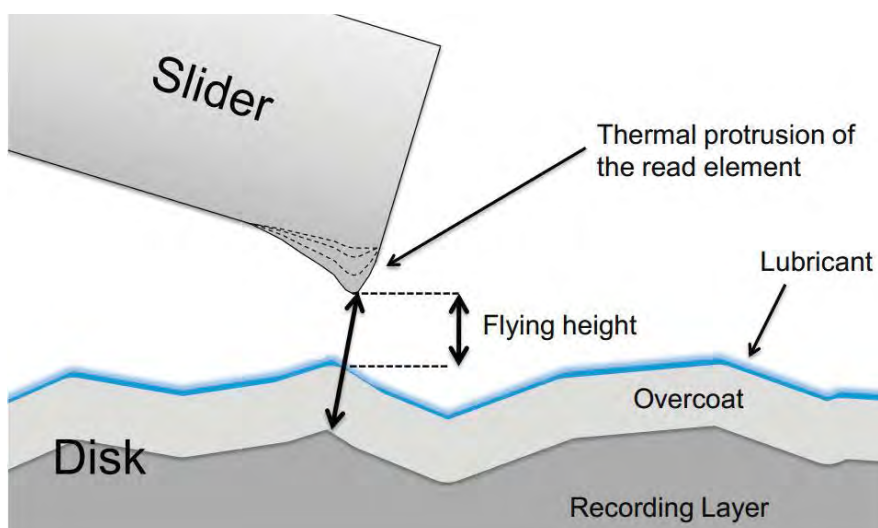
ภาพที่ 2.6 แสดงส่วนประกอบของ HSA [3]

- 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]



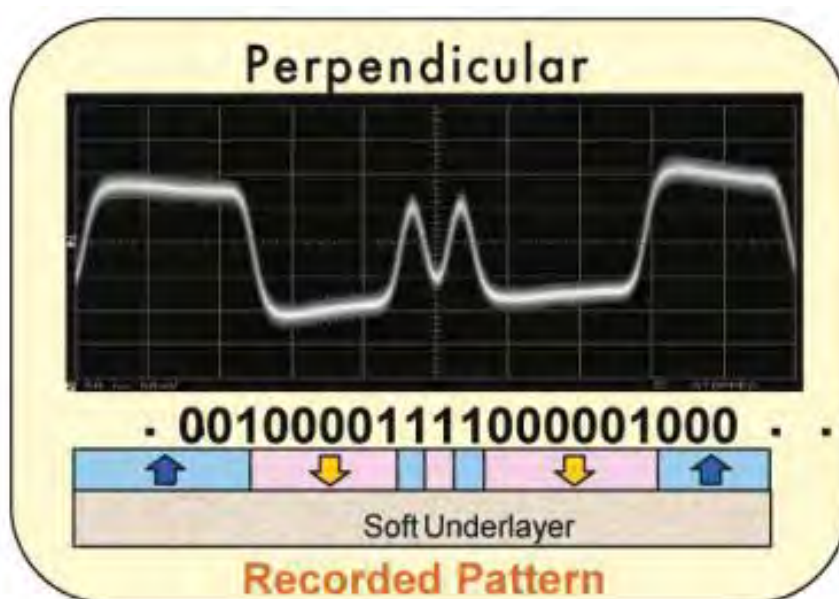
ภาพที่ 2.8 แสดงลักษณะการยื่นของหัวบันทึก [5]

2.1.2 ขั้นตอนการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

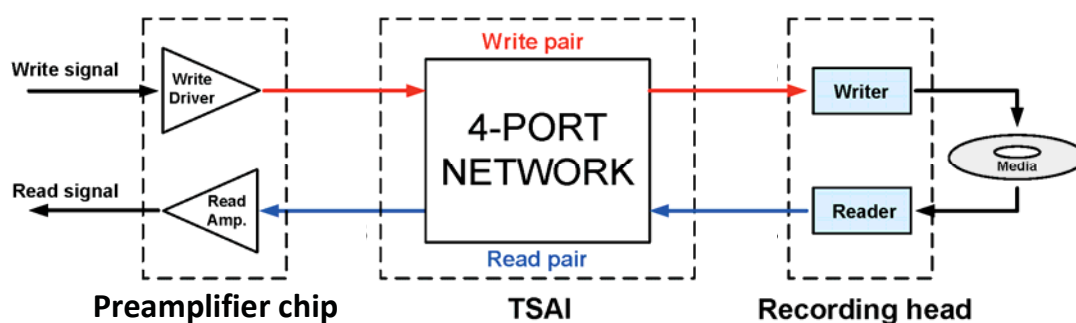
ขั้นตอนการทำงานหลักของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีดังนี้

- 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]



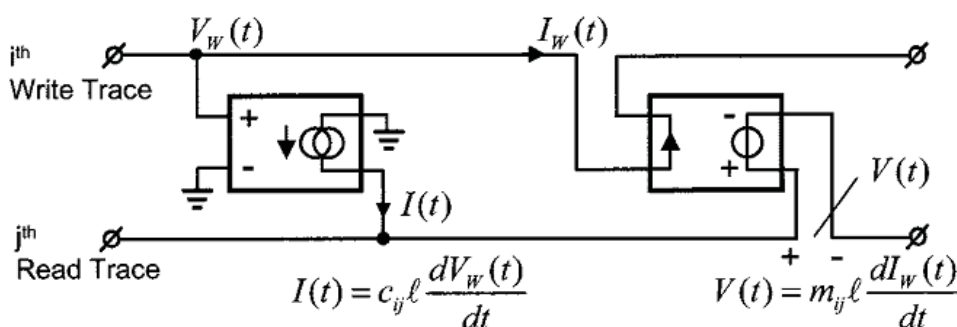
ภาพที่ 2.10 ไดอะแกรมขั้นตอนการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

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

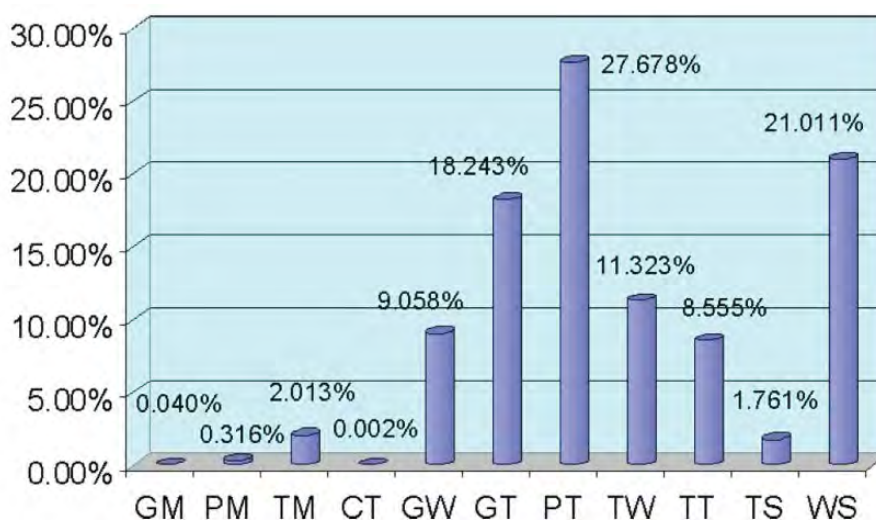


ภาพที่ 2.12 แบบจำลอง SPICE การคู่ควบที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของสัญญาณทางไฟฟ้า
จากสายเขียนไปยังสายอ่าน [6]

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

ตารางที่ 2.1 ตัวแปรของโครงสร้างอย่างง่ายของสายนำสัญญาณที่มีผลต่อการเกิด crosstalk [8]

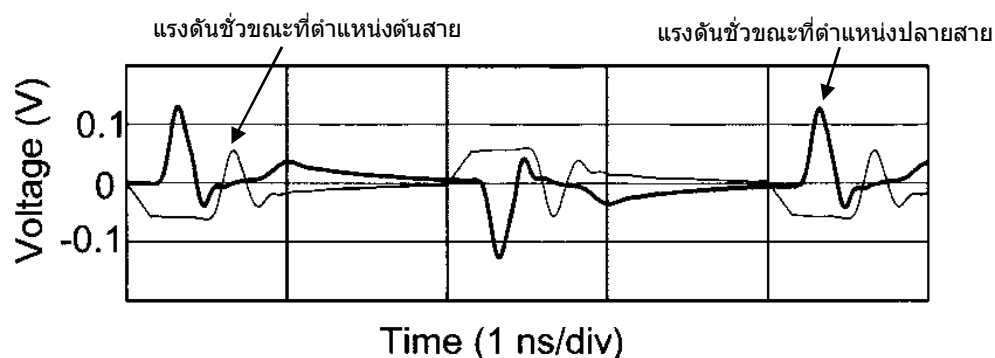
Parameter	Symbol
Write-read spacing	WS
Trace spacing	TS
Trace thickness	TT
Trace width	TW
Polyimide substrate thickness	PT
Ground plane thickness	GT
Ground plane windowing	GW
Coverlayer thickness	CT
Trace material conductivity	TM
Polyimide dielectric constant	PM
Stainless steel conductivity	GM



ภาพที่ 2.13 ระดับอิทธิพลของตัวแปรของโครงสร้างสาย HGA อย่างง่ายต่อการเกิด crosstalk [8]

2.2.2 ผลกระทบที่มีต่อหัวบันทึก

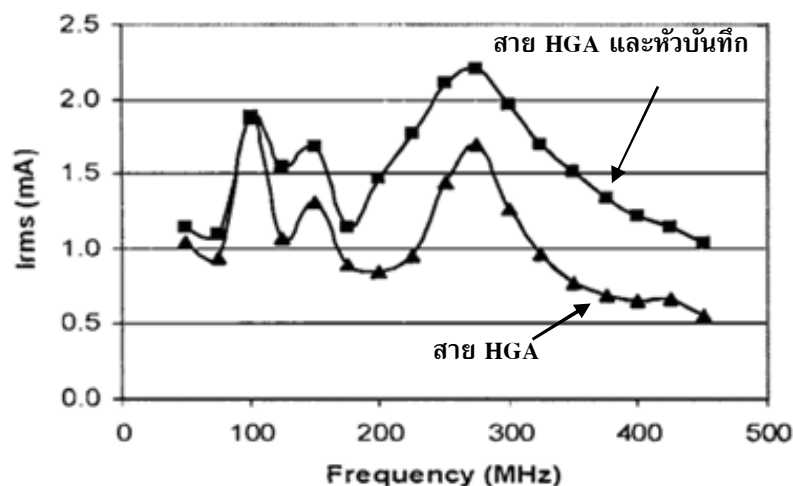
Crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA นั้นเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันชั่วขณะ (transient voltage) ขึ้นที่สายอ่านในขณะที่ทำการเขียนทั้งฝั่งต้นสาย (ฝั่งตัวขับหัวอ่าน-เขียน) และฝั่งปลายสาย (ฝั่งหัวบันทึก) [6] ดังภาพที่ 2.14



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

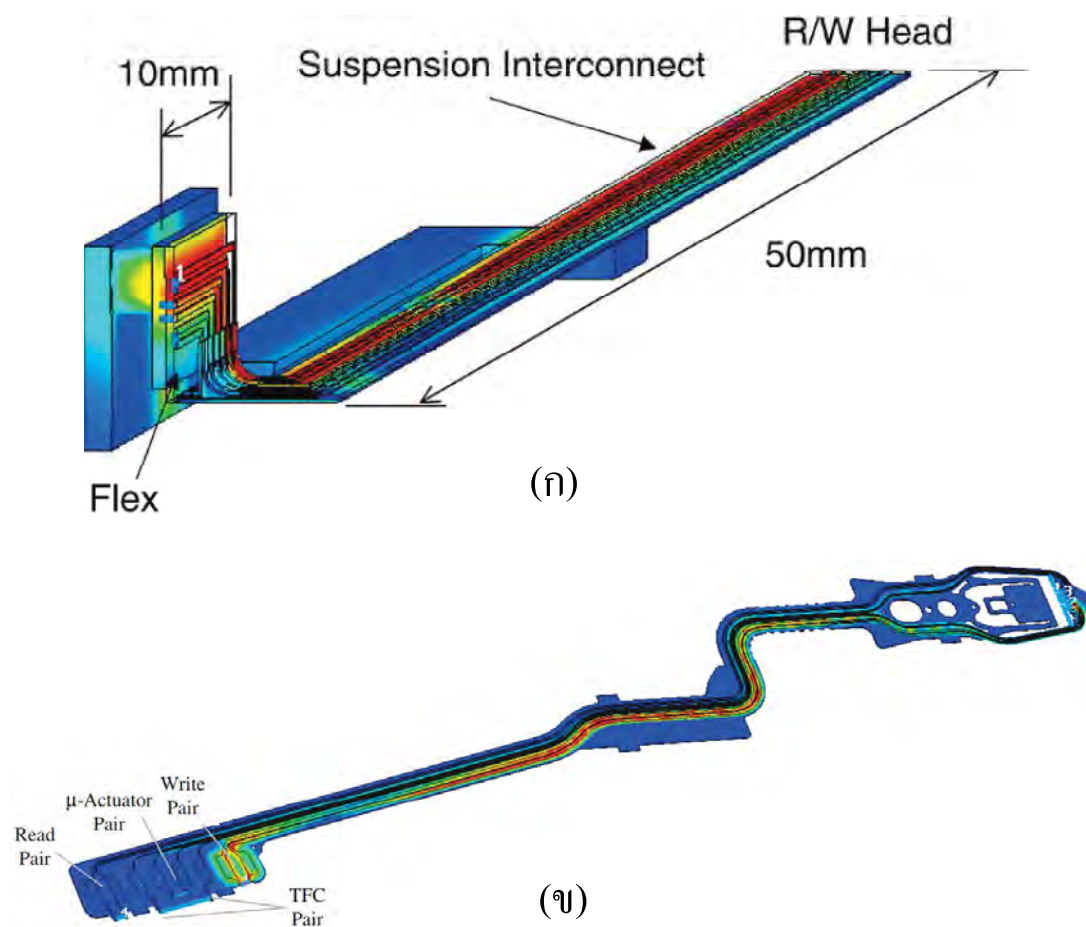
Crosstalk สามารถเกิดขึ้นใน HDD ที่ตำแหน่งอื่นนอกเหนือจากสาย HGA ได้ เช่น ที่ตำแหน่งสายสัญญาณที่ทำหน้าที่รับส่งข้อมูลระหว่างตัวขับหัวอ่าน-เขียนและแผงวงจรสัญญาณหรือที่ตำแหน่งสไลเดอร์ [10] ซึ่งขนาดของกระแสที่เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์แทรกข้ามที่ตำแหน่งสไลเดอร์นั้นมีค่าสูงถึง 30% ของกระแสที่เกิดจาก crosstalk 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 กอปรกับขนาดของหัวบันทึกในอนาคตจะมีขนาดที่เล็กลงทำให้มีความไวต่อความเสียหายเพิ่มสูงขึ้น crosstalk อาจส่งผลให้หัวบันทึกเกิดความเสียหายชัดเจนกว่าในปัจจุบันหรืออาจจะทำให้การทำงานของหัวบันทึกนั้นผิดพลาดเพิ่มมากขึ้นได้

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

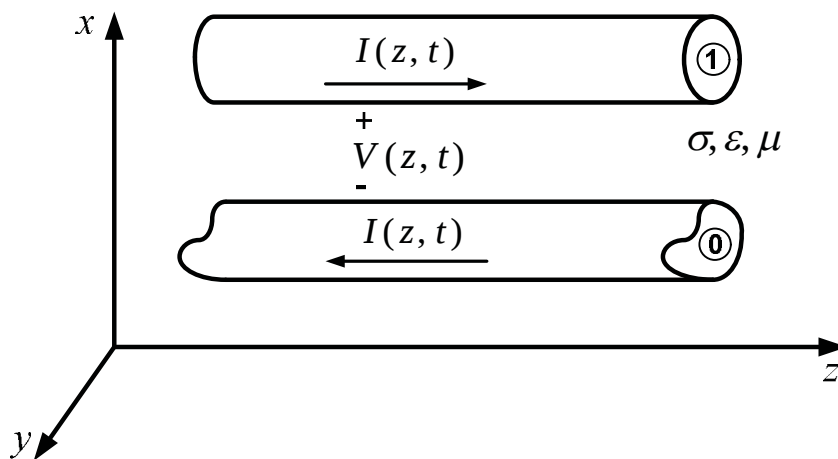


ภาพที่ 2.16 แสดงผลการจำลอง crosstalk ที่ได้จากโปรแกรมจำลองในปัจจุบัน
(ก) สาย HGA อย่างง่าย [11] และ (ข) สาย HGA ที่ใช้ใน HDD จริง [12]

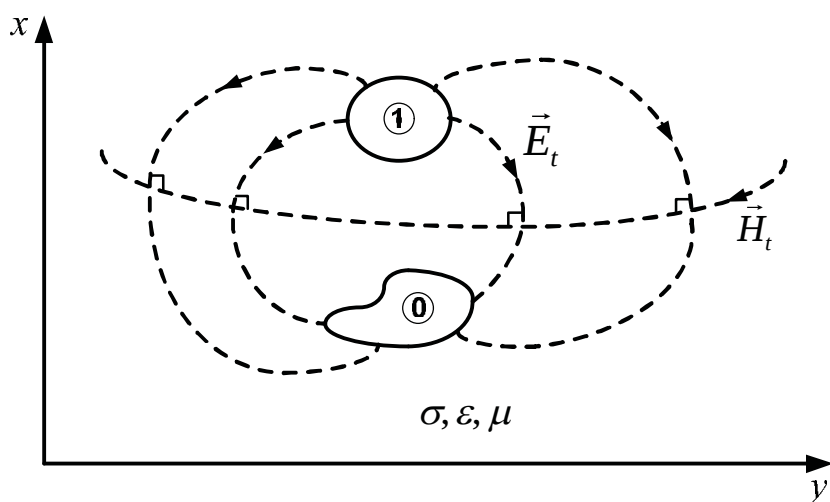
2.3 ทฤษฎีการควบคุมทางแม่เหล็กไฟฟ้า

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

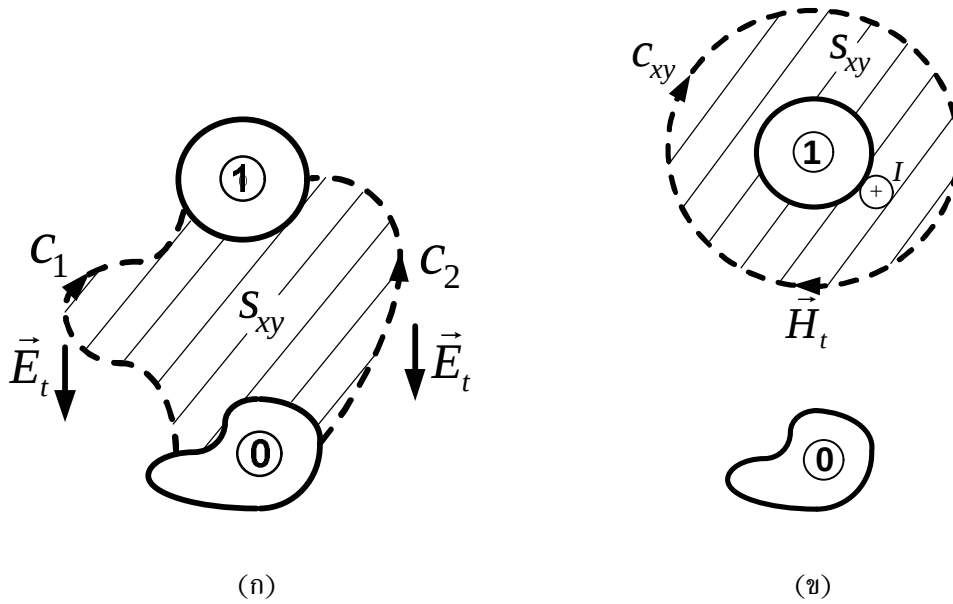
$$\begin{aligned} \oint_{c_{xy}} (E_x dx + E_y dy) &= -\mu \frac{d}{dt} \iint_{s_{xy}} H_z dx dy \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.2 \text{ ก})$$

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

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)

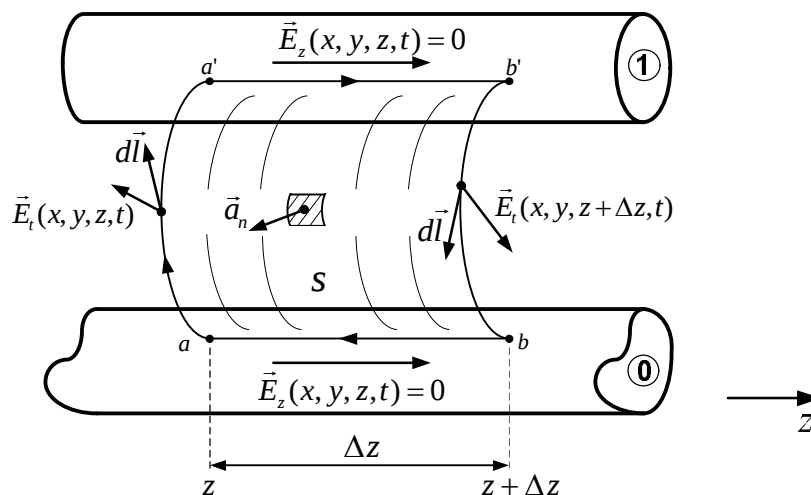
ในทำนองเดียวกัน สมการ 2.2 (ข) นั้นเป็นการนิยามของกระแสแสดงในรูปที่ 2.18 (ข) การเลือกเส้นโค้งปิดในระนาบตัดขวาง (transverse) ที่ล้อมรอบสายตัวนำนั้น เป็นผลให้เกิดกระแสนสายตัวนำดังสมการ

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

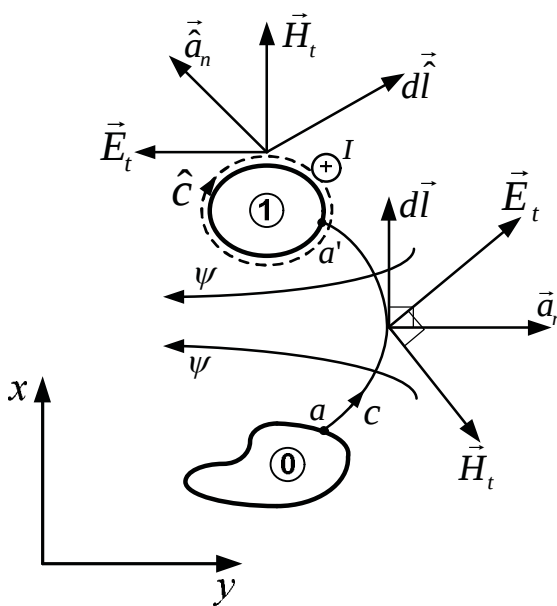
กระแสในสมการ 2.4 นี้มีคุณสมบัติเป็นเอกลักษณ์ด้วยเช่นกัน เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าในแนวแกน z ($E_z = 0$) ด้วยเหตุนี้จึงไม่มีกระแสการกระจัดหรือกระแสการนำทะลุผ่านพื้นผิวเรียบที่ถูกล้อมรอบด้วยเส้นโค้งนี้

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

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

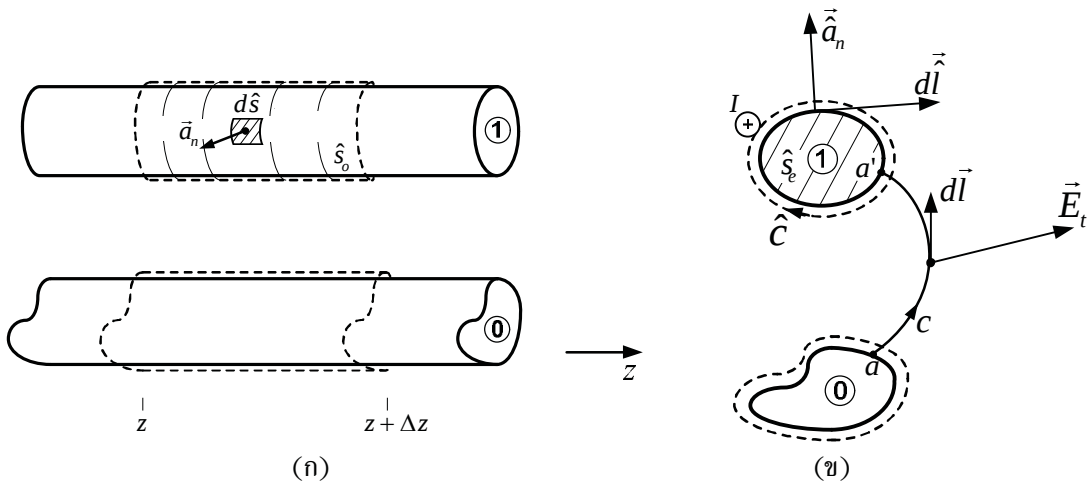
$$l = -\mu \frac{\int_a^{\infty} \vec{H}_t \cdot \vec{a}_n dl}{\oint_c \vec{H}_t \cdot d\vec{l}} \quad (2.10)$$

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 $\hat{S}$ 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

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

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

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 เส้นสำหรับความยาวสาย 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 ทหารด้วย 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

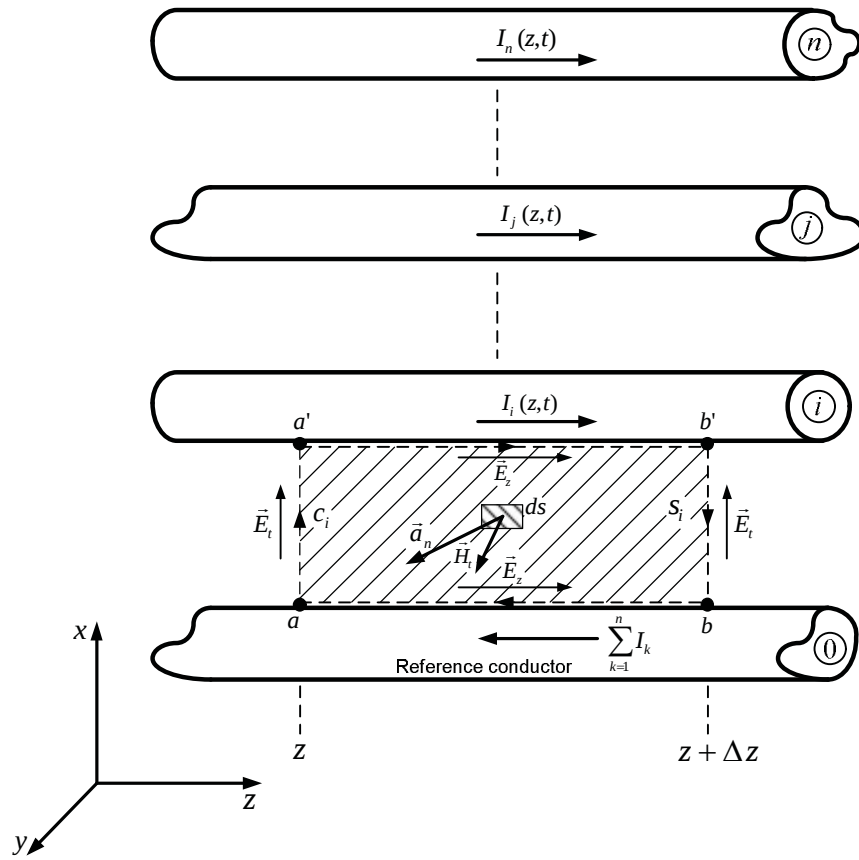
ในหัวข้อก่อนหน้านี้ได้กล่าวถึงสมการสายส่งกรณีที่มีสายตัวนำ 2 เส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานในการต่อยอดไปสู่การได้มาของชุดสมการสายส่งที่มีสายตัวนำจำนวนมากกว่า 2 เส้นหรือ ระบบสายส่งที่มีสายตัวนำหลายเส้น (multiconductor transmission lines; MTL) ภายใต้สมมุติฐานโครงสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นแบบ TEM

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 ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้แสดงถึงการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำ 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_z 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

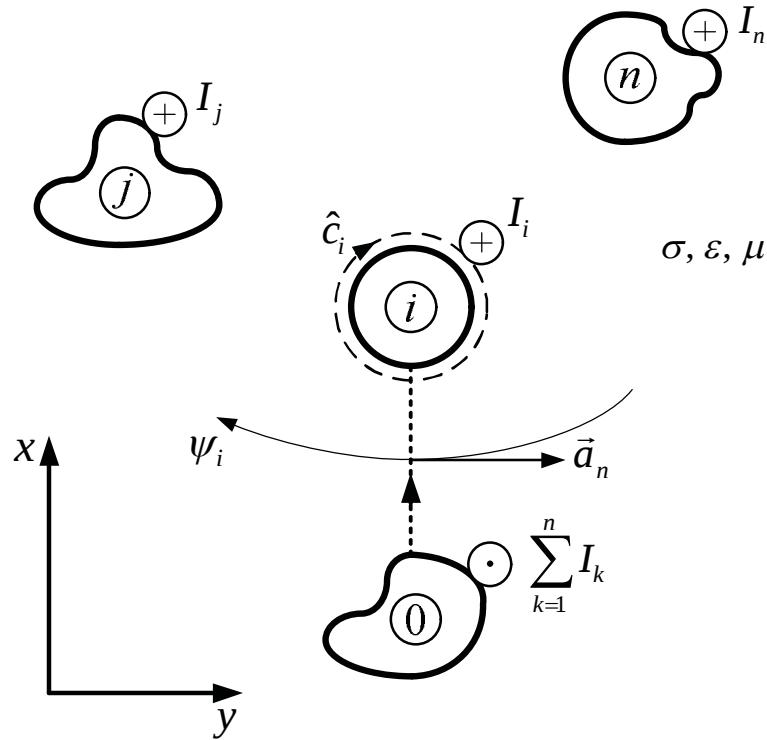
$$\begin{aligned} - \int_{a'}^{b'} \vec{E}_l \cdot d\vec{l} &= - \int_{a'}^{b'} \vec{E}_z dz \\ &= -r_i \Delta z I_i(z, t) \end{aligned} \quad (2.25 \text{ ก})$$

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

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 มีการนิยามเป็นแบบเอกลักษณ์เช่นเดียวกับกรณีสายตัวนำ 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

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

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

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

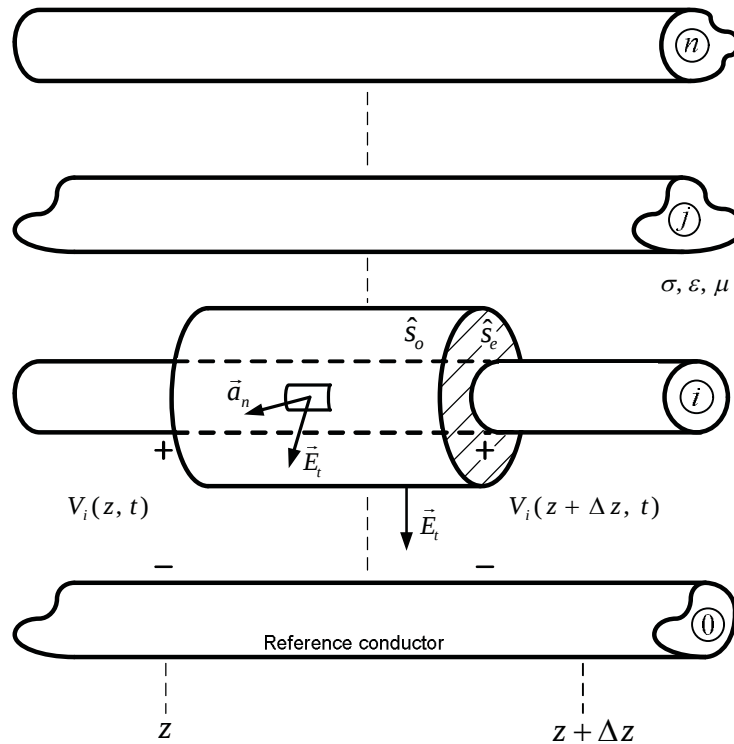
สังเกตได้ว่าสมการสายส่งสมการแรกที่ได้มาในสมการ 2.30 นั้น เหมือนกับสมการแรกของชุดสมการสายส่งกรณีสายตัวนำ 2 เส้นในเชิงของขนาด (scalar) พิจารณาผิวปิด $\hat{S}$ รอบสายตัวนำเส้นที่ i ดังแสดงในรูปที่ 2.23 โดยในส่วนของพื้นที่ผิวปิดในส่วนที่เป็นพื้นที่หน้าตัดขวางถูกแทนด้วย $\hat{S}_e$ ในขณะที่ส่วนของพื้นที่ผิวปิดที่ผิวด้านข้างของสายตัวนำถูกแทนด้วย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

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

ที่พื้นผิวตำแหน่งปลายสาย

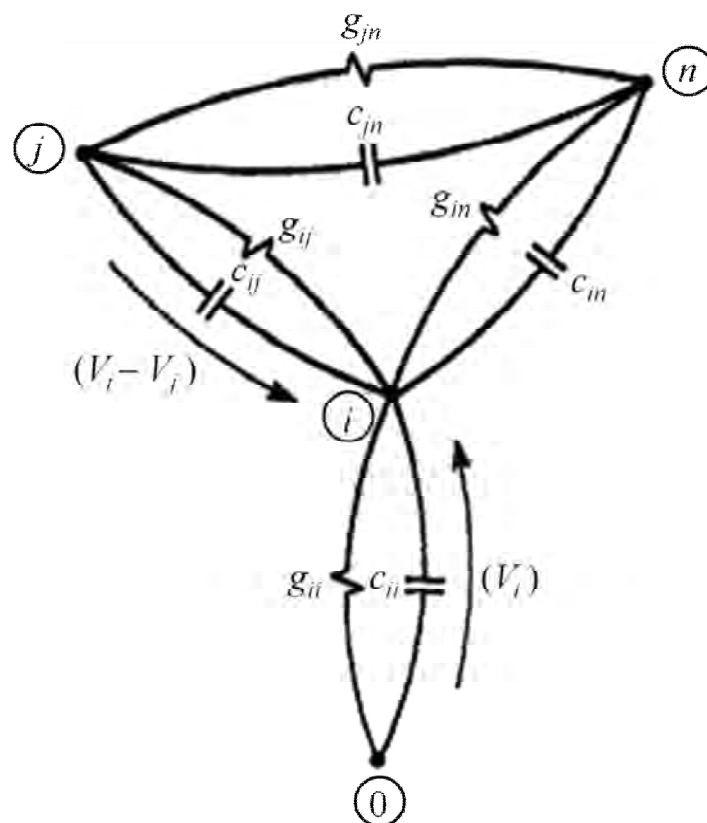
$$\oint_{\hat{s}_e} \vec{J} \cdot d\vec{\hat{s}} = I_i(z + \Delta z, t) - I_i(z, t) \quad (2.35)$$

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 และการนำไปใช้หลายๆ ด้านซึ่งต้องให้มีราคาต่ำ 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

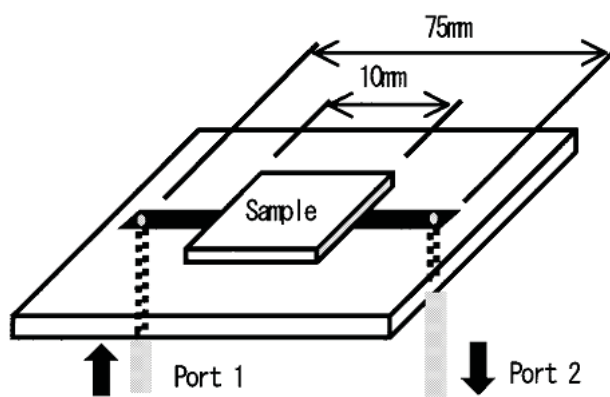
M. Matsumoto และ Y. Miyata [17] ได้พัฒนาวัสดุดูดซับที่มีคุณสมบัติการดูดซับที่ดีกว่า spinel-type ferrite พร้อมทั้งลดขนาดความหนาได้ ซึ่งเป็นครั้งแรกในการสร้างวัสดุแบบ soft magnetic material เพื่อนำมาใช้ในการดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งถูกสร้างจากอนุภาคที่มีโครงสร้างแบบอสัณฐาน (amorphous) ผลที่ได้นั้นสามารถทำให้ค่า 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 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นการพิจารณาผลจากการกระตุ้นโดยสนามแม่เหล็กภายนอก [22]

การพัฒนาประสิทธิภาพการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า บนสายนำสัญญาณในด้านที่เกี่ยวข้องงานที่จะนำเสนออีกอย่างคือ การพัฒนาเพื่อนำไปใช้ลด การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในกรณีที่เกิดจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดจากการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic wave radiated)

H. Ono และคณะ [23] ได้นำเสนอวิธีการลดทั้ง การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการแผ่กระจาย (Radiated EMI) และการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำ (Conducted EMI) ในย่านความถี่ 100 MHz ถึง 10 GHz โดยตัวดูดซับที่ใช้ถูกสร้างจากสารประกอบแม่เหล็ก Fe-Si-Al/polymer ซึ่งเป็นแผ่นฟิล์มที่มีโครงสร้างในระดับนาโน (Nano-structure film) ผลปรากฏว่าการใช้ฟิล์มที่สร้างขึ้นจากสารประกอบแม่เหล็ก Fe-Si-Al/polymer นั้นสามารถลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการแผ่กระจาย และการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำที่อยู่บนสายตัวนำแบบไมโครสตริปได้

J. W. Lee และคณะ [24] ก็เป็นอีกกลุ่มวิจัยที่ได้นำเสนอวิธีการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการแผ่กระจาย และการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำ ซึ่งได้สร้างวัสดุดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสารประกอบ Fe-Si-Al/Ni-Zn ในการทดสอบคุณสมบัติการดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า บนสายตัวนำแบบไมโครสตริป ในการทดสอบประสิทธิภาพการดูดซับในกรณี การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการเหนี่ยวนำ จะพิจารณาที่อัตราส่วนของพลังงานของคลื่นที่สูญเสียต่อพลังงานอินพุตที่ส่งสายตัวนำ ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) ส่วนกรณีของ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการแผ่กระจาย จะใช้ประสิทธิภาพการป้องกันคลื่น (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

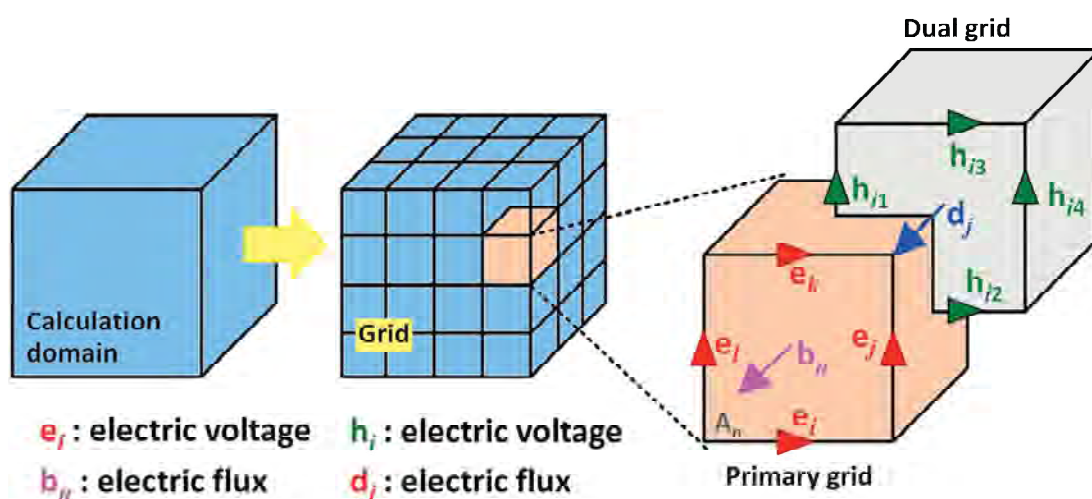
ในสายตัวนำไมโครสตริปที่มีลักษณะเฉพาะแบบต่าง ๆ รวมไปถึงการพัฒนาประสิทธิภาพการดูดซับขึ้นโดยการสร้างวัสดุแม่เหล็กชนิดใหม่จนกระทั่งได้วัสดุดูดซับที่มีประสิทธิภาพสูงมากในปัจจุบัน

แม้ว่าการใช้วิธีการเพิ่มตัวดูดซับ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นจะได้ผลอย่างน่าพอใจ เมื่อพิจารณาถึงการนำมาประยุกต์ใช้งานจริง (Practical) โดยเฉพาะในการนำมาใช้กับสายไมโครสตริปของหัวบันทึกแม่เหล็กในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ วิธีการดังกล่าวนี้จึงมีข้อด้อยคือ มีขั้นตอนซับซ้อนในการสร้าง ต้องอาศัยเทคโนโลยีขั้นสูงในการการปลูกฟิล์มบาง (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) แบบจำลองสามมิติและการหาผลเฉลยชุดสมการแมกซ์เวลล์ในรูปปริกิต (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]

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

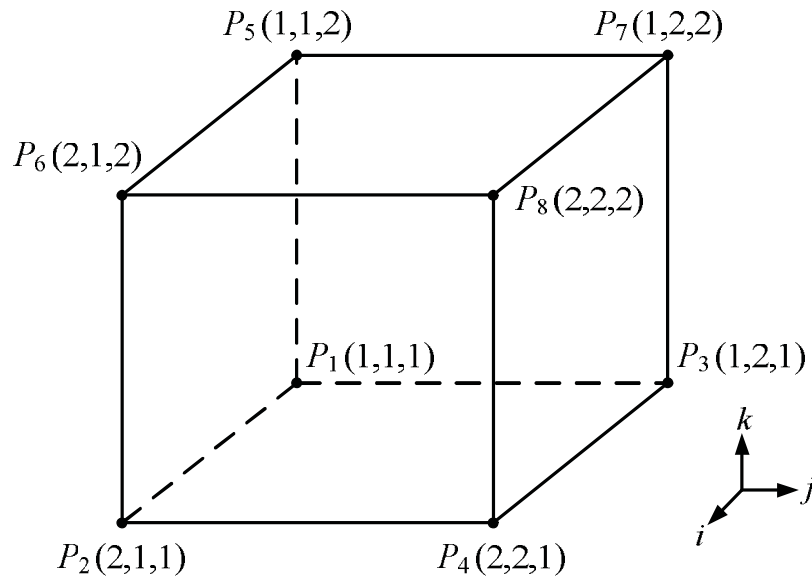
เมื่อ P คือตำแหน่งพิกัดที่ i, j, k ของโหนดลำดับที่ n โดยที่ n อยู่ในช่วง 0 ถึง N_t ซึ่ง N_t บอกถึงจำนวนโหนดทั้งหมดที่มีอยู่ในอาณาเขตการคำนวณที่ทำการพิจารณาดังแสดงในสมการที่ 2.51 เพื่อให้เห็นภาพง่ายขึ้น สมมติให้กริดที่ถูกพิจารณาประกอบไปด้วยเซลล์จำนวน 1 เซลล์และมีปริมาตรขนาด 1 หน่วยลูกบาศก์ ดังแสดงในภาพที่ 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

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

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

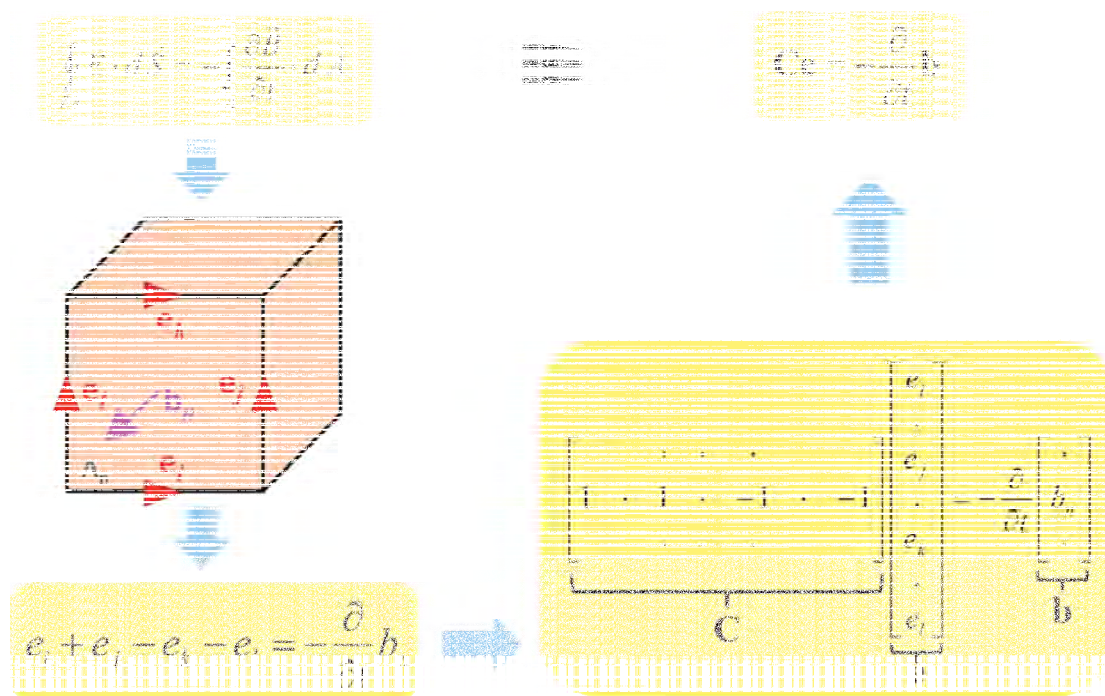
สำหรับกริดคู่ (dual grid) $\tilde{G}$

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

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

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 “อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำรอบเส้นทางปิดนั้น” [40] สมการแมกซ์เวลล์จากกฎของฟาราเดย์จึงถูกแทนในรูปของกริดและถูกแทนในรูปของเมทริกซ์ได้ดังภาพ



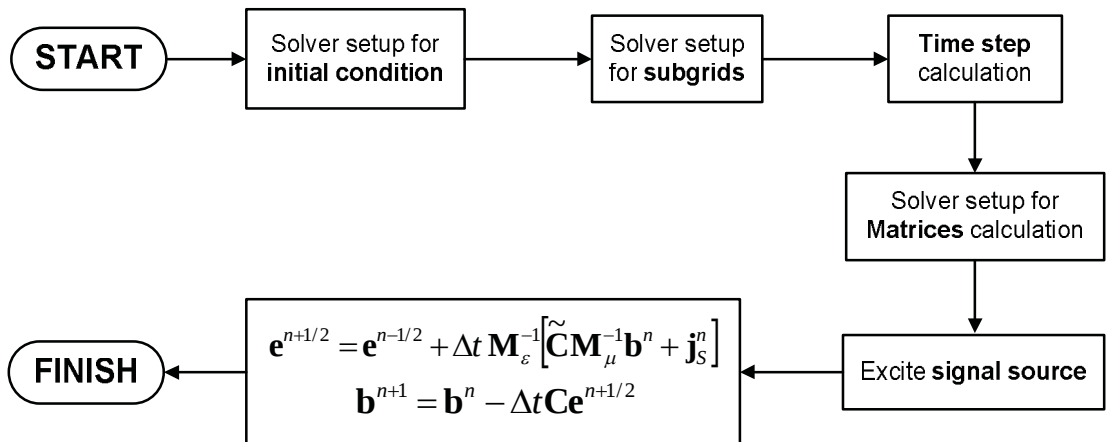
ภาพที่ 2.29 แสดงถึงการได้มาของสมการ MGE กรณีของสมการแมกซ์เวลล์จากกฎของฟาราเดย์ [35]

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 ผลเฉลยที่ได้สามารถนำมาวิเคราะห์ได้ทั้งในอาณาจักรเวลาและอาณาจักรความถี่โดยผ่านตัวปฏิบัติการฟูริเยร์ (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

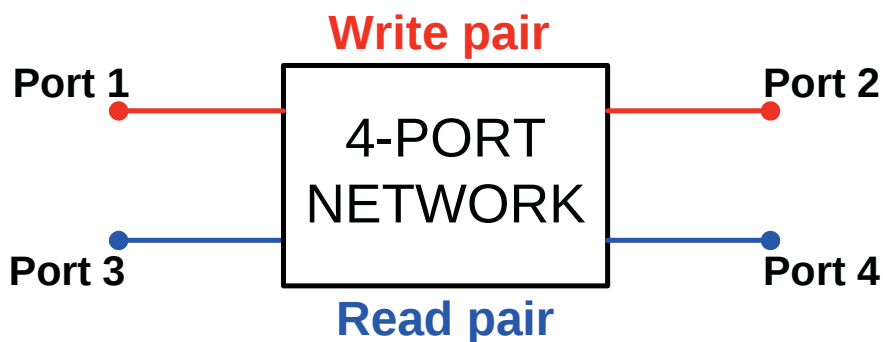
โดยปกติแล้วพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าจะถูกแสดงในรูปของแรงดันและกระแส แต่การที่จะวัดพารามิเตอร์เหล่านี้ที่ย่านความถี่สูง (> 1 GHz) อย่างแม่นยำและแน่นอนนั้นทำได้ยาก จึงได้มีการคิดค้นนำเสนอพารามิเตอร์ที่ชื่อว่า พารามิเตอร์เอส (S-parameters) ขึ้นมา พารามิเตอร์นี้อาศัยหลักการของคลื่น แบ่งออกเป็น คลื่นตกกระทบ (incident 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

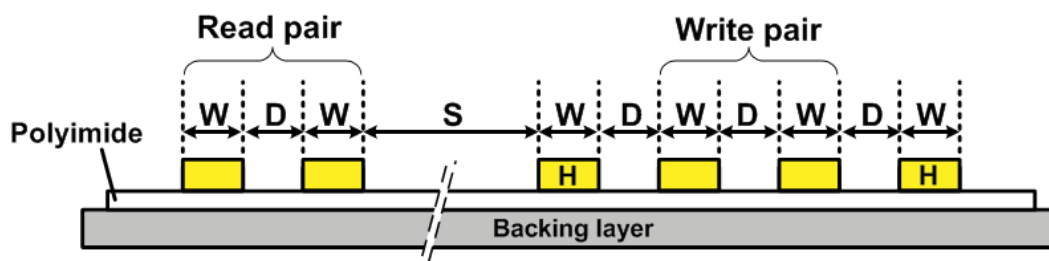
3.1.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณ

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



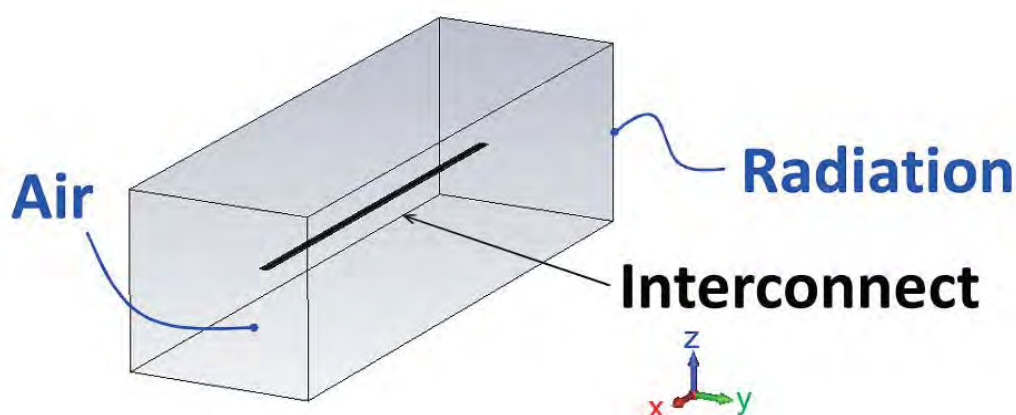
ภาพที่ 3.2 แสดงชั้นวัสดุทั้ง 3 ชั้นของสาย HGA

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



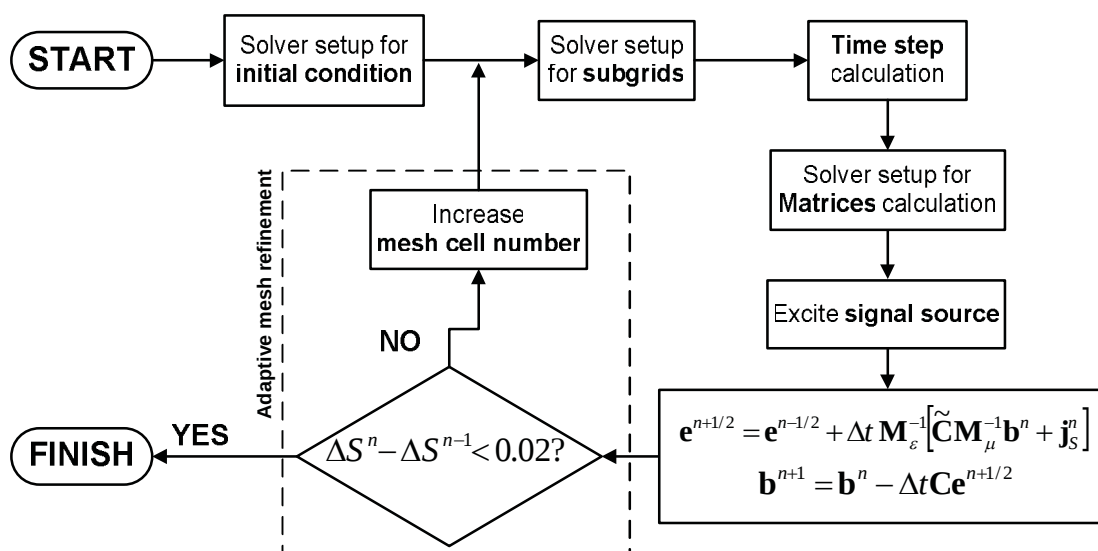
ภาพที่ 3.3 แสดงเงื่อนไขขอบเขต

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 ที่มีความถี่ของสัญญาณเพียงค่าเดียว

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 คุณสมบัติในการคำนวณ adaptive mesh refinement จึงถูกเลือก ซึ่งคุณสมบัตินี้จะทำการเพิ่มจำนวน 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

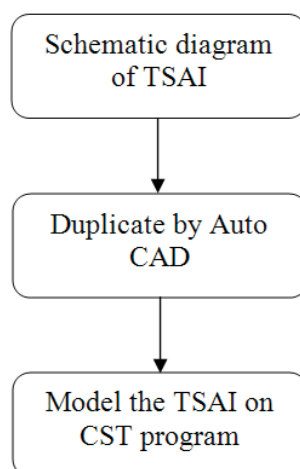
สายตัวนำสามารถเป็นตัวรับสัญญาณคล้ายกับ สายอากาศ เช่นเดียวกับในกรณีของ PCB (printed circuit board) ทัวไปซึ่งมีลักษณะเป็นสายอากาศแบบ loop [11] สัญญาณจากแหล่งกำเนิด EMI ที่เกิดภายใน และภายนอก HGA จะเหนี่ยวนำให้เกิดเป็นกระแสหรือแรงดันไฟฟ้าที่มีผลกระทบต่อ MR head ได้ ดังที่แสดงไว้ในทฤษฎี

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

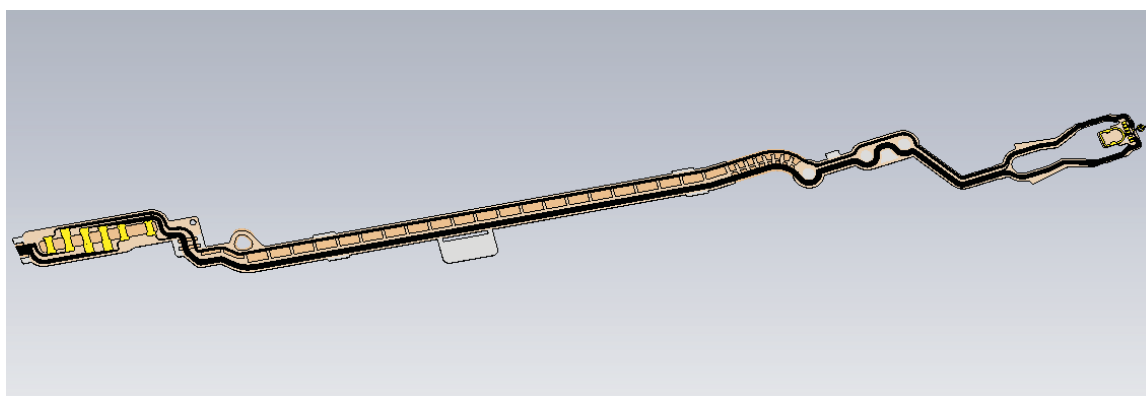
ส่วนนี้จะนำเสนอขั้นตอนการสร้างแบบจำลอง TSA ของ HGA บนโปรแกรม CST Microwave Studio ภาพที่ 3.2 แสดงถึงขั้นตอนทั้งหมดของการสร้างแบบจำลอง TSAI เพื่อใช้ศึกษาการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า รายละเอียดของแต่ละขั้นตอนคือ

- 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

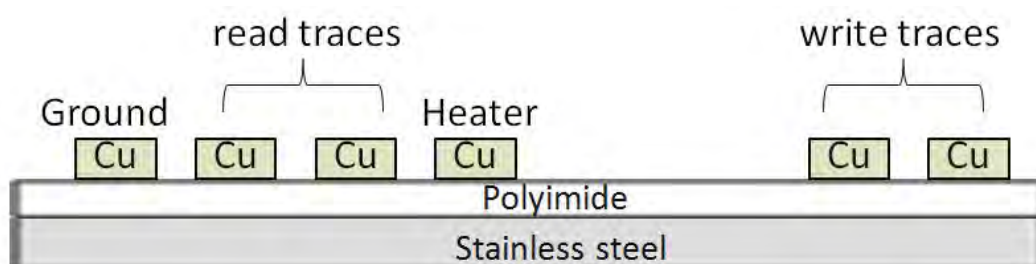


ภาพที่ 3.2 แผนผังประกอบการสร้างแบบจำลอง TSAI บนโปรแกรม CST Microwave Studio

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

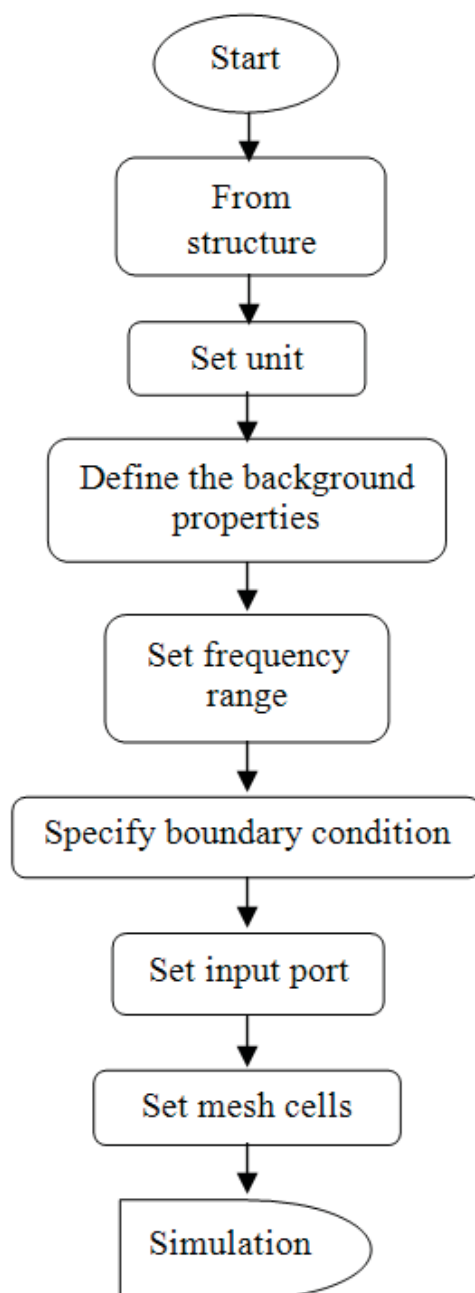
Materials	ϵ_r	μ_r	Electric conductivity (S/m)	Loss tangent
Cu	–	1	5×10^7	–
Polyimide	3.5	1	–	0.003
Stainless steel	–	1	1×10^6	–

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 TSI 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 TSI อินพุตที่ถูกใช้นั้นคือ Plane wave (ใน CST Microwave Studio version 2010 ต้องไปเลือกกำหนดที่เมนู Solve)



ภาพที่ 3.5 แผนผังเป็นขั้นตอนการใช้งานโปรแกรม CST Microwave Studio

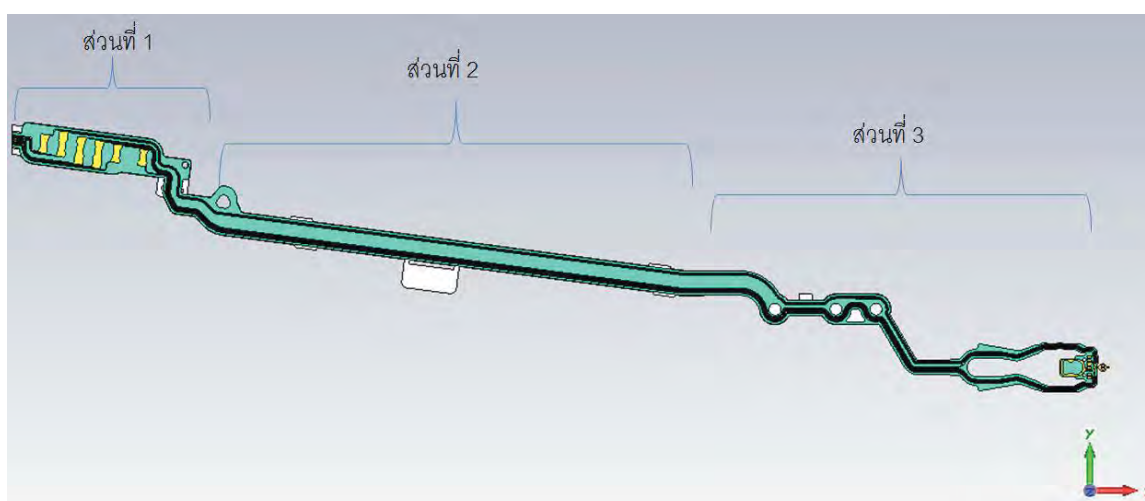
- 9) Set mesh cell: กำหนดเมชเซลล์ในการคำนวณที่เมนู Global mesh properties สิ่งที่ต้องถูกกำหนดในเมนูนี้ได้แก่ ชนิดของเมช (Mesh cells), ความหนาแน่นของเมช (Mesh density control) ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งในการกำหนดเมชเซลล์ให้เหมาะสม เนื่องจากการกำหนดเมชเซลล์ให้เหมาะสมนั้นจะส่งผลต่อความถูกต้องของผลการคำนวณ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

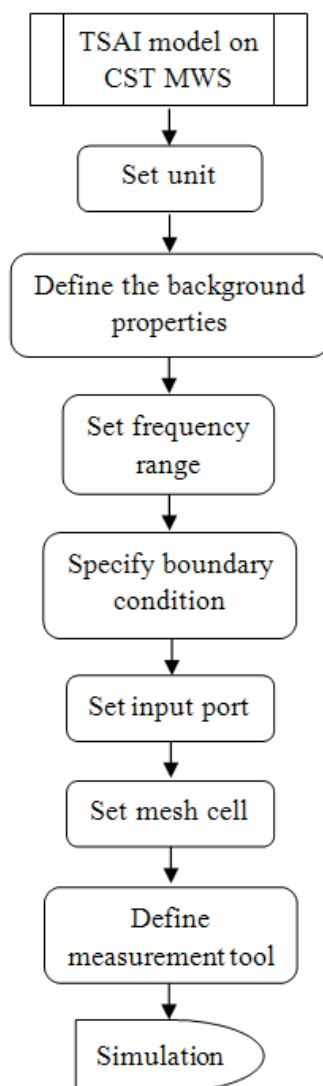


ภาพที่ 3.6 โครงสร้างทั้งหมดของสายนำสัญญาณ TSAI ที่ถูกแบ่งส่วนในการศึกษา EMI

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) เป็นจิกกะเฮิร์ตซ์ (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

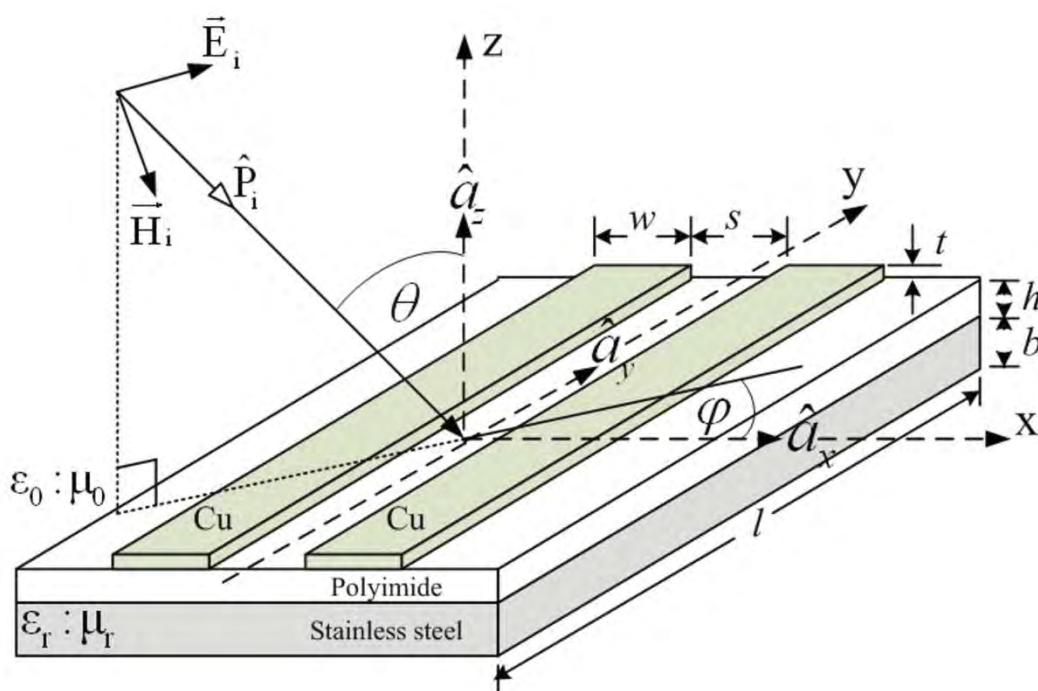
3.2.1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากการคำนวณ EMI ในแต่ละส่วนของ TSAI

- 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

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

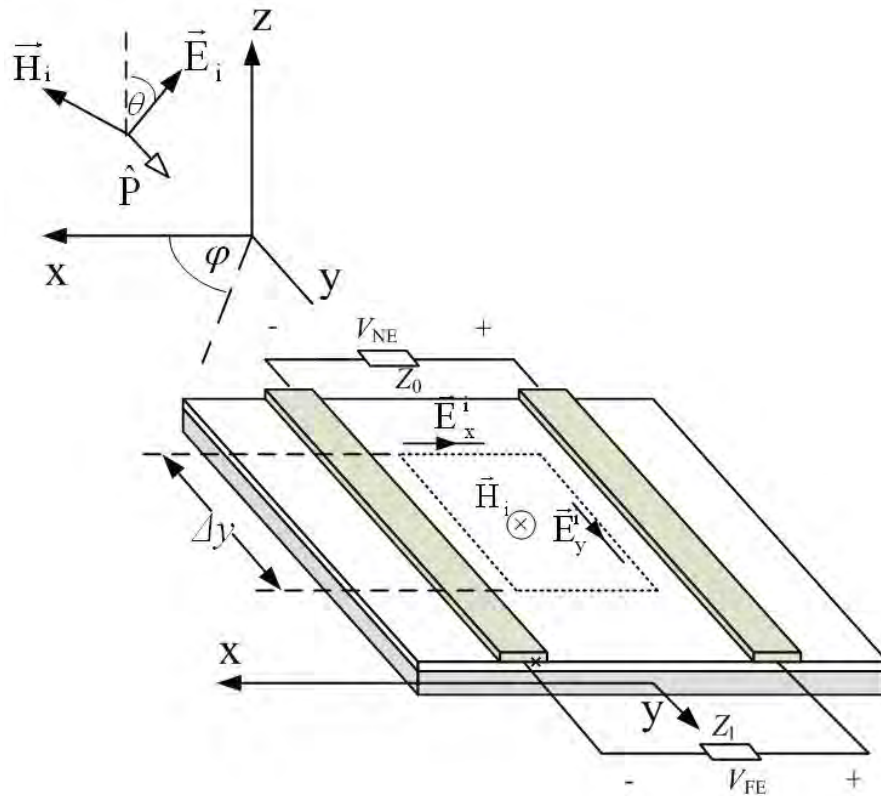
โดยที่พจน์ $\hat{D}$ เป็น

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

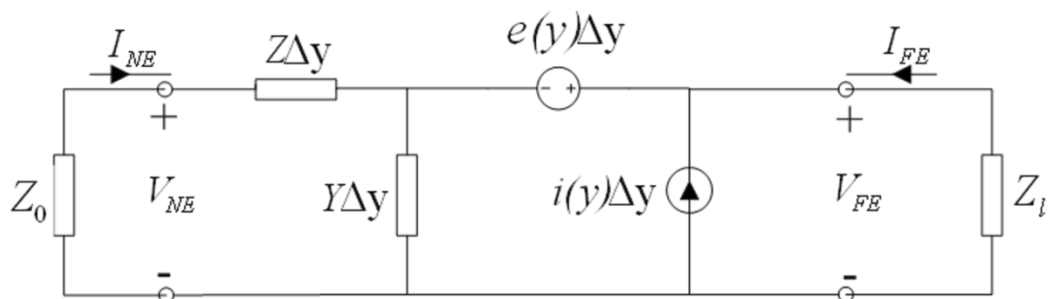
เมื่อ

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

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



ภาพที่ 3.9 กลไกการเกิดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าจากการตกกระทบของสนามภายนอก

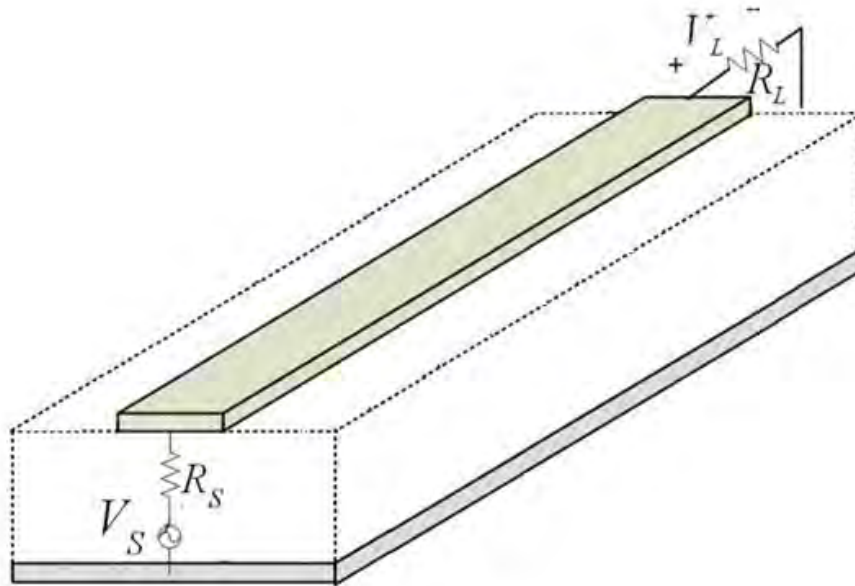


ภาพที่ 3.10 วงจรสมมูลสำหรับกลไกการเกิดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าจากการตกกระทบของสนามภายนอก

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

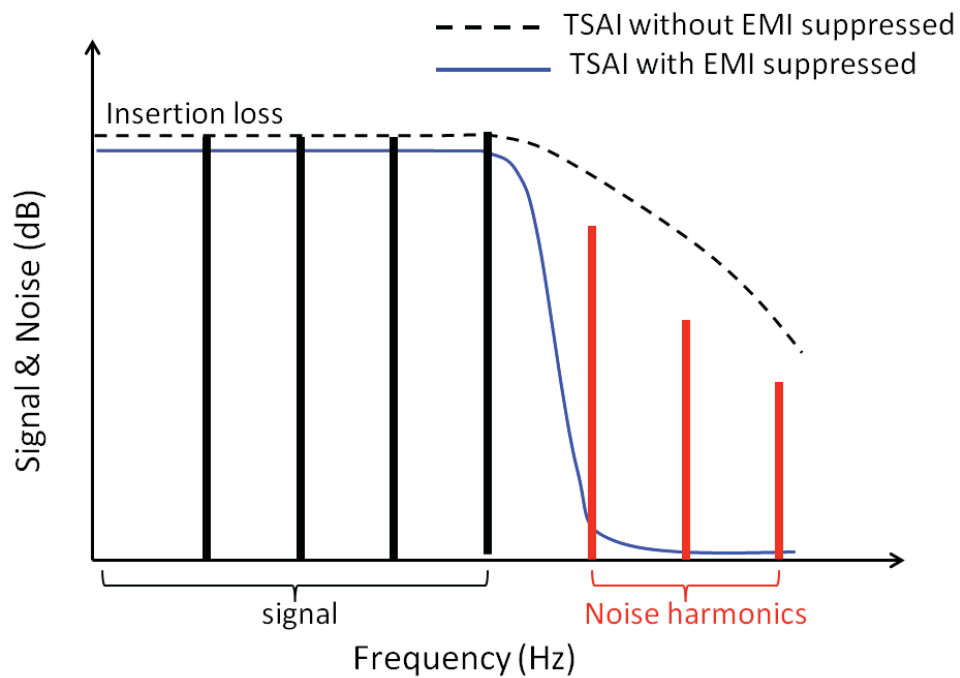
โครงสร้างที่ออกแบบจะถูกพิจารณาคุณสมบัติการใช้งานตามทฤษฎีสายส่ง (Transmission line theory) ซึ่งประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณ (τ) [16] คือตัวพารามิเตอร์ที่แสดงถึงการตอบสนองทางความถี่ของ TSAI วิธีการคำนวณ τ ในงานวิจัยนี้จะจำลองสายตัวนำเป็นดั่งวงจรสมมูลของสายตัวนำในภาพที่ 3.11 ทางด้านอินพุต (Input) จะถูกป้อนแรงดันไฟฟ้า 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



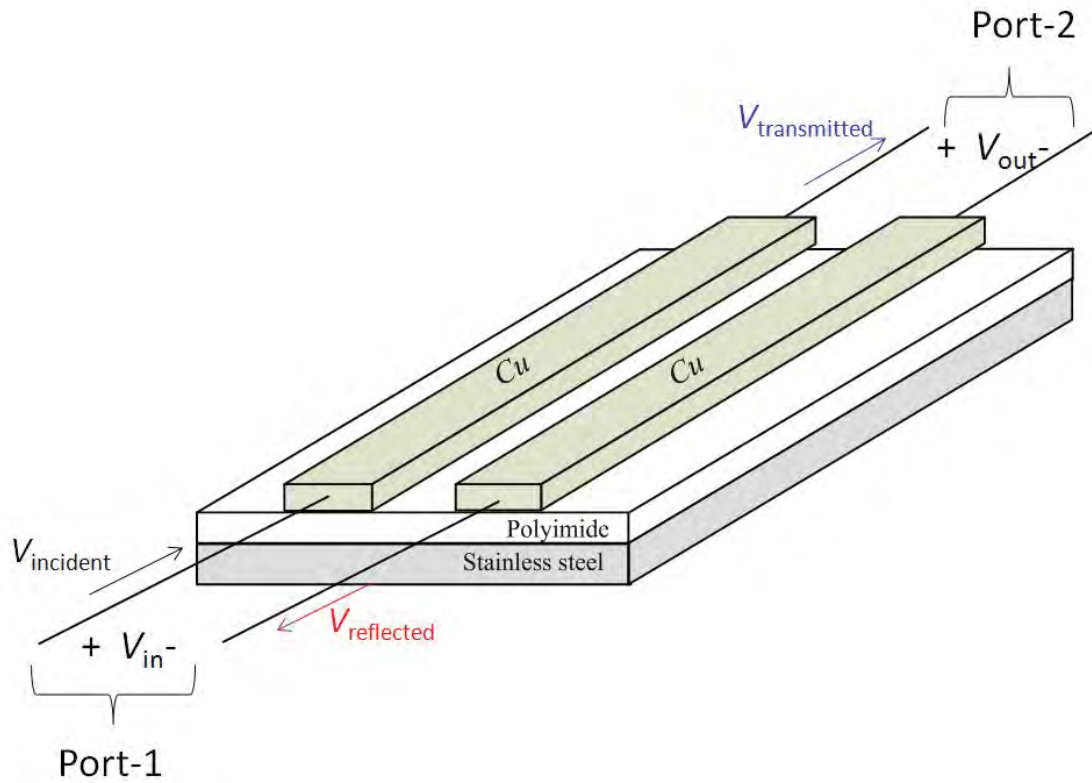
ภาพที่ 3.12 คุณสมบัติการดูดซับสัญญาณรบกวนในสายนำสัญญาณ [17]

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

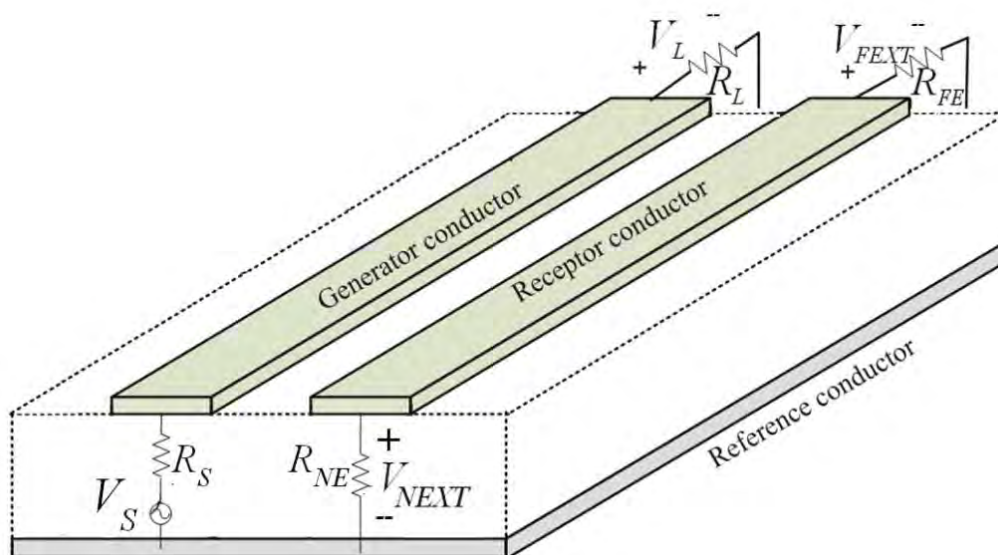
3.2.3.5 Crosstalk (XT)

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

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

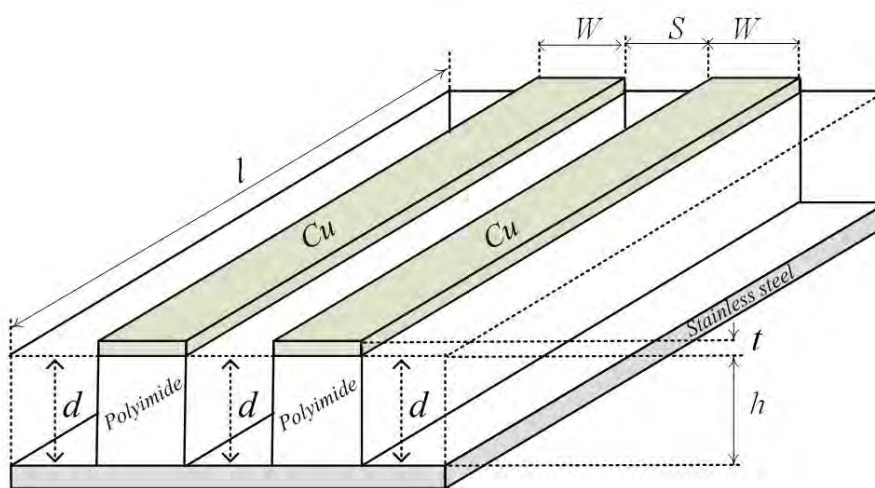
$$NEXT = 20 \log \frac{V_{FEXT}}{V_S} \quad (3.19)$$



ภาพที่ 3.14 วงจรสายตัวนำ TSAI ที่ใช้วิเคราะห์ Crosstalk

3.2.4 สมมติฐานการลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก

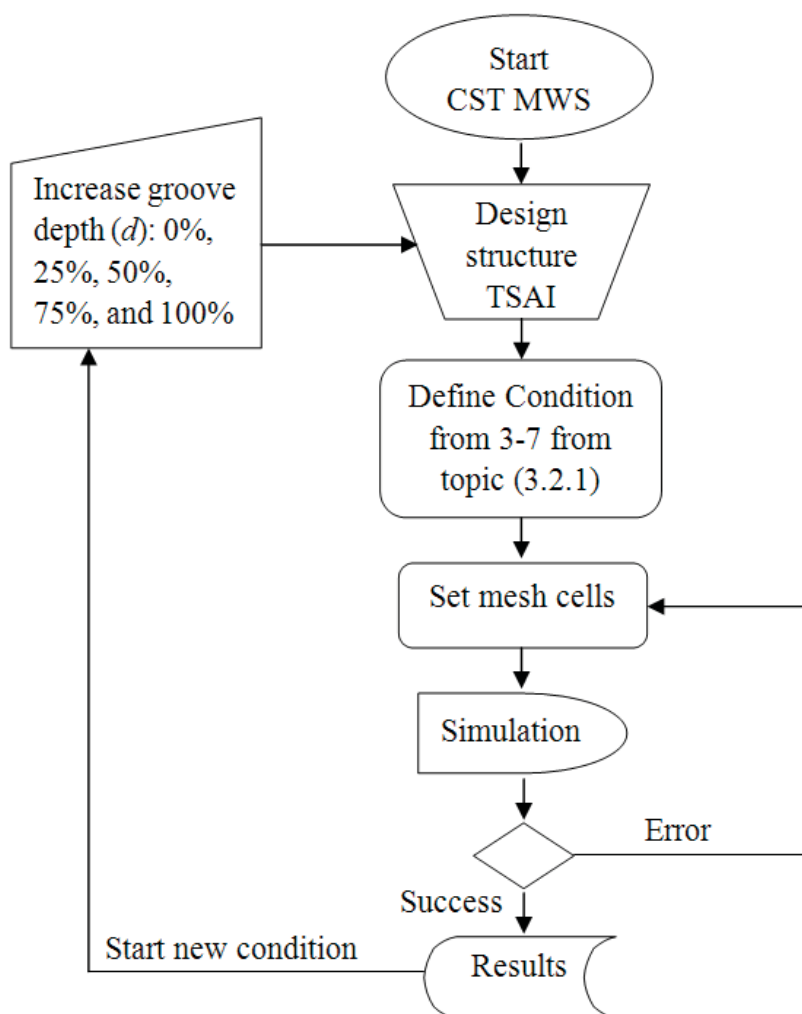
แนวคิดการลดผลกระทบจาก EMI โดยใช้หลักการสูญเสียในไดอิเล็กตริกคือ การปรับปรุงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของโครงสร้าง TSAI โดยการลด Effective dielectric constant, $\epsilon_{r,eff}$ [19] ของโครงสร้าง TSAI แต่อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงวัสดุไดอิเล็กตริก



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



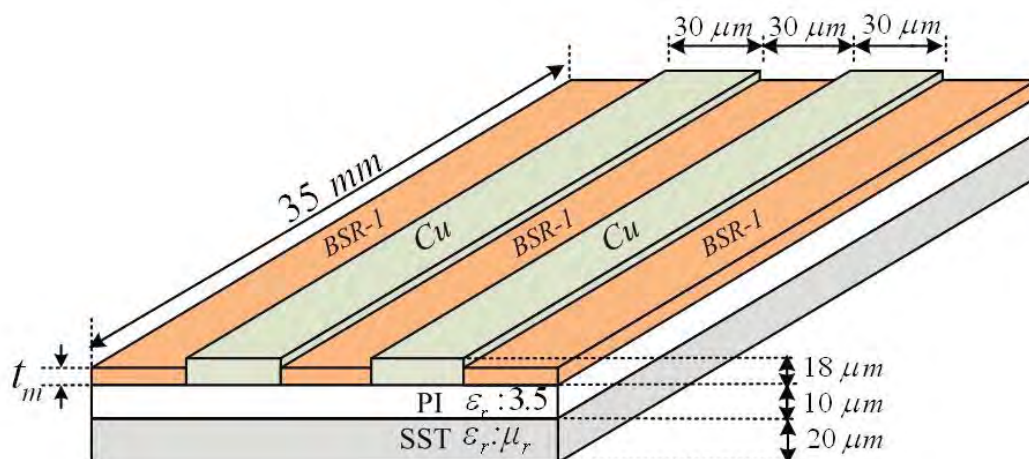
ภาพที่ 3.16 แผนผังขั้นตอนการคำนวณ

3.2.5 สมมุติฐานการลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก

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

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

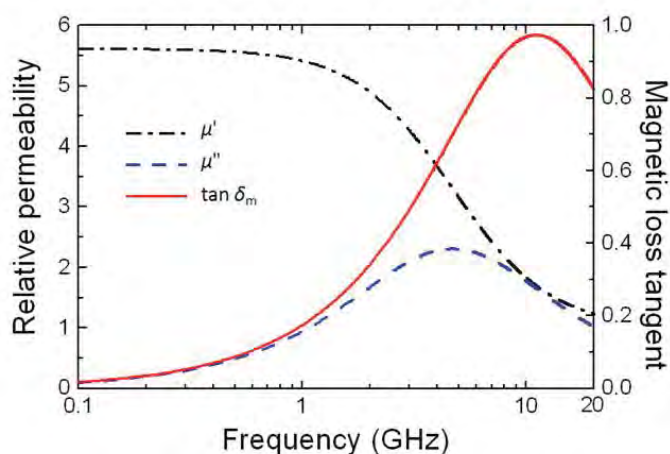
ภาพที่ 3.17 คือโครงสร้างที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ มีข้อแตกต่างจากที่ถูกนำเสนอมา [20-21] คือตัวดูดซับที่เพิ่มเข้าไปในโครงสร้างนั้นจะถูกเติมไปที่ว่างระหว่างสายตัวนำและขนาดความหนาที่ใช้จะไม่ให้สูงเกินกว่าระดับความหนาของสายตัวนำ



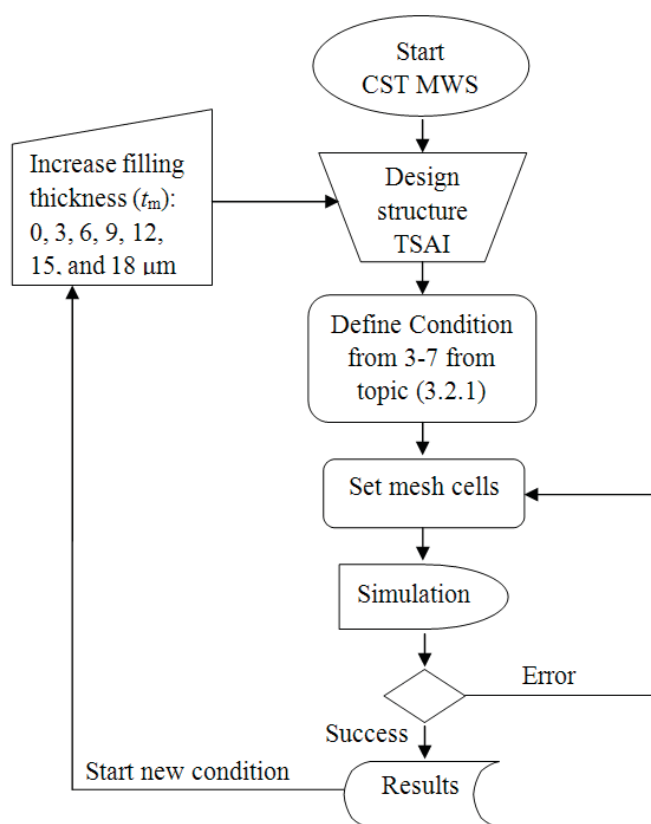
ภาพที่ 3.17 โครงสร้าง TSAI ที่ออกแบบโดยการเติม (Filled) วัสดุแม่เหล็กระหว่างสายตัว

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

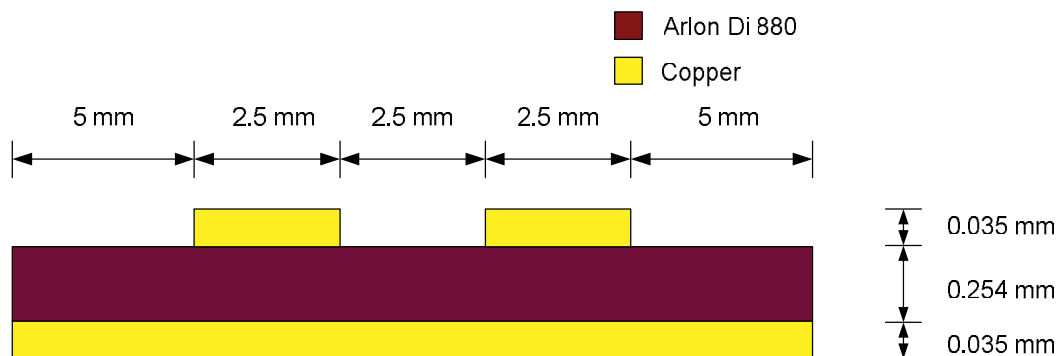
4.1 ผลของ Electromagnetic Coupling

ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอผลการจำลองโดยเริ่มจากการพิสูจน์ตัวโปรแกรมว่าผลการจำลองที่ได้มา มีความน่าเชื่อถือหรือไม่ จากนั้นจะเป็นขั้นตอนของการหาส่วนวิกฤตของสาย HGA ซึ่งเป็นส่วนที่เกิด crosstalk สูงที่สุด ต่อด้วยการนำเสนอถึงเทคนิคการลดปรากฏการณ์แทรกข้าม และท้ายที่สุดจะเป็นการนำเสนอถึง โครงสร้างของสายที่สามารถลดการเกิด crosstalk บนสาย HGA

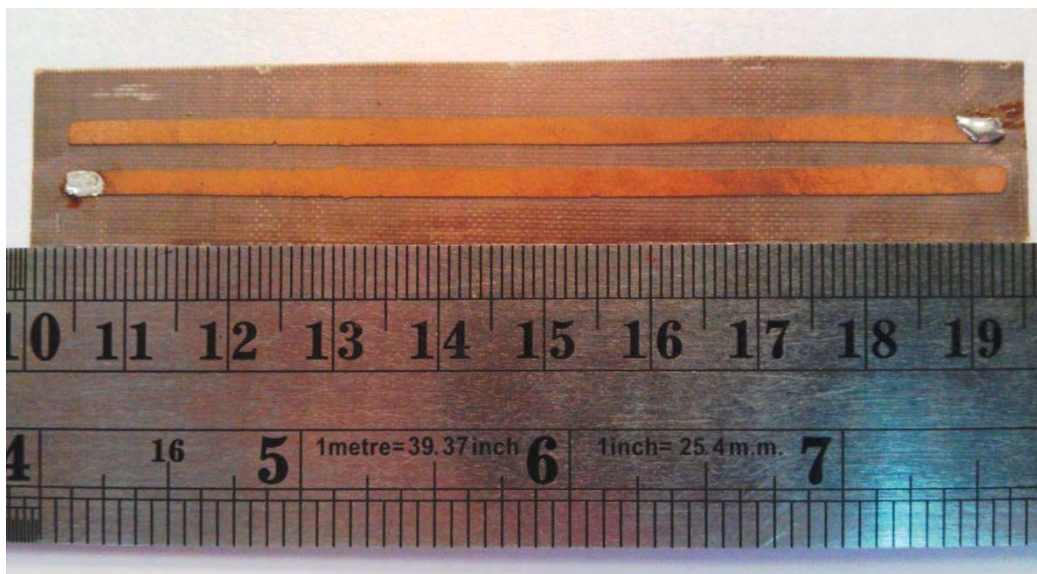
4.1.1 ตรวจสอบผลการจำลองของโปรแกรม CST Microwave Studio

4.1.1.1 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยผลการวัด

ในหัวข้อนี้เป็นการนำผลการวัด (measurement) crosstalk บนแผ่น PCB มาเปรียบเทียบกับ ผลการจำลอง (simulation) ที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อเป็นการตรวจสอบยืนยันผลการ จำลองที่ได้ 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 สายนำ สัญญาณที่ใช้ในการวัดซึ่งถูกสร้างมาจากแผ่น PCB ที่มีขายตามท้องตลาด [1] ถูกแสดงดังภาพที่ 4.2

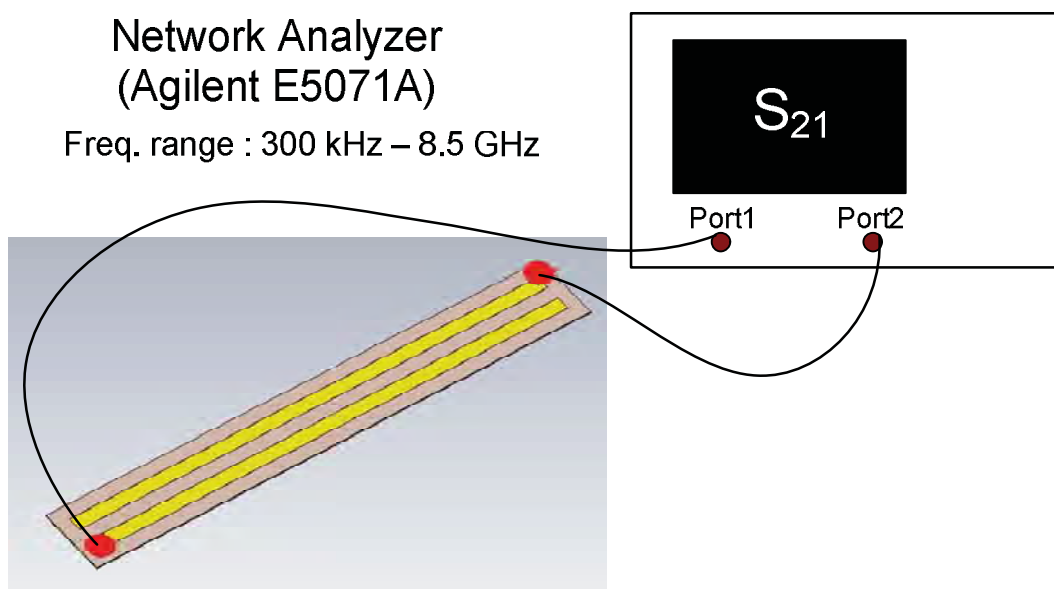


ภาพที่ 4.1 แสดงภาพตัดขวางแสดง dimension ของสายสัญญาณที่ทำจาก PCB



ภาพที่ 4.2 แสดงสายสัญญาณที่สร้างมาจากแผ่น PCB

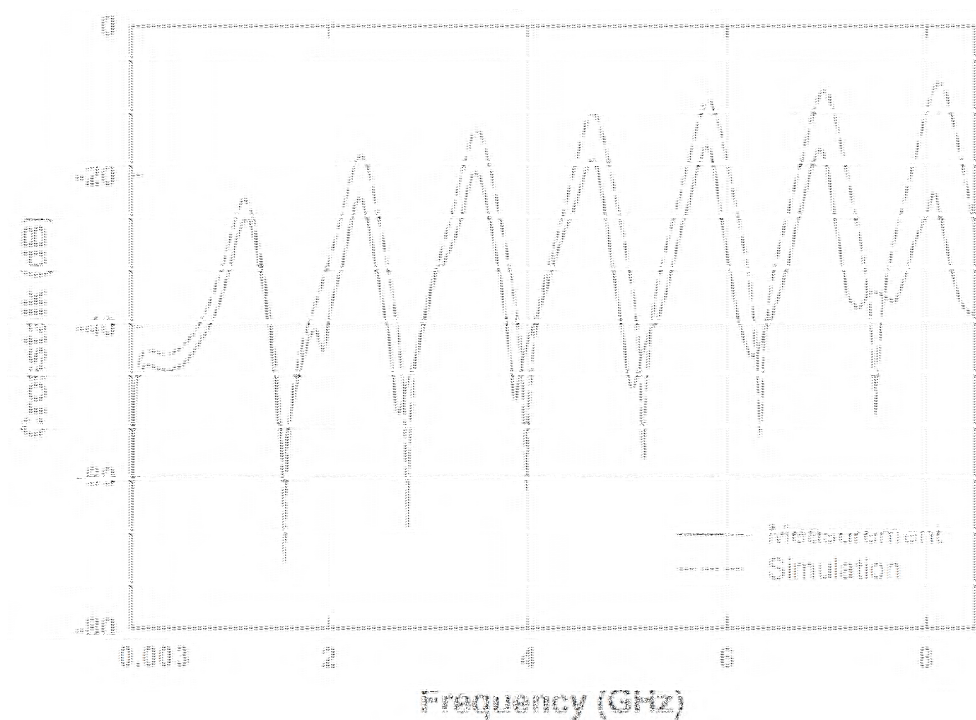
ในการวัดระดับ crosstalk ที่เกิดบนสายสัญญาณ เครื่อง Network Analyzer รุ่น Agilent E5071A ถูกใช้ในการวัด โดยเครื่องวัดรุ่นนี้ประกอบไปด้วยพอร์ตจำนวน 2 พอร์ต ดังนั้น S_{21} จึงถูกใช้วัด crosstalk ที่เกิดขึ้นผ่านสาย coaxial โดยมีการจัดเตรียมการวัดดังแสดงในภาพที่ 4.3



ภาพที่ 4.3 แสดงการจัดเตรียมการวัด crosstalk ที่เกิดบนสายสัญญาณ

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

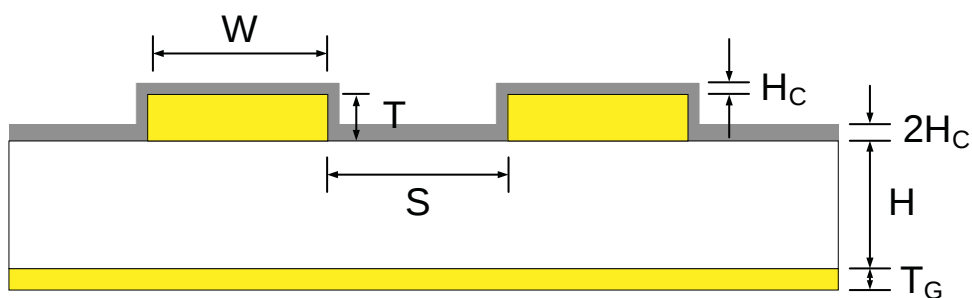
ขอบเขตต่างๆในโปรแกรมจำลองถูกกำหนดค่าตามที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจากการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองกับผลที่ได้จากการวัด เห็นได้ว่าแนวโน้มของ crosstalk ที่ได้จากการวัดและจากการจำลองนั้นมีความสอดคล้องกันดังแสดงในภาพที่ 4.4



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

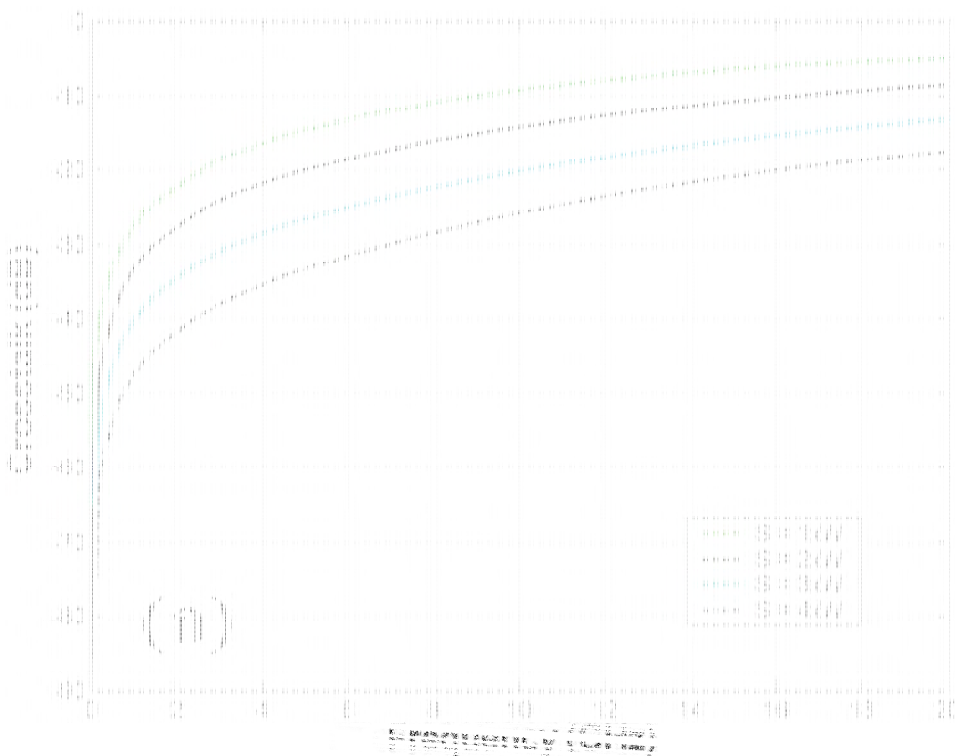


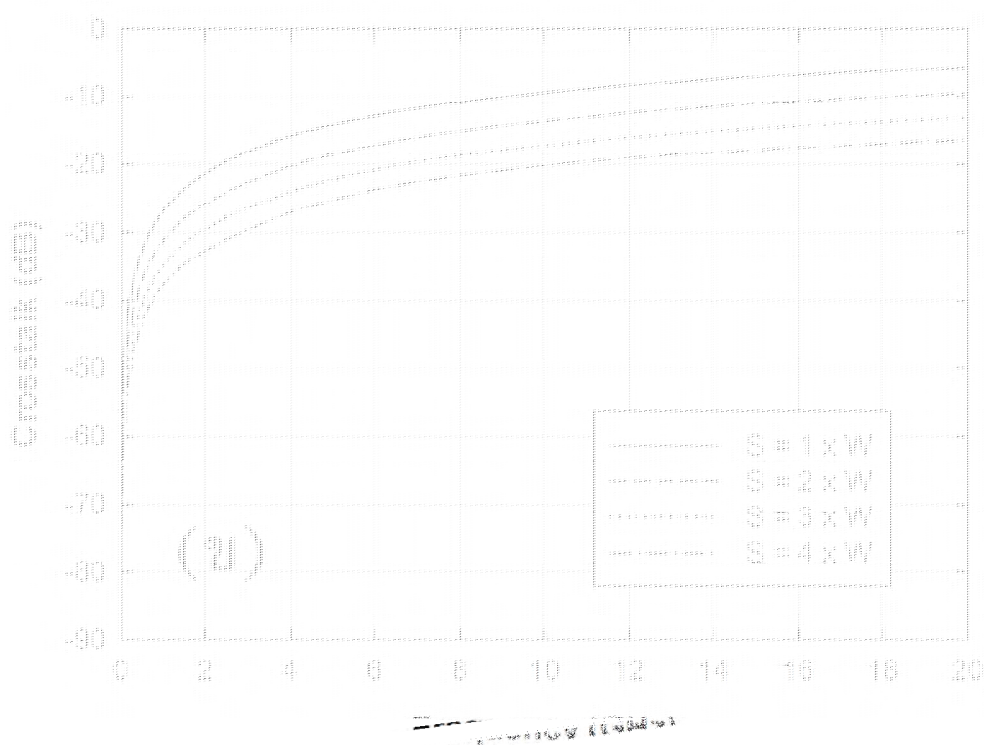
ภาพที่ 4.5 โครงสร้างสายไมโครสตริปที่ใช้ในการจำลอง crosstalk [3]

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





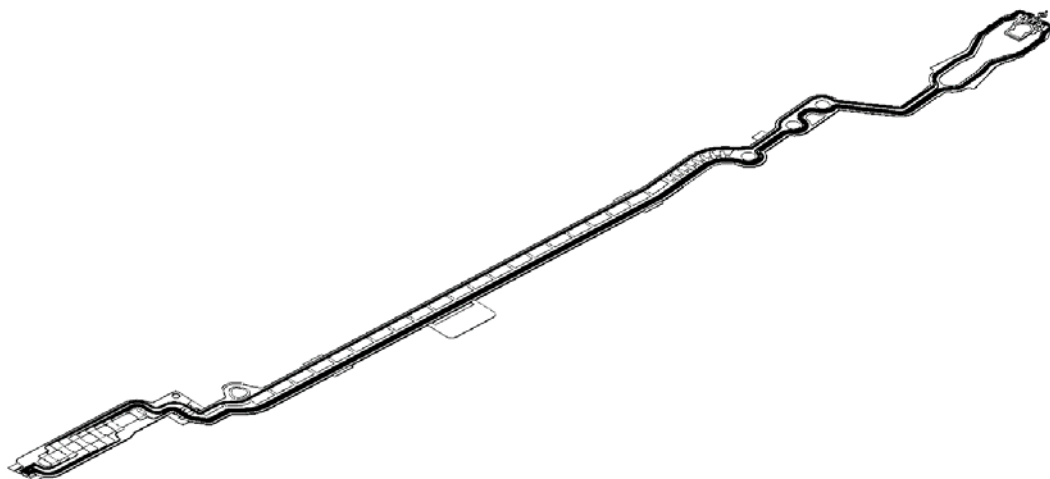
ภาพที่ 4.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองที่ได้จาก
(ก) การศึกษาของ Felix และคณะ [3] และ (ข) การศึกษานี้

4.1.2 การหาส่วนวิกฤตที่เกิด crosstalk สูงสุดบนสาย HGA

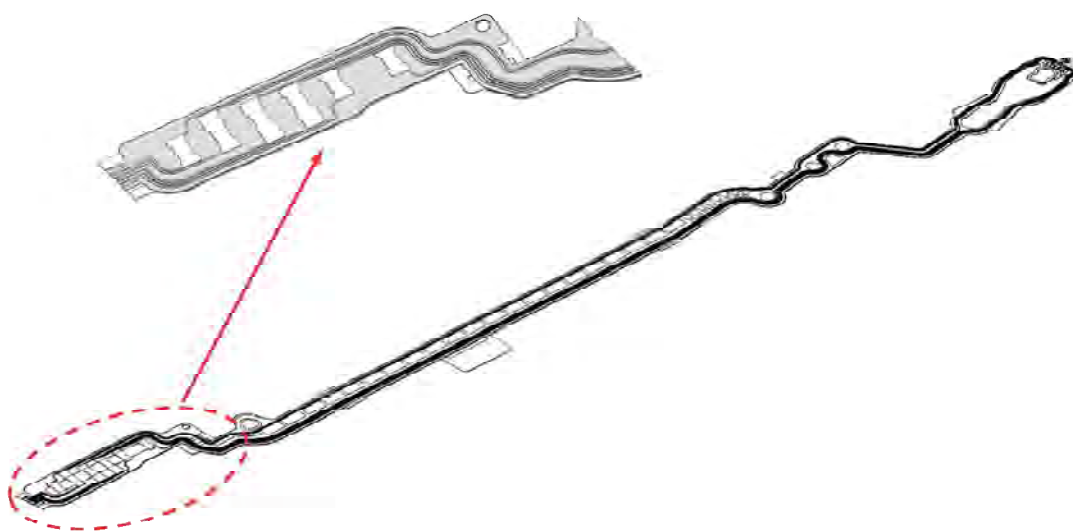
หลังจากที่ทำการตรวจสอบยืนยันผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio พบว่าผลการจำลองที่ได้มานั้นมีความน่าเชื่อถือสามารถนำมาใช้จำลอง crosstalk ที่เกิดบนสาย HGA ได้ เนื่องจาก dimension ของสาย HGA อยู่ในระดับ micron เช่นเดียวกับ dimension ของสายไมโครสตริปในการศึกษาของ Felix และคณะ [3] แต่อย่างไรก็ตามแล้ว 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

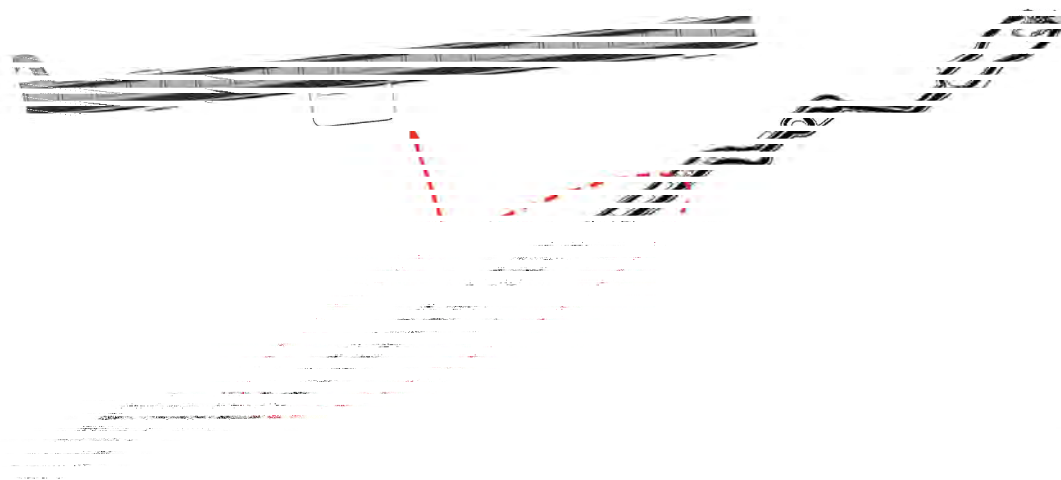
- ส่วนคดโค้ง เป็นส่วนที่สายตัวนำมีลักษณะรูปร่างที่โค้งงอและระยะห่างระหว่างคู่สายเขียนกับคู่สายอ่านไม่คงที่ ดังแสดงในภาพที่ 4.10 และ
- ส่วนปลายสาย ประกอบไปด้วยสายตัวนำที่มีลักษณะเป็นแพต ใช้เชื่อมต่อทางไฟฟ้าเข้ากับหัวบันทึก และมีพื้นที่สำหรับรองรับหัวบันทึก ดังแสดงในภาพที่ 4.11



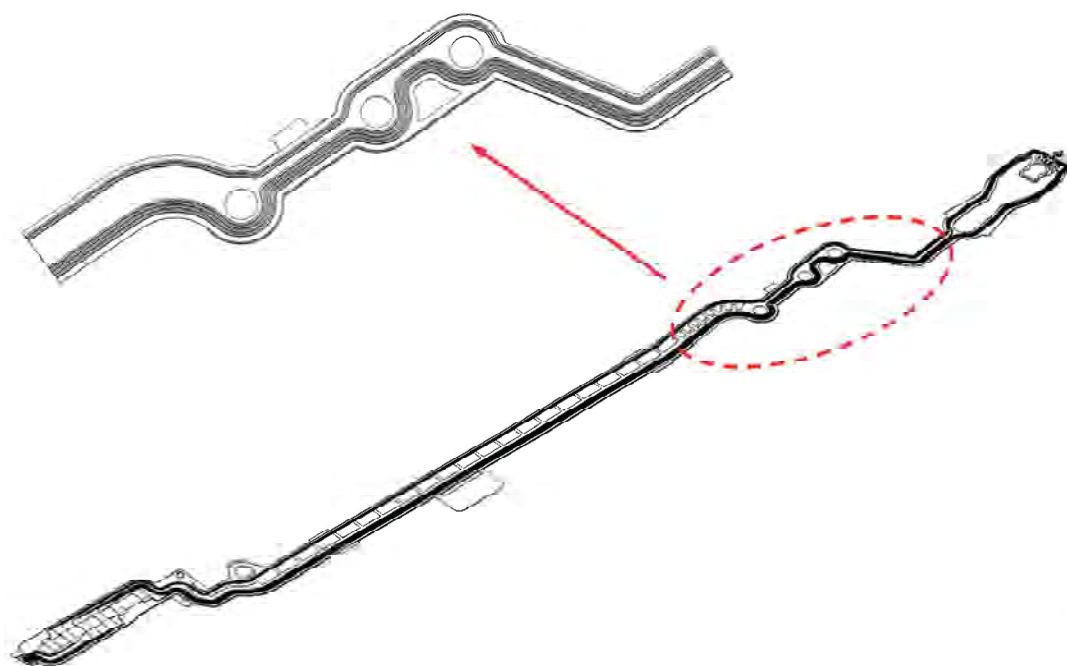
ภาพที่ 4.7 แสดงสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน



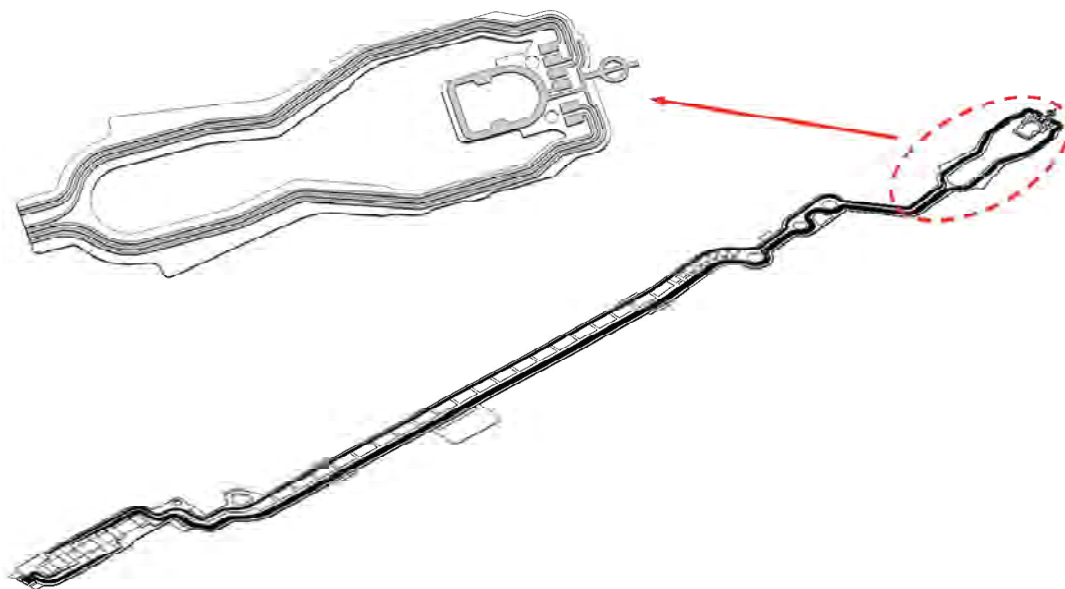
ภาพที่ 4.8 แสดงส่วนต้นสาย (NS)



ภาพที่ 4.9 แสดงส่วนตรง (SS)



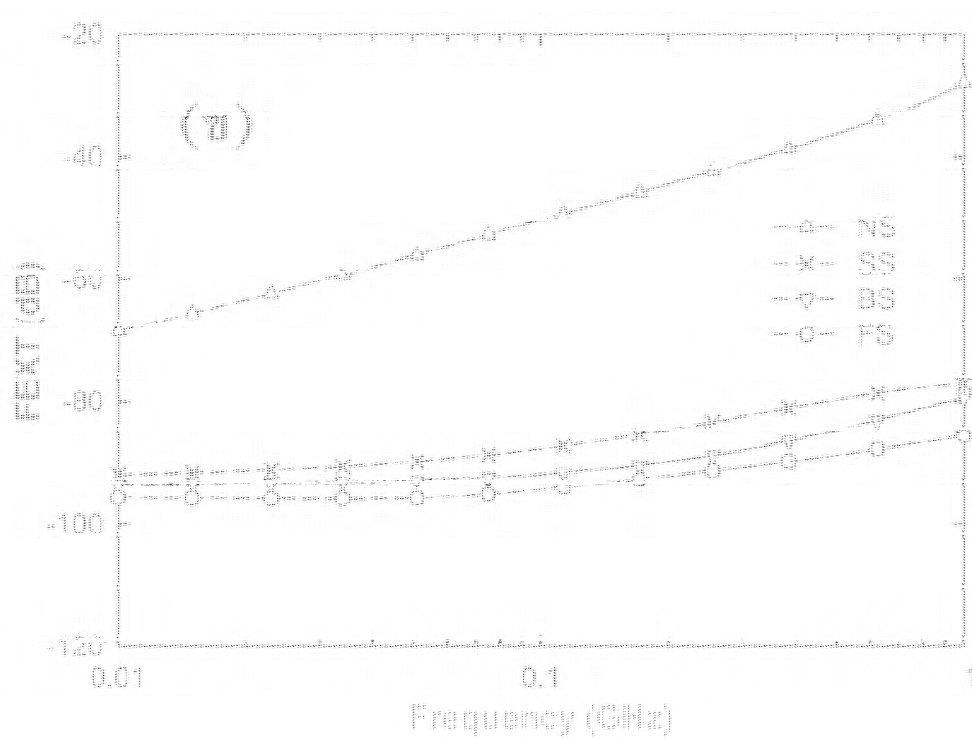
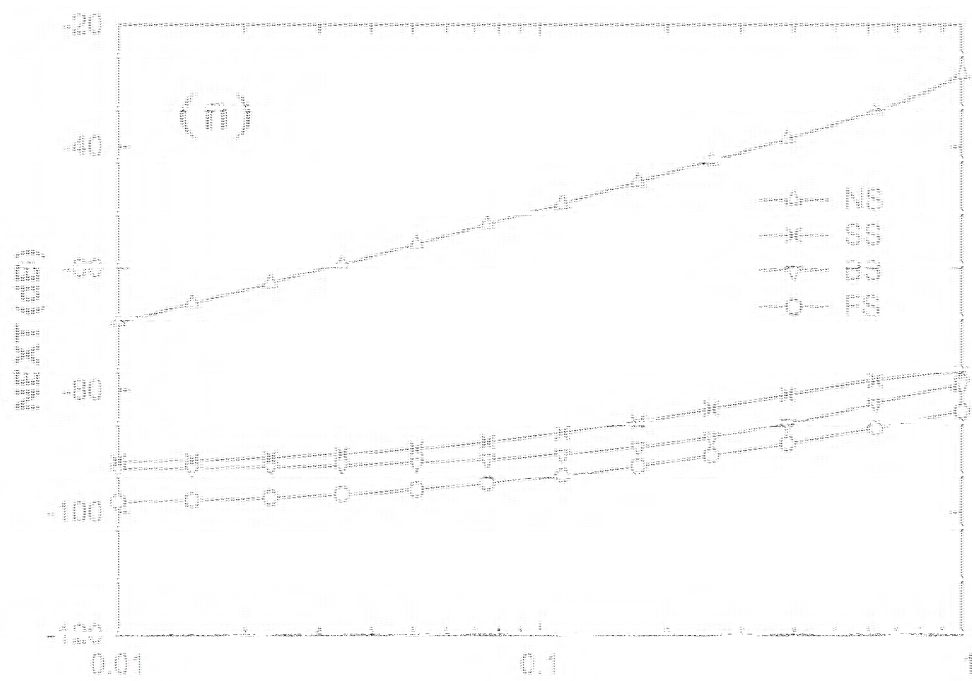
ภาพที่ 4.10 แสดงส่วนคดโค้ง (BS)



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

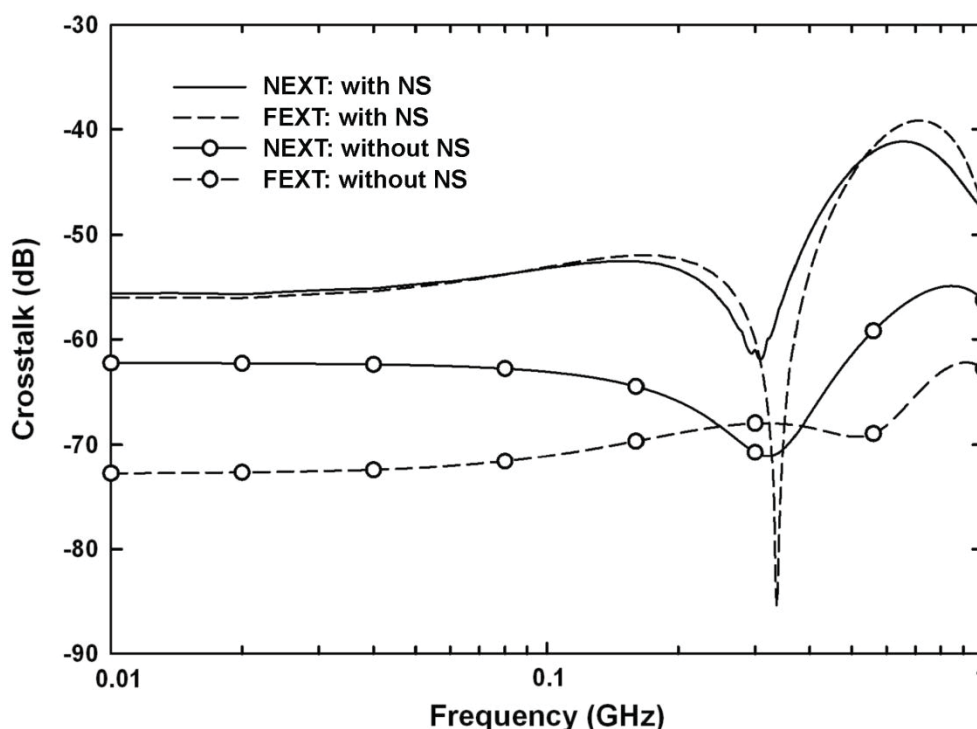
Parameter	Section			
	NS	SS	BS	FS
C_{md} (μ F)	0.47700	0.06110	0.00120	0.00923
L_{md} (μ H)	0.0256	0.0461	0.1580	0.1030
C_{sd} (pF)	1.360	4.420	1.410	0.871
L_{sd} (μ H)	1.290	0.398	1.240	2.580
C_{md}/C_{sd}	351,917.40	13,826.99	7,892.50	10,604.38
L_{md}/L_{sd}	1.99×10^{-5}	1.16×10^{-4}	1.27×10^{-4}	4.01×10^{-5}

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

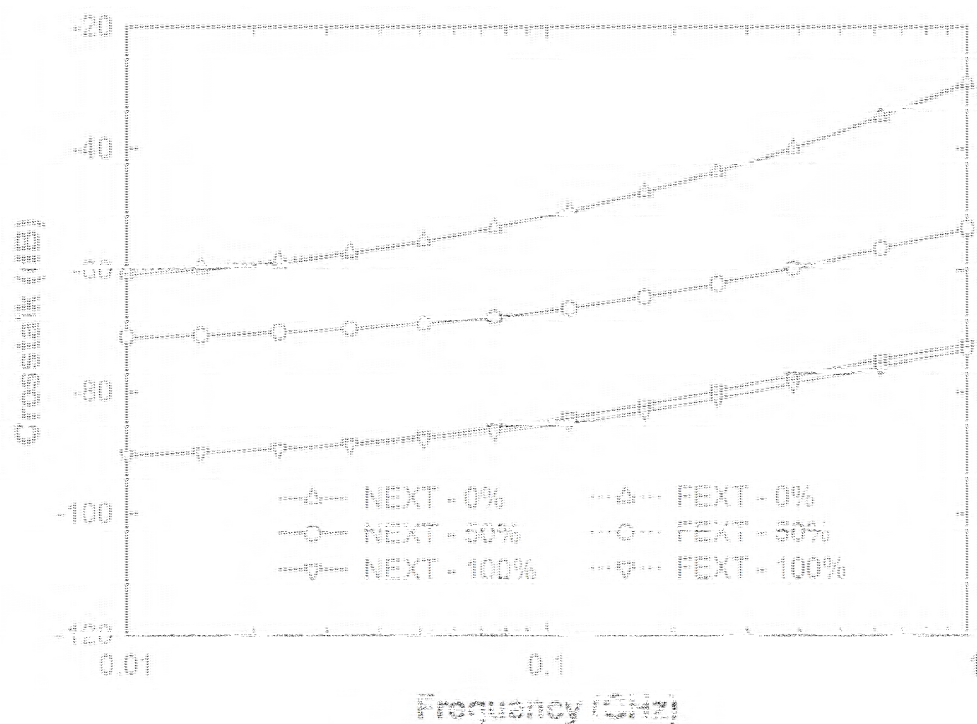
4.1.2.2 ผลของการเติมสแตนเลสสตีลที่ชั้นระบายอ้างอิงส่วนต้นสาย

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



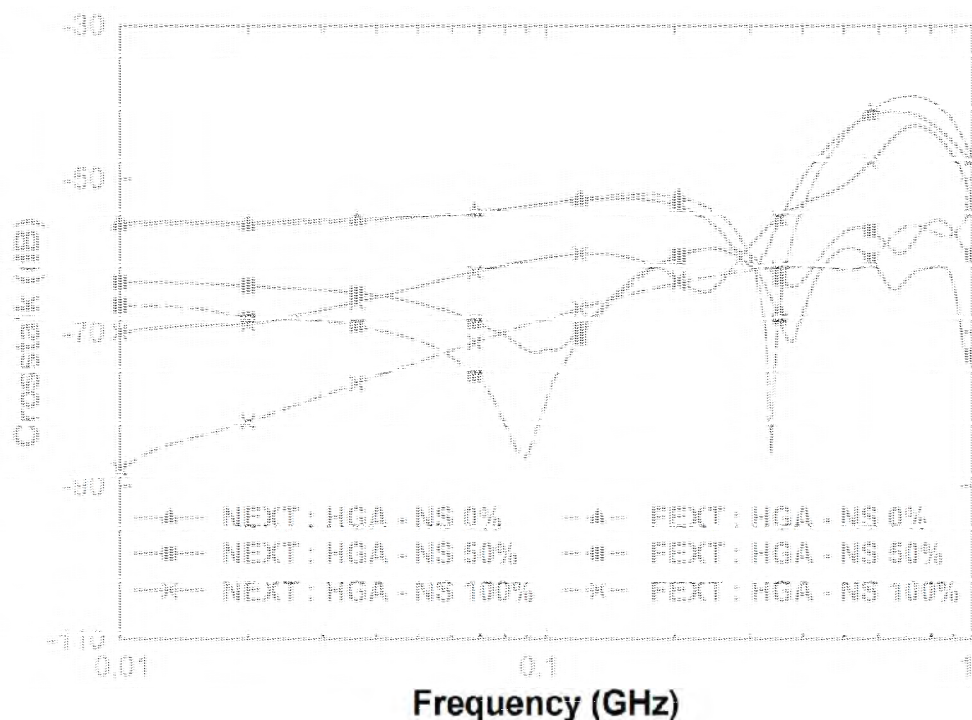
ภาพที่ 4.14 แสดงส่วน NS ที่ถูกเติมด้วย stainless steel ที่ระดับ 0-100%



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

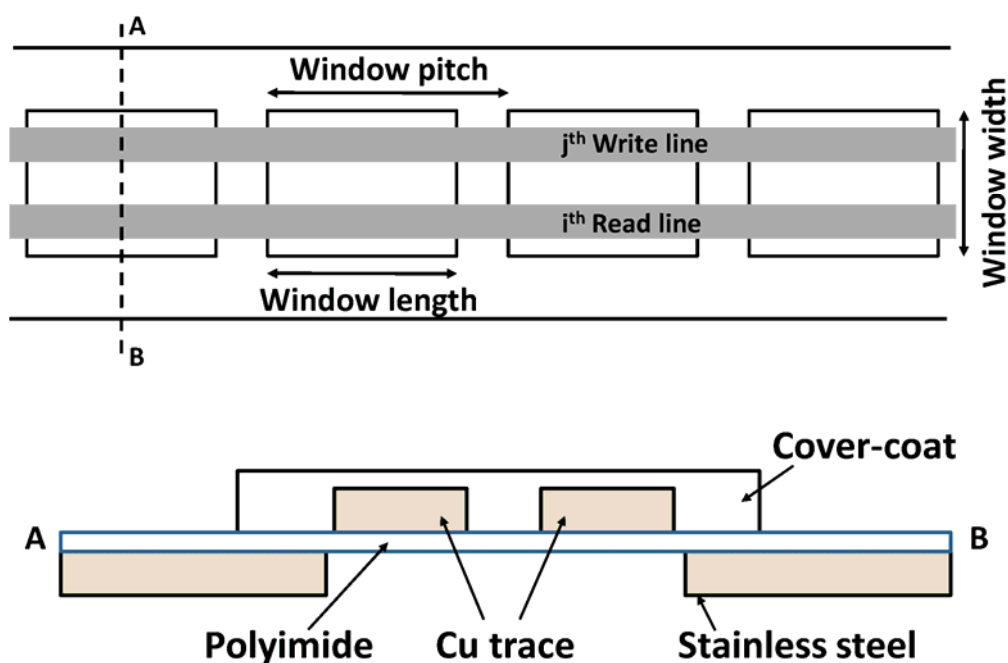
สำหรับการเติมวัสดุลงช่องว่างที่ชั้นระนาบอ้างอิงของสายนำสัญญาณนั้น คล้ายคลึงกับวิธีการที่ถูกนำเสนอโดย Jang [7] เรียกว่าการ windowing ซึ่งวิธีการนี้เป็นวิธีการในทางปฏิบัติที่ใช้ลด insertion loss ของสายสัญญาณดังแสดงในภาพที่ 4.17 เพื่อที่จะรักษารายละเอียดของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระหว่างหัวบันทึกและตัวขับหัวอ่าน-เขียน 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		

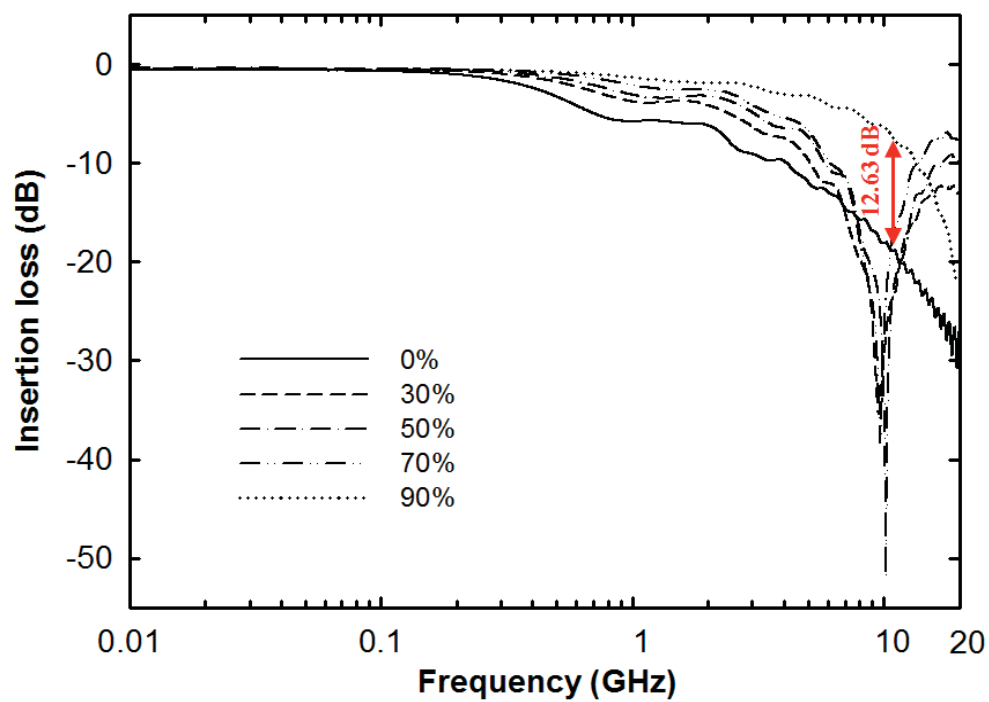
โครงสร้างสาย HGA ที่ใช้ในการศึกษาของ Jang เป็นโครงสร้างอย่างง่าย ประกอบไปด้วยชั้นวัสดุจำนวน 4 ชั้น ได้แก่ชั้น copper ชั้น based polyimide ชั้น stainless steel และชั้น cover-coat polyimide โดยประกอบไปด้วยสายตัวนำ 2 เส้น คือ สายเขียนเส้นที่ j และสายอ่านเส้นที่ i ดังแสดงในภาพที่ 4.18

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

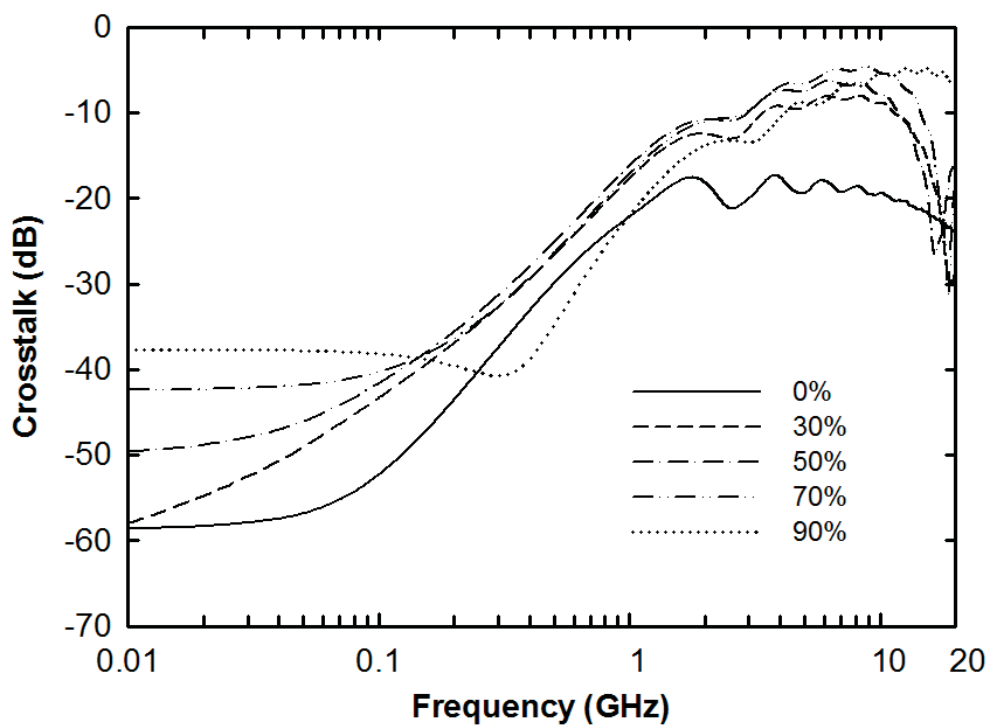
4.1.3.2 การเปลี่ยนแปลงเปอร์เซ็นต์การ windowing

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 สายสัญญาณเส้นนั้นสามารถใช้งานสัญญาณข้อมูลระหว่างตัวขับหัวอ่าน-เขียนและหัวบันทึกที่ย่านความถี่ที่สูงขึ้นได้จากเดิมที่ความถี่สูงสุด 0.57 GHz ไปเป็น 5.1 GHz ซึ่งรองรับการใช้งานใน HDD ในอนาคต [12]

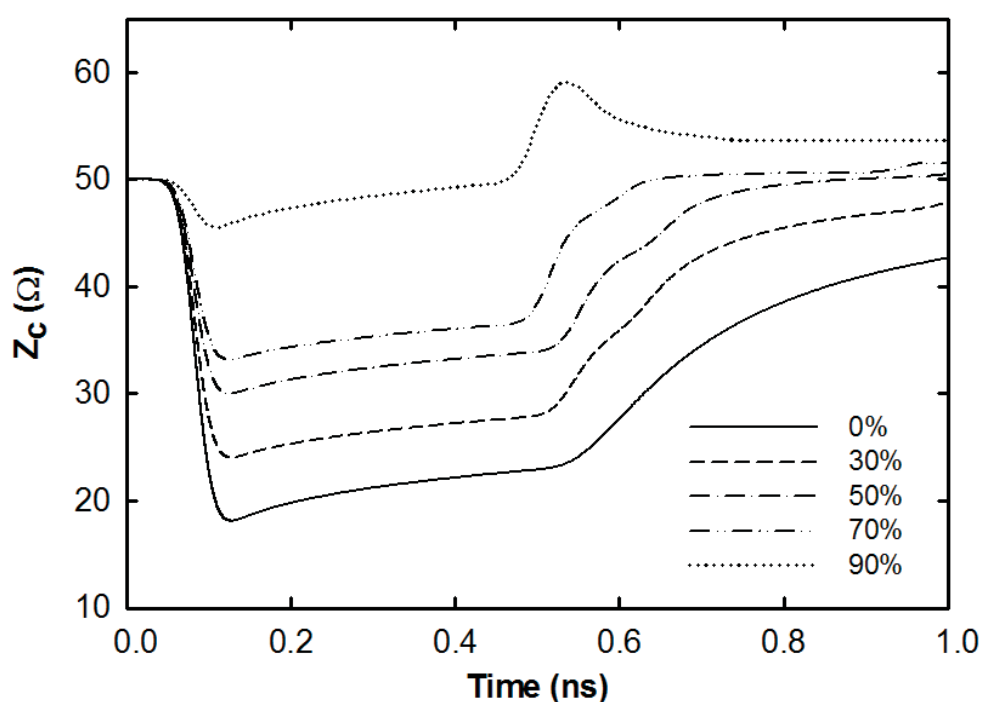


ภาพที่ 4.19 แสดง insertion loss ของสายสัญญาณที่ถูก windowed ไป 0-90%



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]



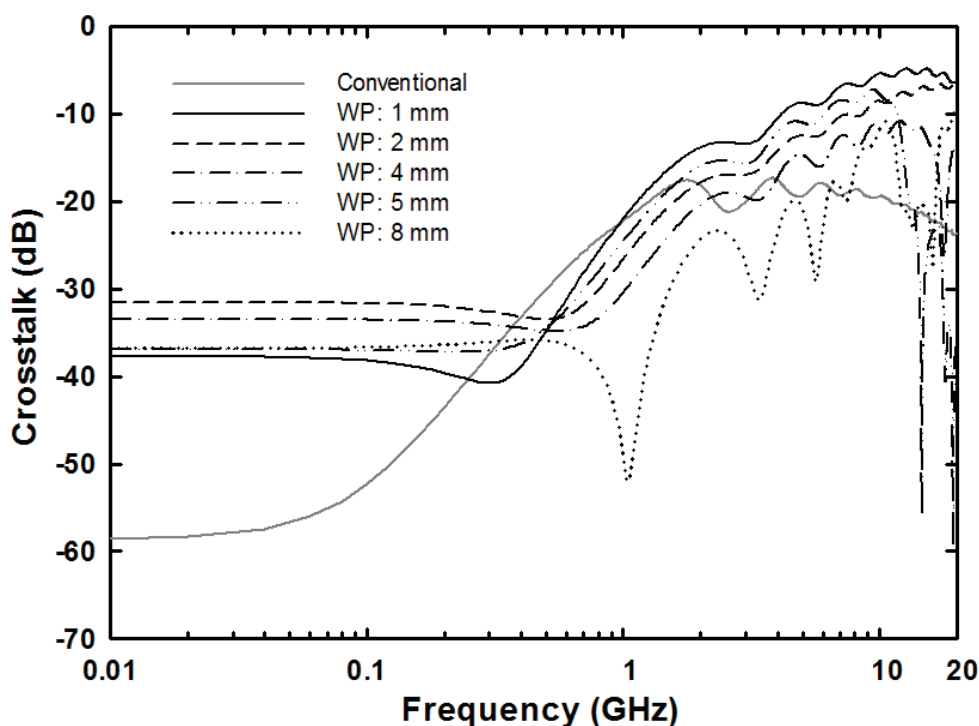
ภาพที่ 4.21 แสดง Z_c ของสายสัญญาณที่ถูก windowed ที่ระดับ 0-90%

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].

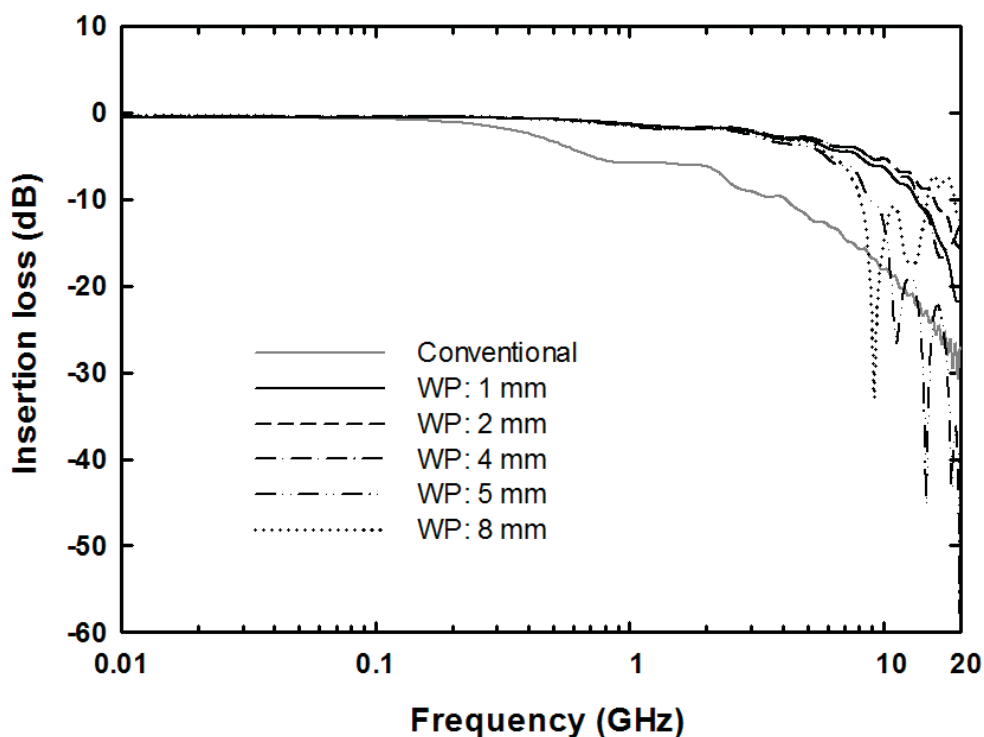
4.1.3.3 การเปลี่ยนแปลงระยะของ window

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

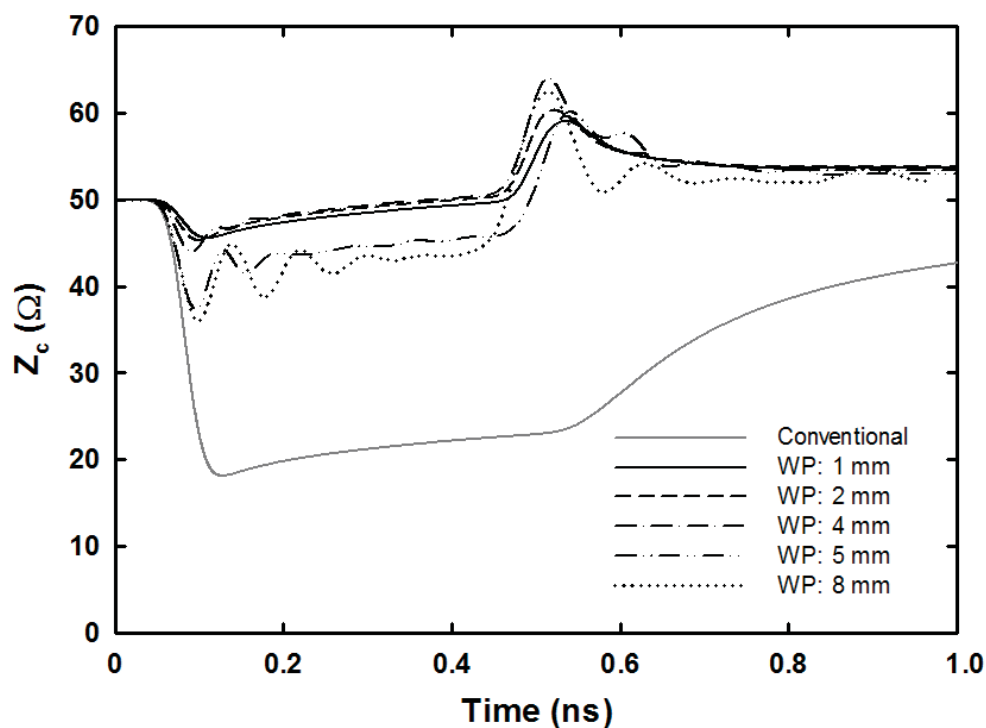


ภาพที่ 4.22 แสดงระดับ crosstalk ของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% และมีการเปลี่ยนแปลง WP จาก 1-8 mm

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]



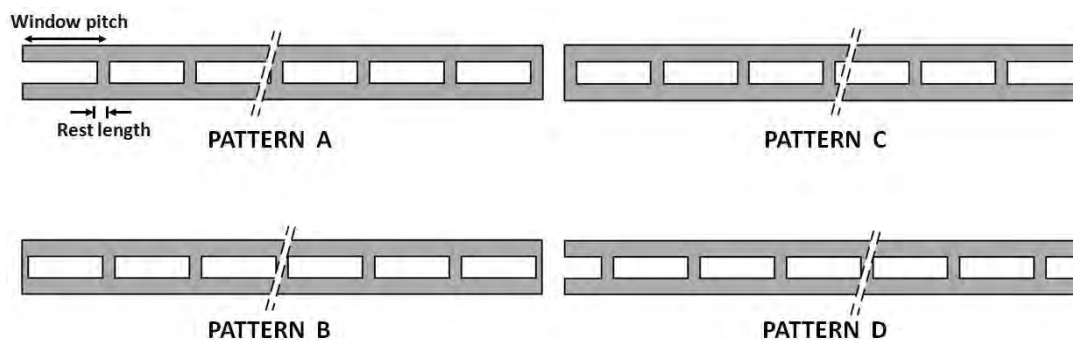
ภาพที่ 4.23 แสดงระดับ insertion loss ของสายที่ถูก windowed ที่ระดับ 90% และมีการเปลี่ยนแปลง WP จาก 1-8 mm



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

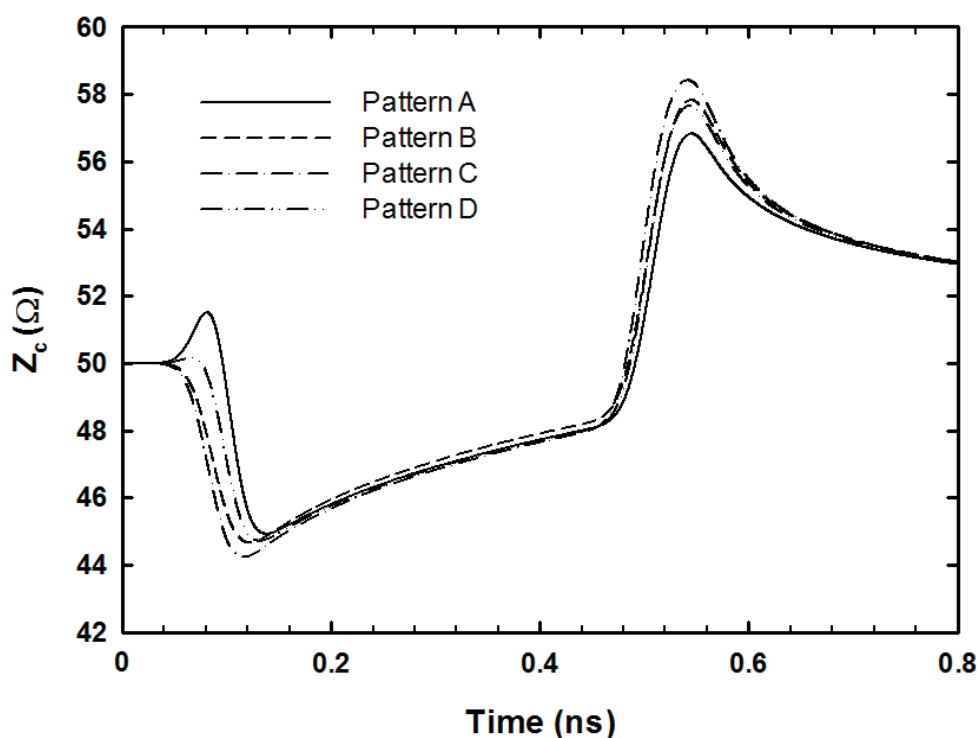
4.1.3.4 รูปแบบการวาง window ที่เป็นไปได้

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



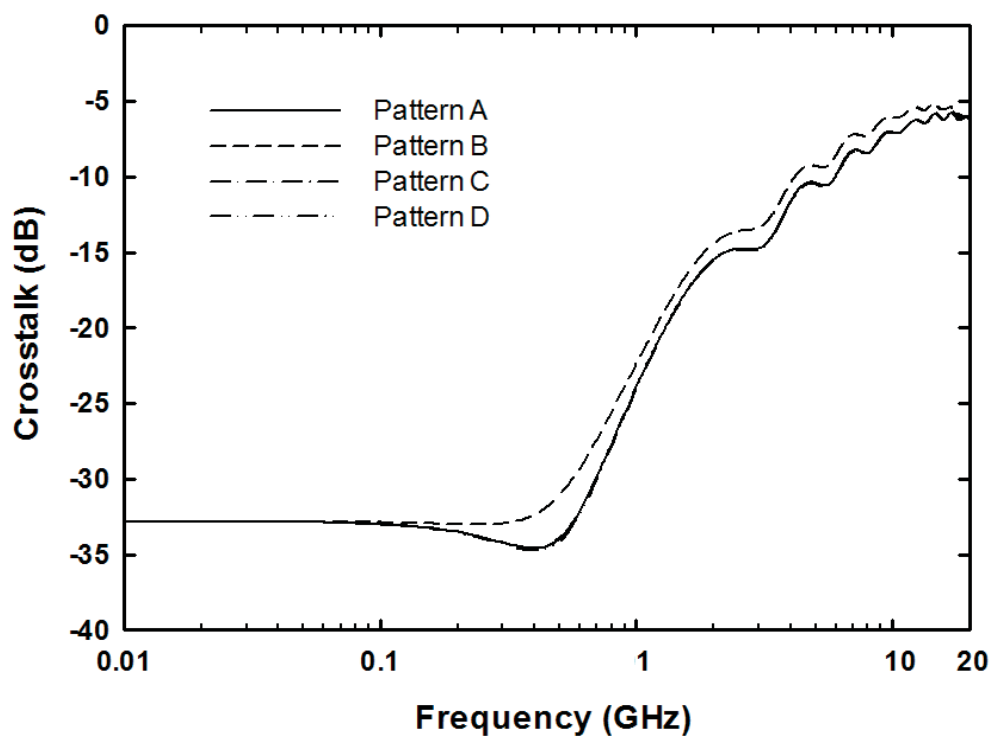
ภาพที่ 4.25 รูปแบบการวาง window ที่เป็นไปได้ pattern A, B, C and D

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

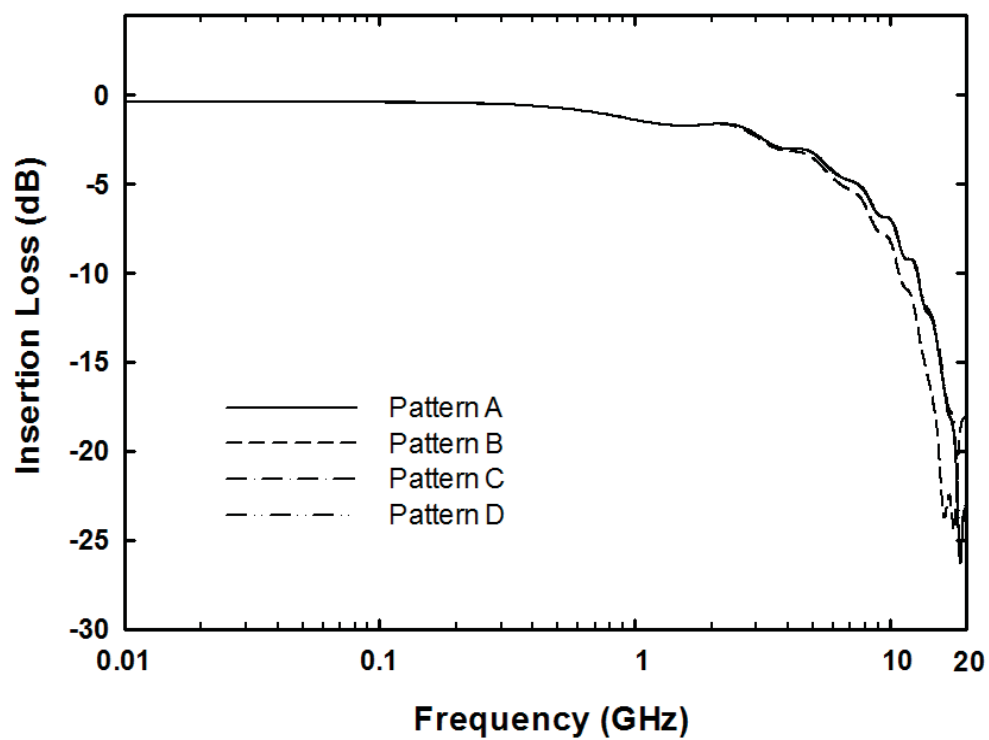


ภาพที่ 4.26 แสดง z_c ของสายสัญญาณที่มีการวาง window รูปแบบต่างๆ

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)

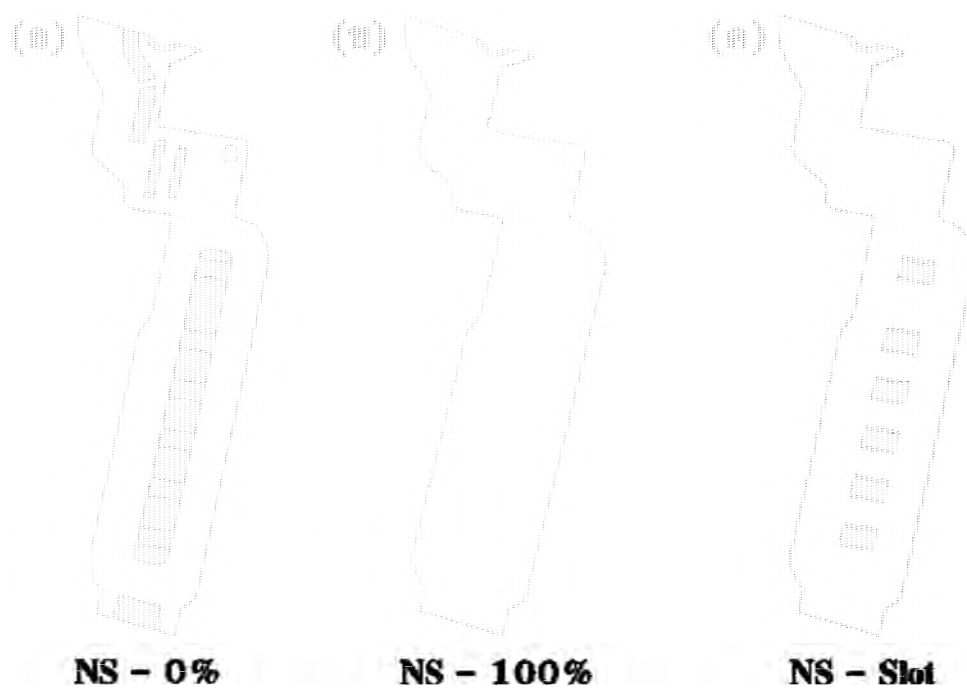
ถึงตอนนี้เราได้ทราบแล้วว่า การเติมวัสดุที่ชั้นระนาบมีผลต่อระดับการแทรกข้ามที่เกิดขึ้นบนสาย HGA อย่างไร โดยวิธีการดังกล่าวเป็นวิธีการลด crosstalk โดยที่ไม่ได้ทำให้ขนาดของสายเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นข้อจำกัดหลักในการเลือกหาวิธีการลด crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายนำสัญญาณใน HDD ที่มีพื้นที่ภายในจำกัด ในหัวข้อถัดไปจะนำเสนอถึงการนำวิธีการลด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

4.1.4 การเติมวัสดุชั้นระนาบอ้างอิงที่เหมาะสมในการลด crosstalk บนสาย HGA

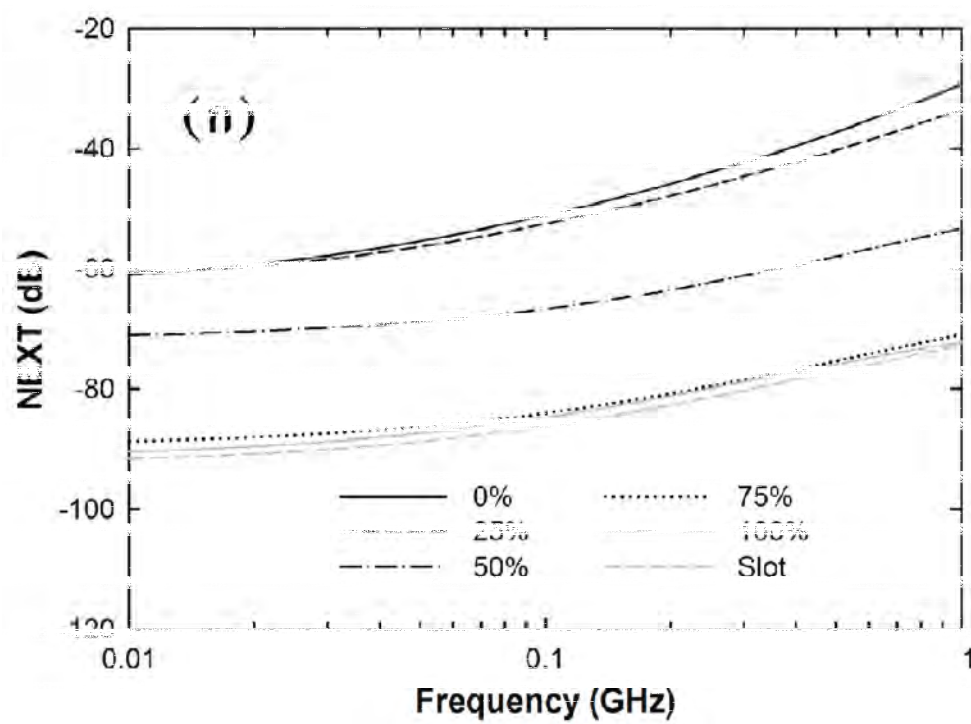
หลังจากที่พบว่าสาย HGA ในปัจจุบันมีการใช้ windowing ที่ชั้นระนาบอ้างอิง และการ windowing เองนั้นสามารถช่วยลดระดับ crosstalk ลงได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้เป็นการหาระดับการเติมของวัสดุชั้นระนาบอ้างอิงที่เหมาะสมในการลด crosstalk ที่บริเวณต่างๆของสาย HGA ทั้ง 4 ส่วน ซึ่งระดับการเติมจะถูกเพิ่มจาก 0-100% ของพื้นที่ว่างเดิม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

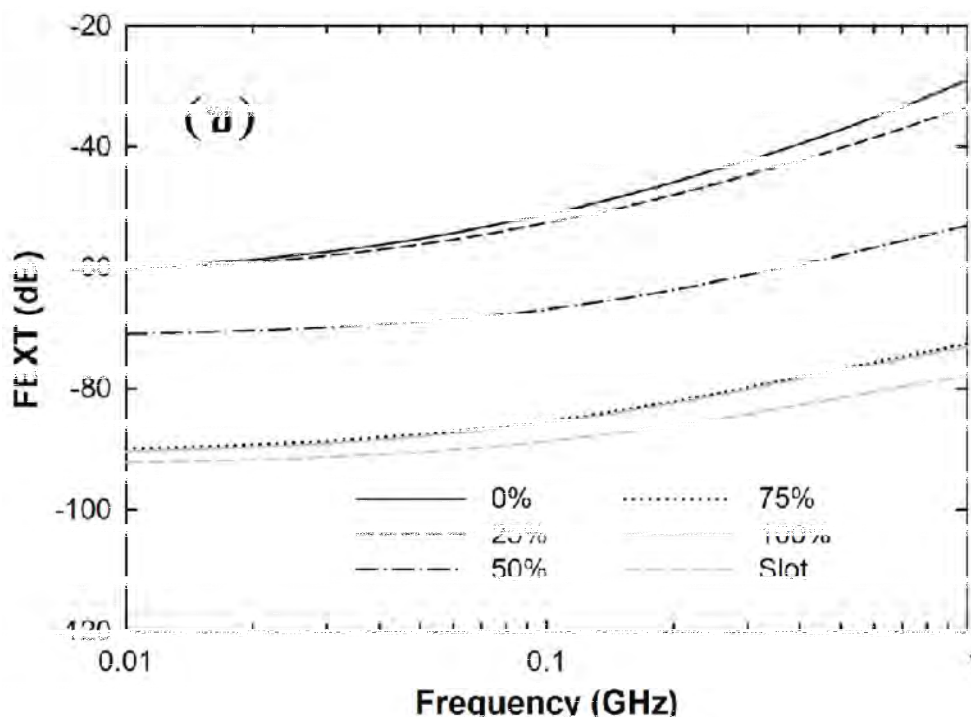
4.1.4.1 ส่วนต้นสาย

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



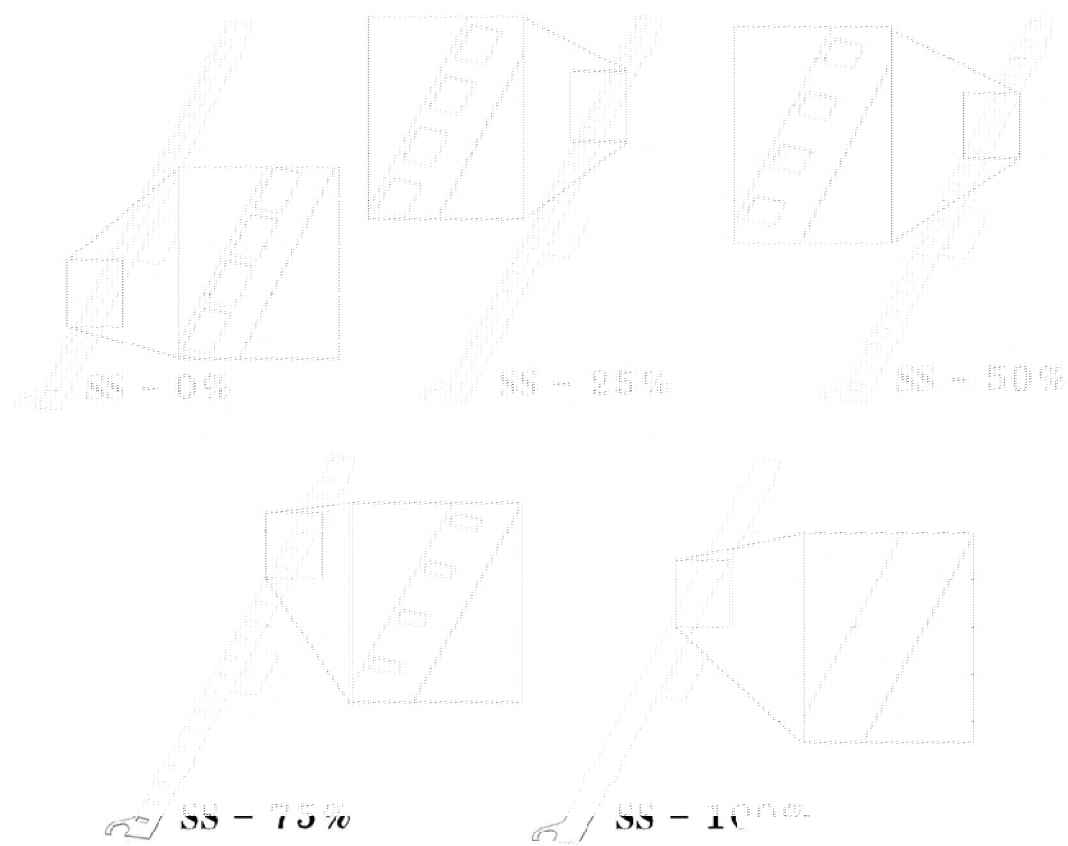


ภาพที่ 4.30 แสดง crosstalk ของส่วน NS (ก) กรณีที่มีการเติมวัสดุ 0-100% ของพื้นที่ว่างและ (ข)กรณีแบบสล็อต

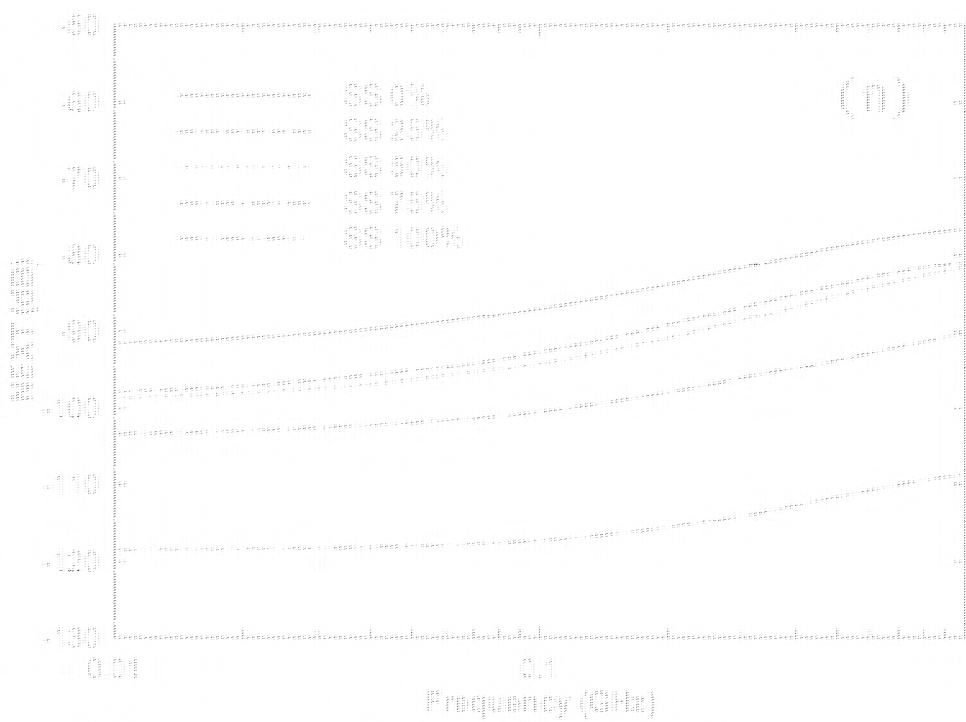
ภาพที่ 4.30 แสดงระดับ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนส่วน NS กรณีที่มีการเติมวัสดุ 0-100% ของพื้นที่ว่างและกรณีแบบสล็อต (slot) พบว่ากรณีสล็อตนั้นไม่เพียงแต่จะมีระดับ crosstalk ต่ำที่สุดแล้ว ยังมีความเป็นไปได้ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในงานจริงได้

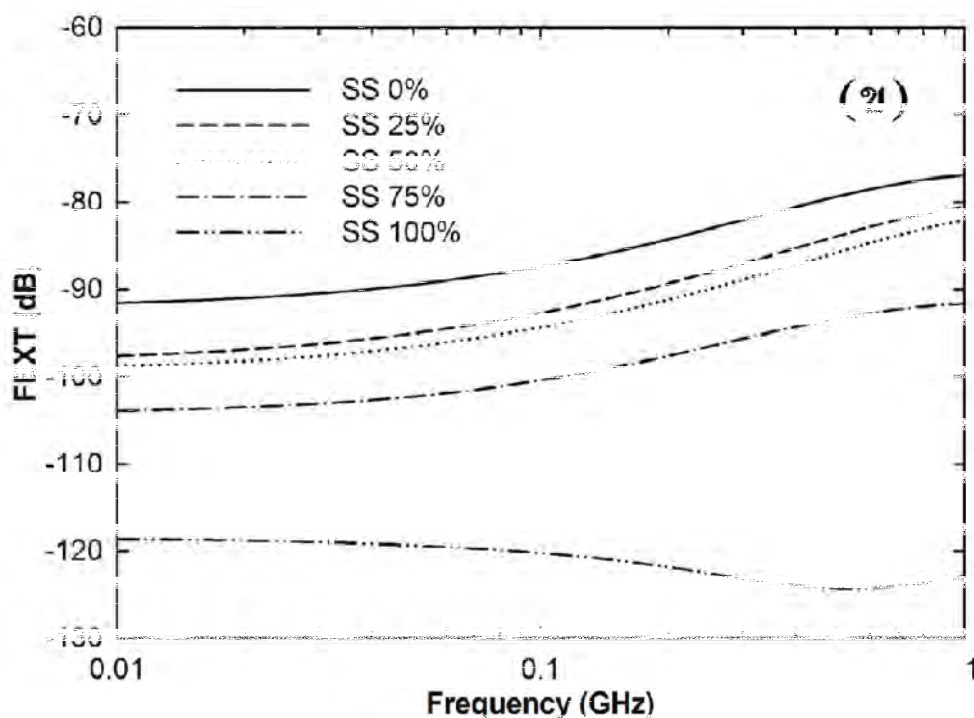
4.1.4.2 ส่วนตรง

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 กรณีเต็มวัสดุ 0-100%

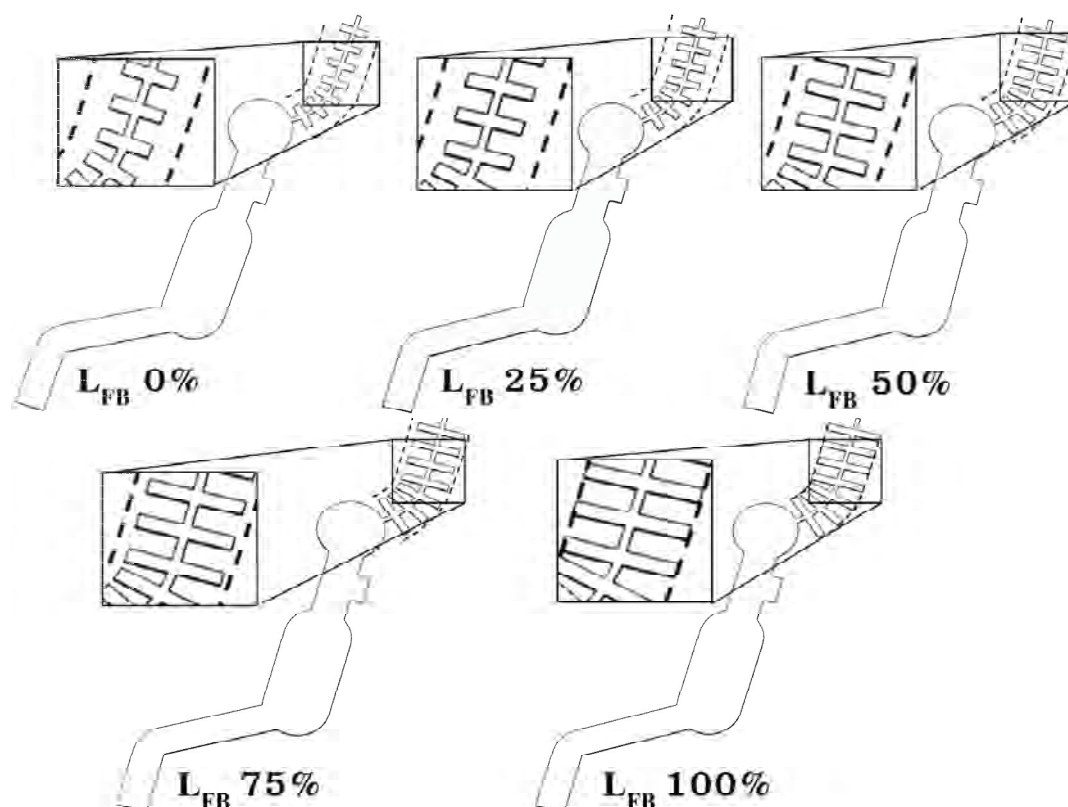




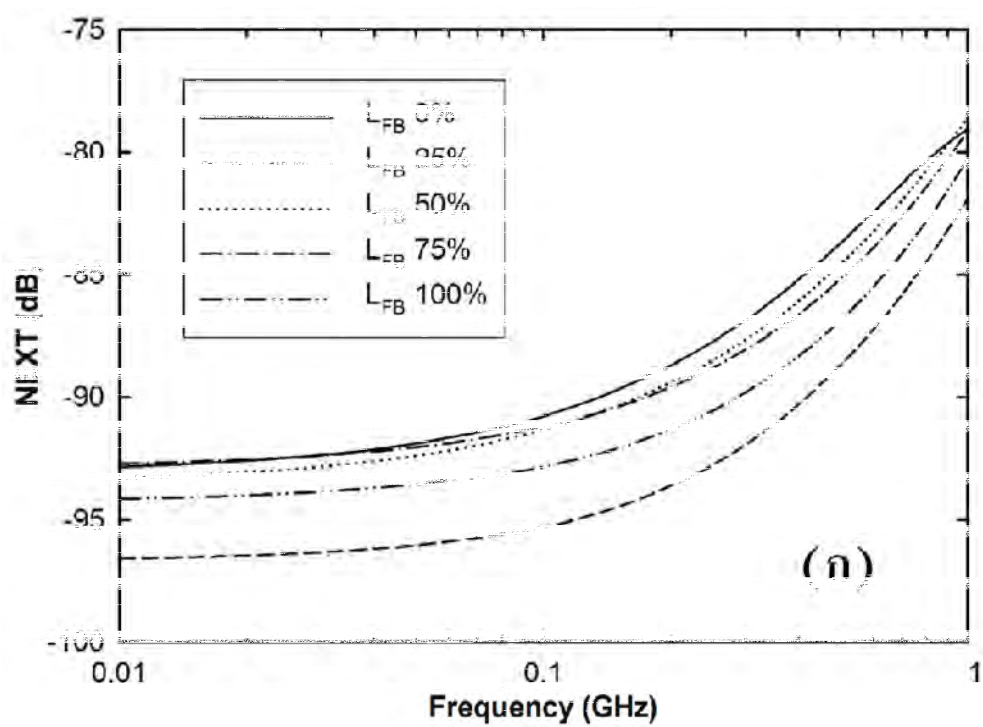
ภาพที่ 4.32 (ก) NEXT และ (ข) FEXT ส่วน SS ของสาย HGA เมื่อเติมวัสดุ 0-100%

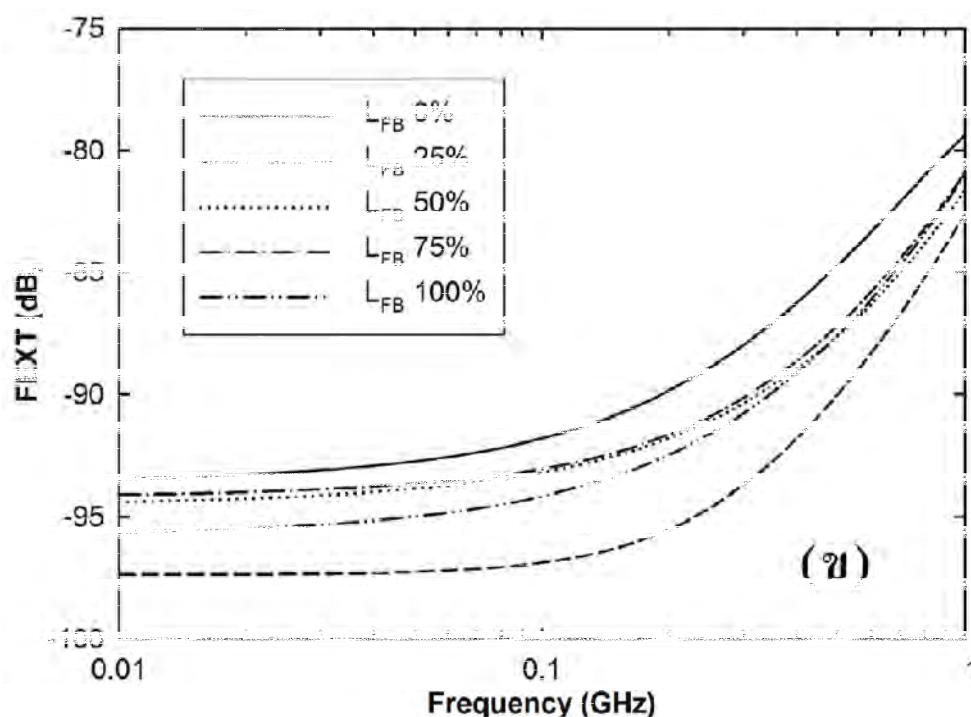
4.1.4.3 ส่วนคดโค้ง

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



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





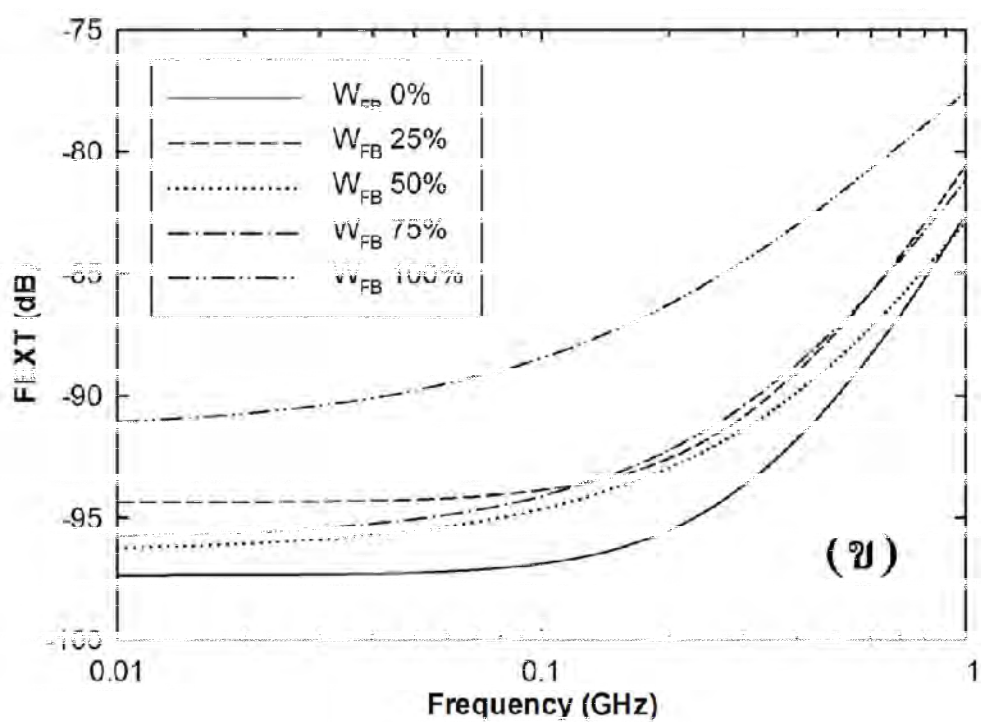
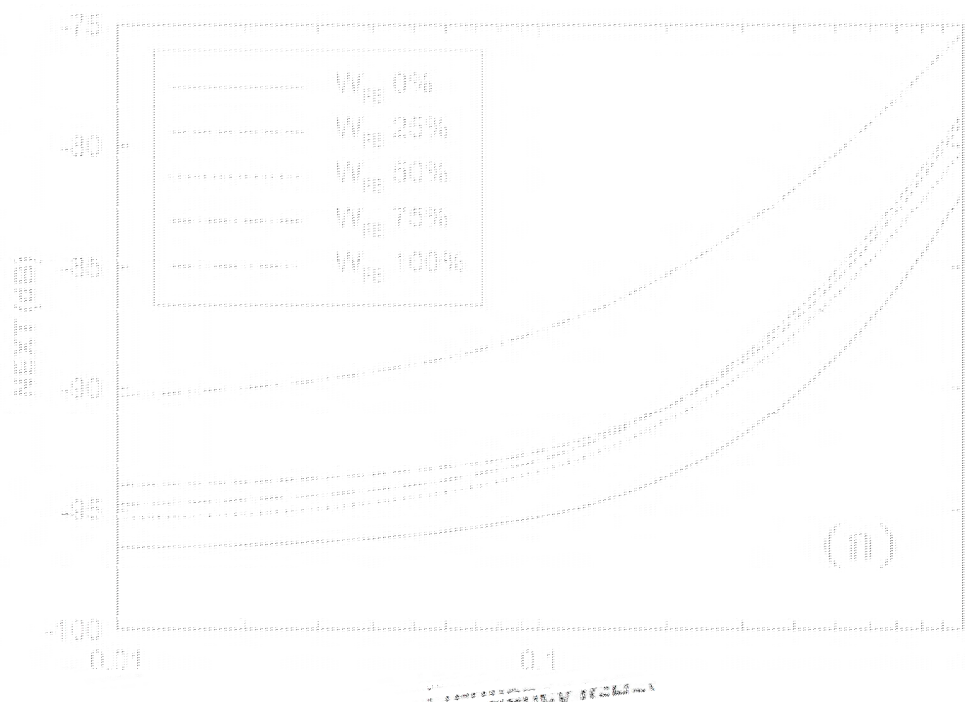
ภาพที่ 4.34 (ก) NEXT และ (ข) FEXT ของส่วน BS ของสาย HGA เมื่อเพิ่ม L_{FB} จาก 0-100% ของระยะที่เหลือ

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

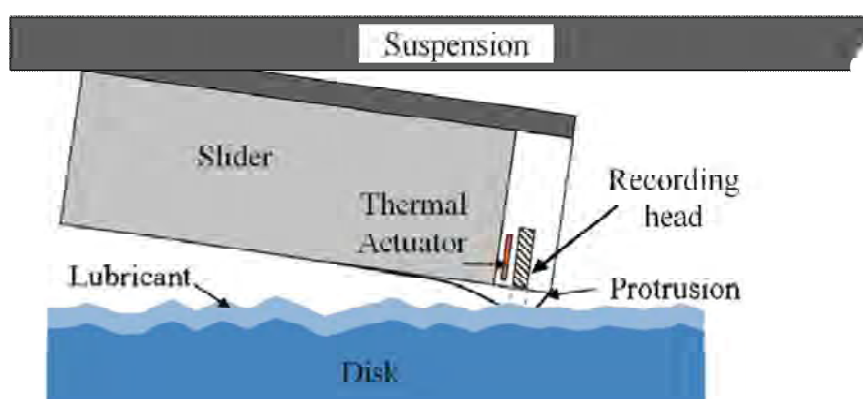
จากภาพที่ 4.36 แสดงระดับ crosstalk ของส่วน BS เมื่อมีการเติมวัสดุเพื่อเพิ่ม W_{FB} จาก 0-100% ของช่องว่างระหว่างก้าง พบว่าระดับ crosstalk เพิ่มขึ้นตามความกว้างของก้างปลาที่มากขึ้น และกรณีที่มีระดับ crosstalk ต่ำที่สุดคือ กรณี W_{FB} 0% ดังนั้นโครงสร้างที่เหมาะสมของส่วน BS คือ โครงสร้างส่วน BS ที่มี L_{FB}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



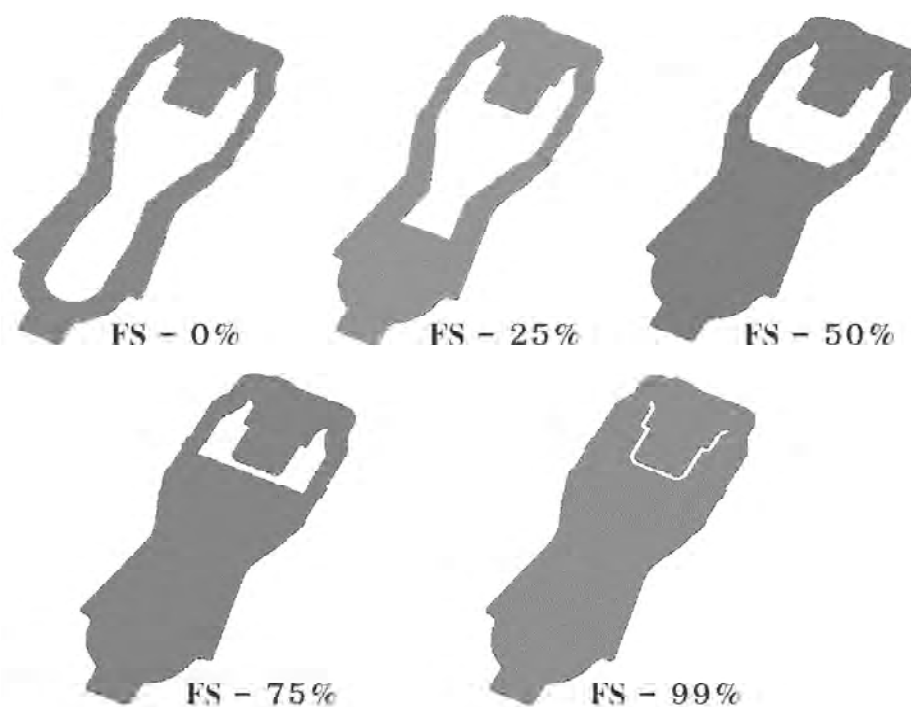
ภาพที่ 4.36 แสดง (ก) NEXT และ (ข) FEXT ของส่วน BS ที่ L_{FB} 25% และ W_{FB} เปลี่ยนแปลงจาก 0-100%

4.1.4.4 ส่วนปลายสาย

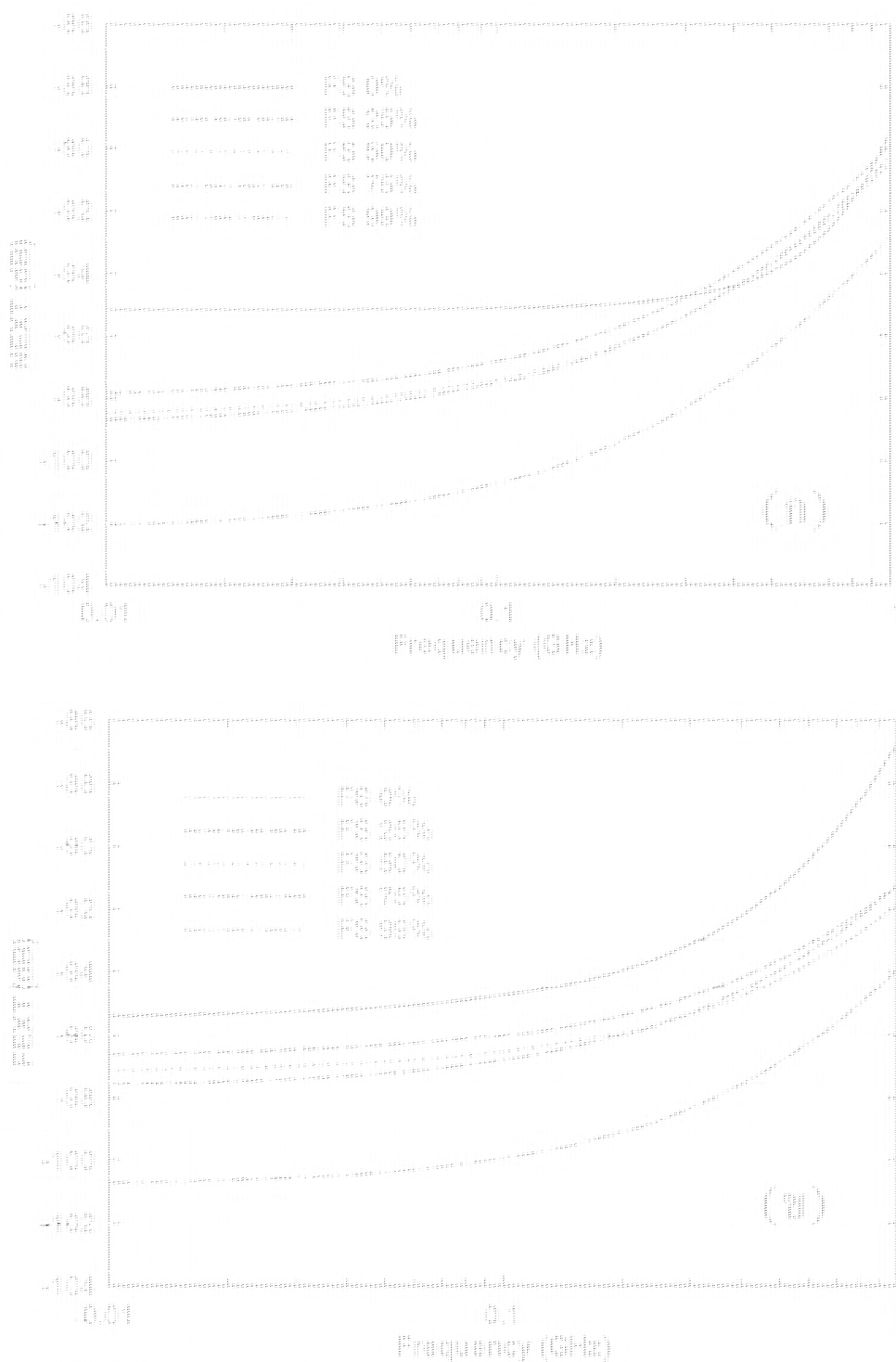
ส่วนสุดท้ายจาก 4 ส่วนของสาย HGA นั่นก็คือส่วน FS สำหรับส่วนนี้การเติมวัสดุลงในพื้นที่ว่างที่ชั้นระบายอ้างอิงที่ระดับ 100% นั้นในทางปฏิบัติแล้วไม่สามารถทำได้เนื่องจากมีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างให้เหลือไว้สำหรับตัดบริเวณที่วาง slider เพื่อให้หัวบันทึกเข้าใกล้กับแผ่นบันทึกแม่เหล็กมากยิ่งขึ้นดังแสดงในภาพที่ 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



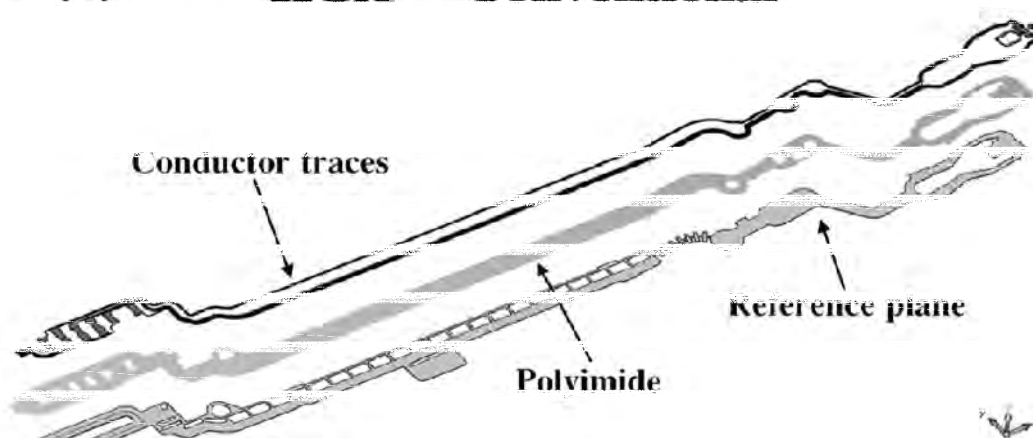
ภาพที่ 4.39 แสดง (ก) NEXT และ (ข) FEXT บริเวณ FS ของสาย HGA เมื่อเติมวัสดุ 0-99%

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

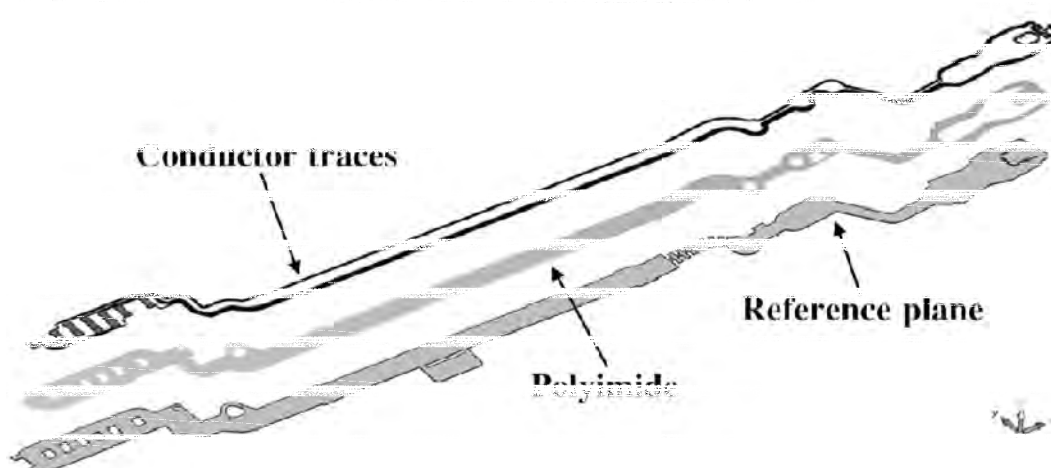
4.1.4.5 ระดับ crosstalk ของสาย HGA ที่มีการเติมวัสดุในระดับที่เหมาะสม

จากผลการจำลองที่ผ่านมาเห็นได้ว่าแต่ละส่วนจะมีระดับการเติมวัสดุที่เหมาะสมสำหรับบริเวณนั้นๆ อยู่ ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำโครงสร้างของชั้นระนาบอ้างอิงที่มีระดับ crosstalk ที่ต่ำที่สุดของทั้ง 4 บริเวณมาประกอบรวมกันเป็นสาย HGA ที่สมบูรณ์ ซึ่งในที่นี้จะเรียกว่า สาย HGA ที่ได้รับการปรับปรุง โดยสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน (conventional) และสาย HGA ที่ได้รับการปรับปรุง (modified) ถูกแสดงดังภาพที่ 4.40

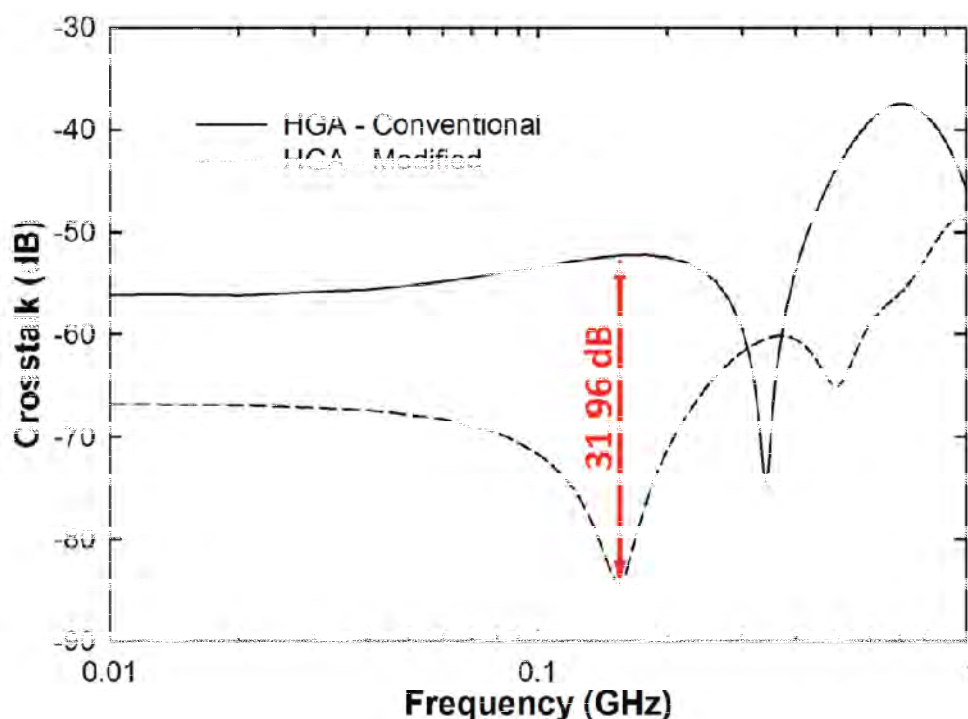
(ก) HGA - Conventional



(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

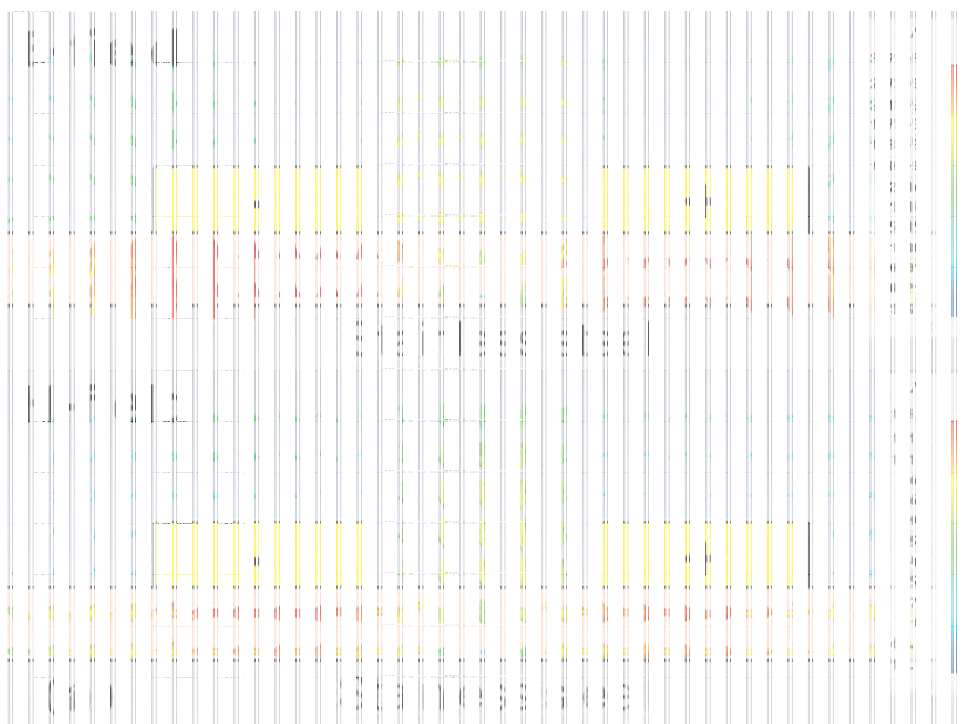
4.1.5 การลด crosstalk ด้วยสารประกอบแม่เหล็ก

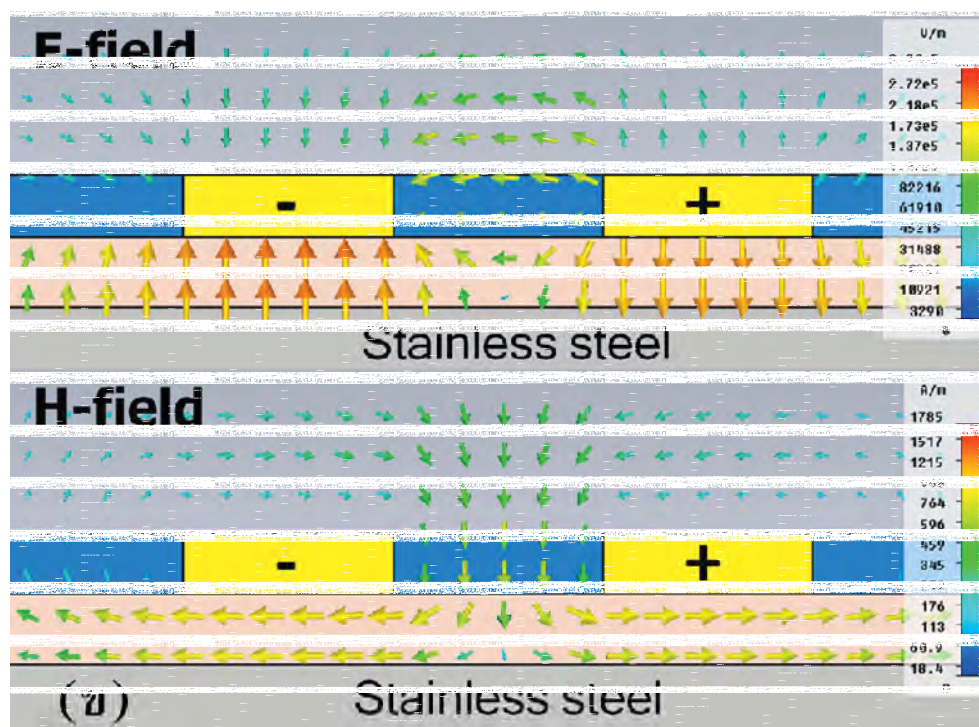
หลังจากที่ได้รูปแบบชั้นระนาบอ้างอิงที่สามารถลด crosstalk ที่เกิดขึ้นได้แล้วนั้น ในหัวข้อนี้จะนำเสนอถึงเทคนิคการลด crosstalk อีกแนวทาง ซึ่งเป็นวิธีการทางแม่เหล็ก ถือเป็นหนึ่งในทางเลือก โดยคาดว่าจะสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวิธีการเดิมวัสดุที่ชั้นระนาบอ้างอิงนี้ได้ เพื่อเพิ่มความสามารถในการลด crosstalk ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นไปอีก

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

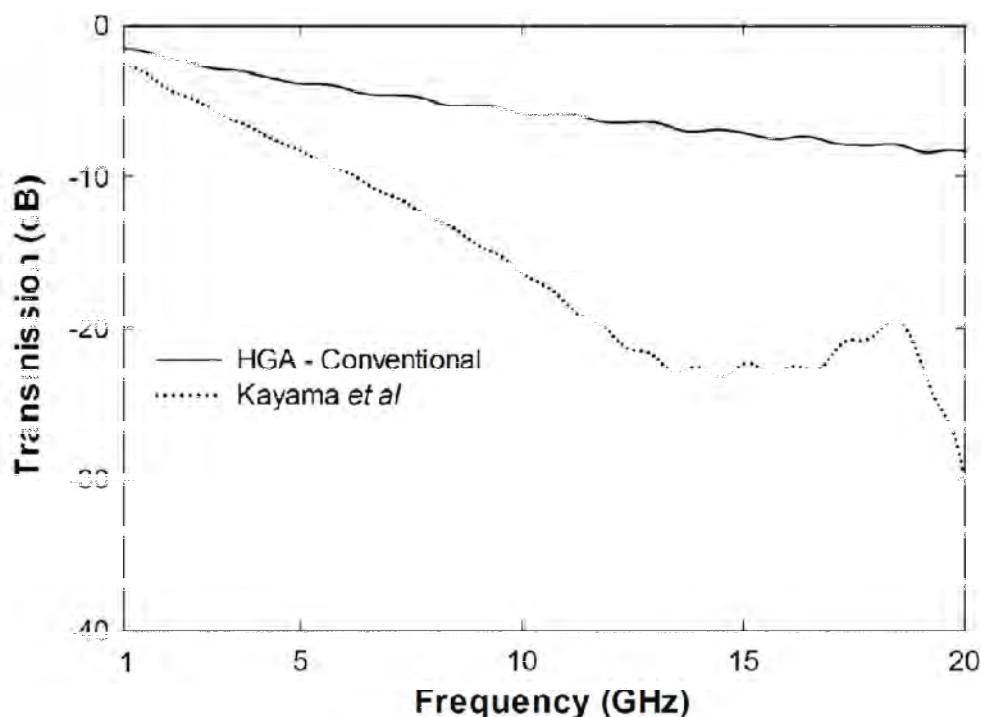




ภาพที่ 4.42 แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโครงสร้างสาย

(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]

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

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



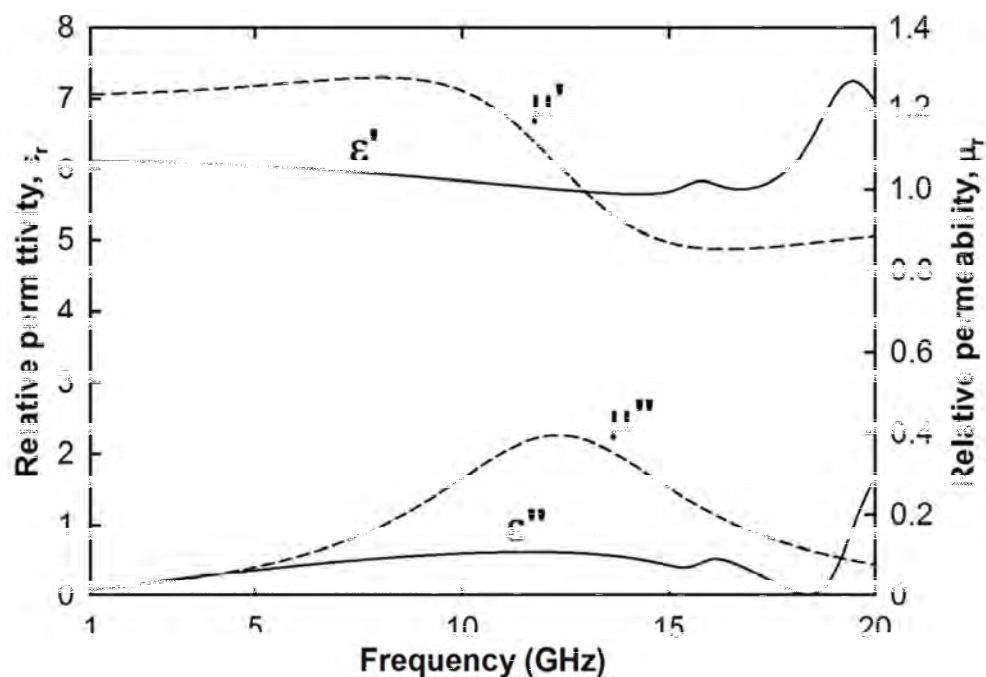
ภาพที่ 4.44 แสดงสาย HGA แบบ (ก) ปกติ (ข) มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยวิธีการที่นำเสนอ และ (ค) มีการเติมสารประกอบแม่เหล็กด้วยวิธีการที่นำเสนอโดย Kayama และคณะ [21]

4.5.2 สารประกอบแม่เหล็ก

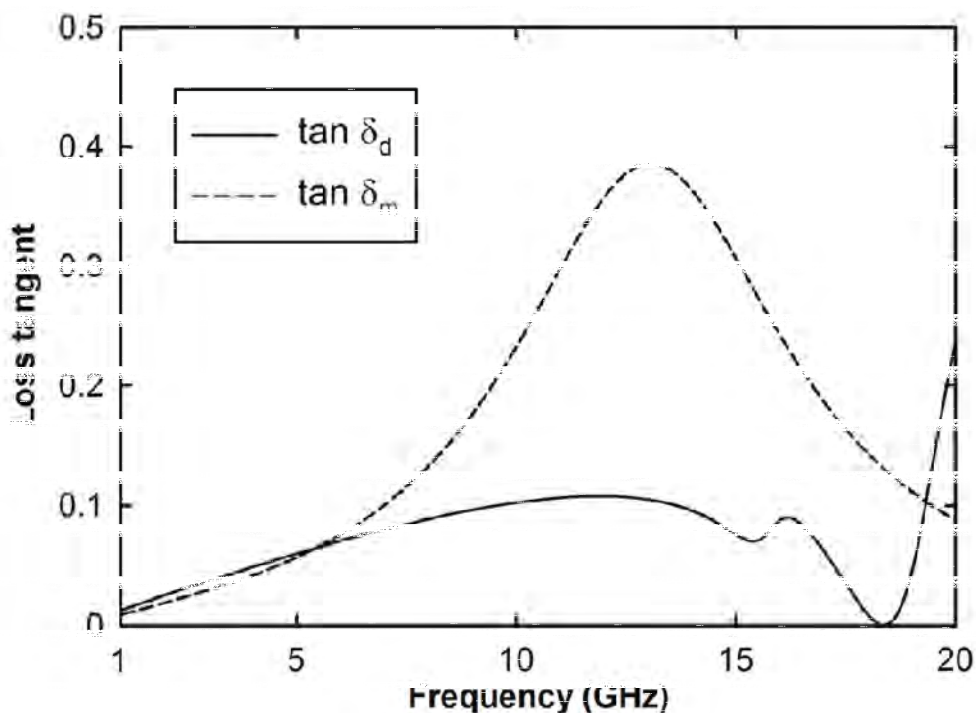
ในการเลือกสารประกอบแม่เหล็กที่จะนำมาเติมนั้น สารดังกล่าวจะต้องมีคุณสมบัติที่ไม่ทำให้สายตัวนำของวงจรเขียนและวงจรอ่านเกิดการลัดวงจร (short circuit) กัน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากค่าความนำไฟฟ้า (σ) หรือค่าความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุ (ρ) โดยที่ σ ควรที่จะมีค่าต่ำมากๆ ($< 10^{-4}$ S/m) [23] ในขณะที่ค่า ρ ควรมีค่าสูงมากๆ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

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

สำหรับงานวิจัยนี้ได้ใช้วัสดุที่แนะนำเสนอโดย 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 ความขบซึ่มได้ของสนามไฟฟ้าเชิงซ้อน (The complex relative permittivity, $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$) และค่า ความขบซึ่มได้ของสนามแม่เหล็ก (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 ซึ่มได้ของสนามไฟฟ้า 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