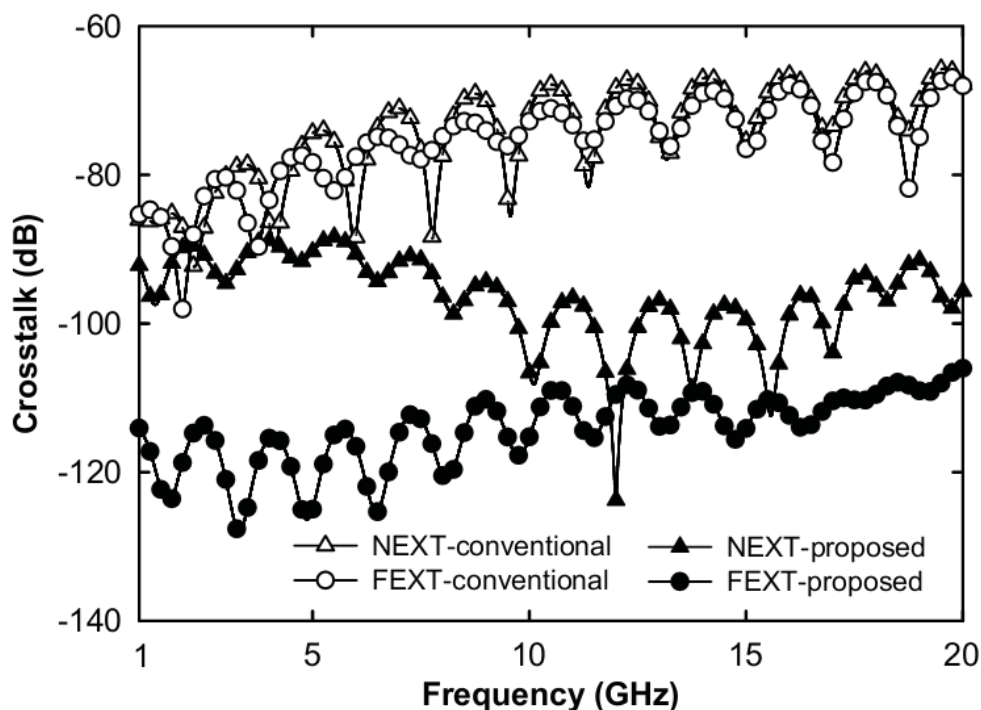


กรณี conventional อย่างเห็นได้ชัดในช่วงความถี่ที่กว้าง และที่ความถี่ประมาณ 14 GHz ระดับ NEXT และ FEXT ถูกลดลงมากที่สุดประมาณ 32 dB และ 14 dB ตามลำดับ ซึ่งการลดลงของ crosstalk นี้เป็นผลมาจากการดูดซับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากคู่สายเขียนก่อนที่จะแพร่กระจายมายังคู่สายอ่านโดยเป็นผลเนื่องมาจาก dielectric loss และ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

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



ภาพที่ 4.47 ระดับ crosstalk ของสายสัญญาณแบบปกติและแบบที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็ก

ตารางที่ 4.4 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 1 GHz

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

ตารางที่ 4.5 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 2 GHz

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

ตารางที่ 4.6 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 4 GHz

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

ตารางที่ 4.7 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 6 GHz

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

ตารางที่ 4.8 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 8 GHz

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

ตารางที่ 4.9 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 10 GHz

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

ตารางที่ 4.10 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 12 GHz

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

ตารางที่ 4.11 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 14 GHz

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

ตารางที่ 4.12 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 16 GHz

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

ตารางที่ 4.13 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 18 GHz

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

ตารางที่ 4.14 แสดง crosstalk parameter ที่ความถี่ 20 GHz

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

นอกจากนี้ ผลการจำลองที่ได้ยังถูกยืนยันด้วยสมการแรงดันเหนี่ยวนำ (induced voltage) ซึ่งถูกกล่าวไว้ใน [29] แต่เนื่องจากการศึกษาวิเคราะห์ crosstalk ในอาณาจักรความถี่ดังกล่าว จึงเขียนใหม่ในรูปของ transfer function $H(x, \omega)$ ได้เป็น

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

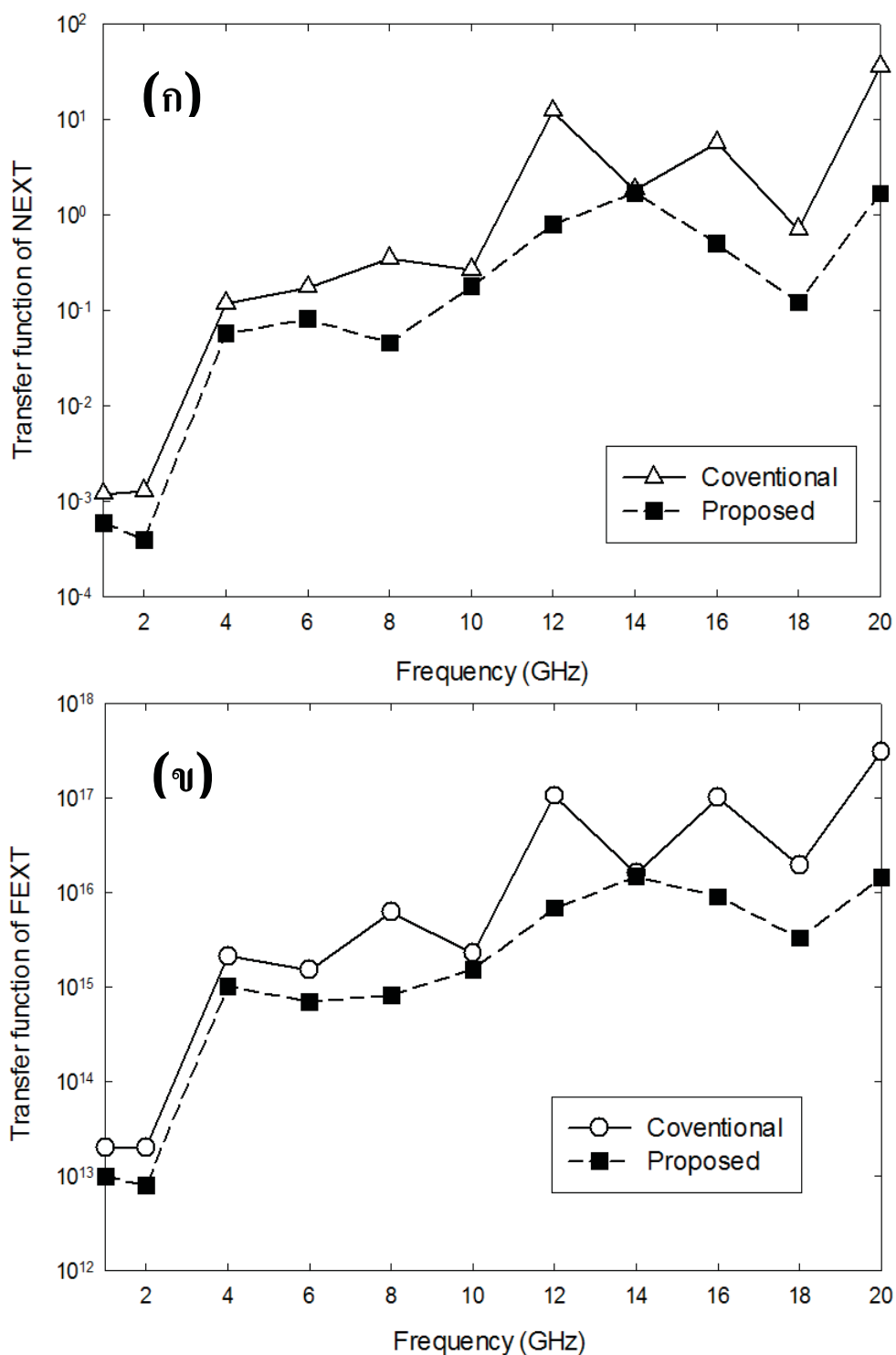
โดยที่ K_b และ K_f คือ backward และ forward crosstalk coefficients ตามลำดับ ω คือ ความถี่เชิงมุม T_d คือ ระยะเวลาที่สัญญาณแพร่กระจายไปได้เป็นระยะทาง L และ L คือความยาวทางกายภาพของช่วง coupled ของสาย จากสมการที่ 4.1 พจน์ของ K_f และ K_b อยู่ในรูปของอัตราส่วนของ mutual inductance ต่อ self inductance (L_m/L_s)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

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

และ

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

เมื่อ v คือความเร็วในการแพร่กระจายของสัญญาณ

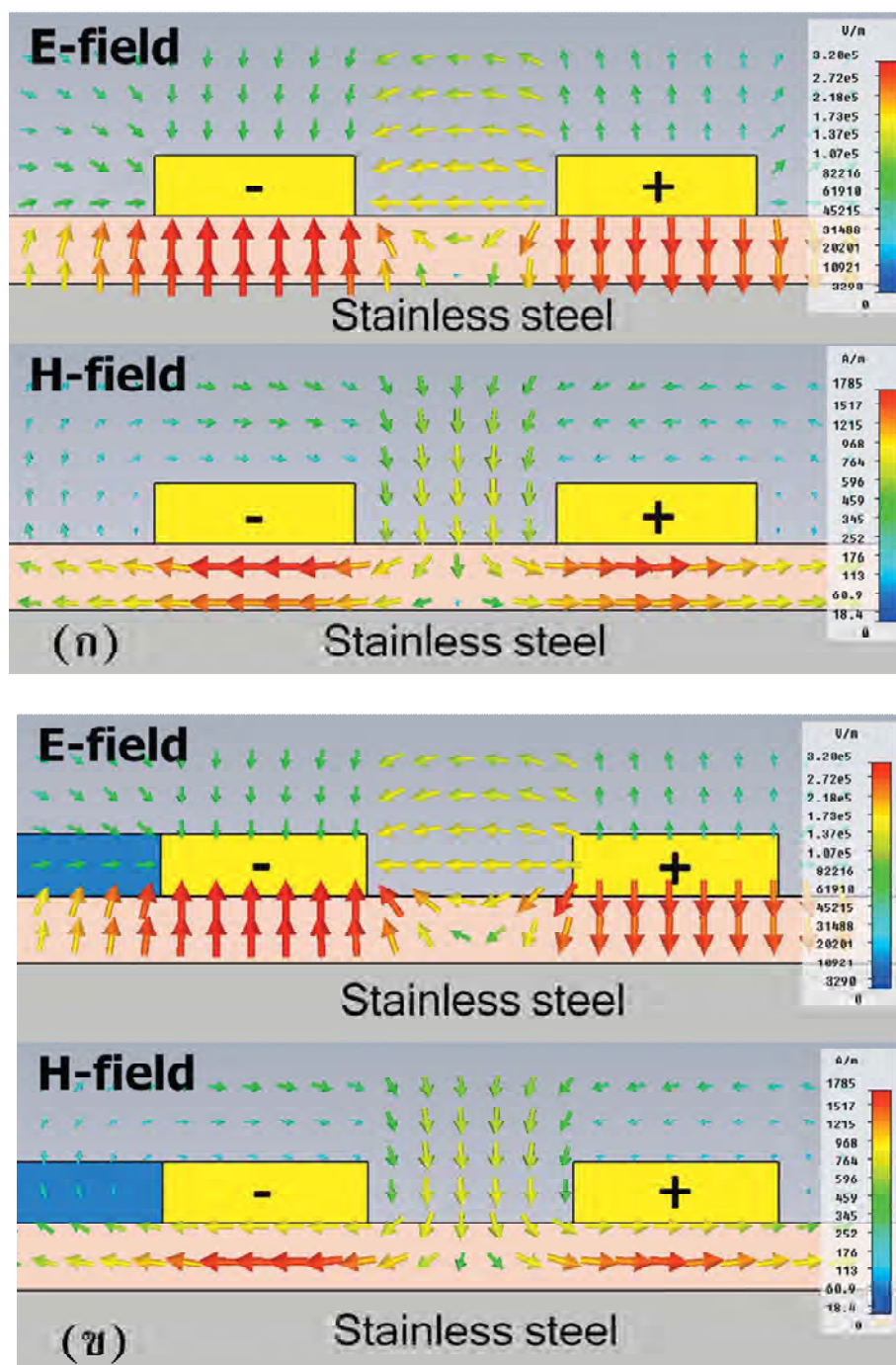


ภาพที่ 4.48 แสดง transfer function ของ (ก) NEXT และ (ข) FEXT ของสายสัญญาณแบบเดิมและแบบที่มีการเติมสารประกอบแม่เหล็ก

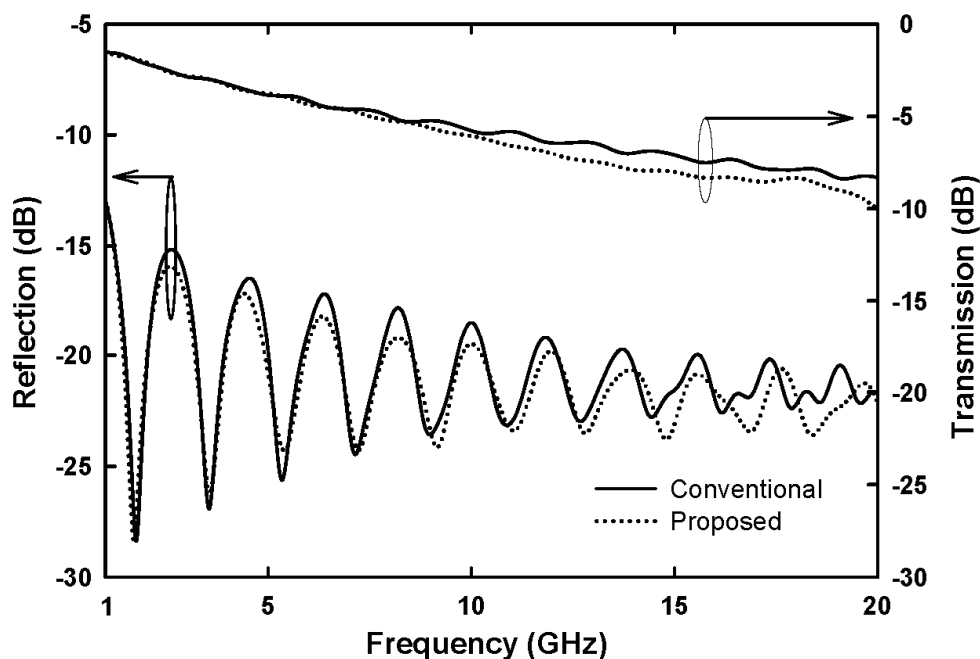
จากภาพที่ 4.48 แสดง $H(x, \omega)$ ของสายสัญญาณทั้งสอง เห็นได้อย่างชัดเจนว่า transfer function ทั้ง NEXT และ FEXT ของสายกรณี proposed นั้นต่ำกว่าสายกรณี conventional เป็นผลให้

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

2) ผลของการเติมสารประกอบแม่เหล็กที่มีต่อสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณ



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



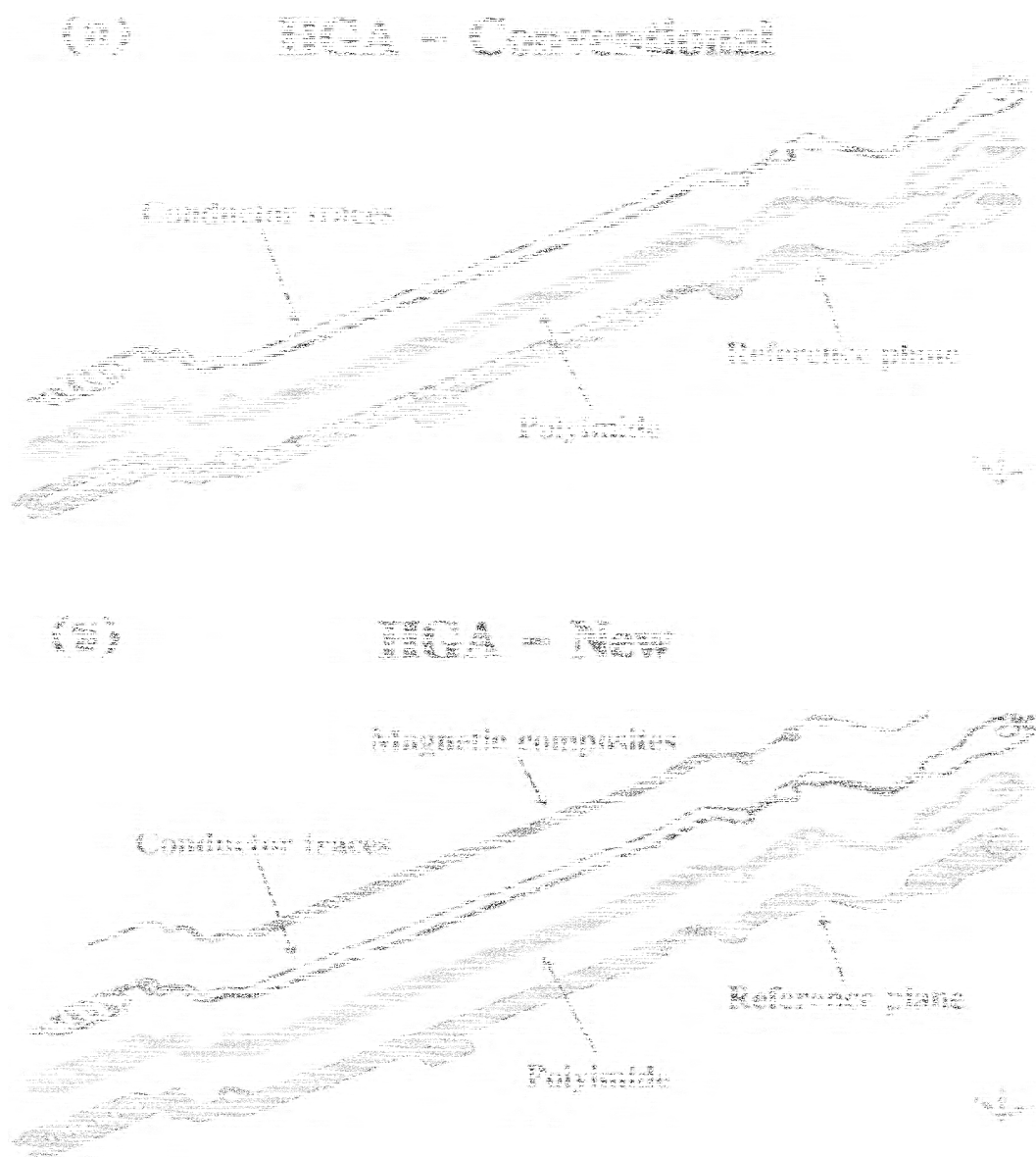
ภาพที่ 4.50 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านของสายสัญญาณแบบ
(ก) conventional และ (ข) proposed

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

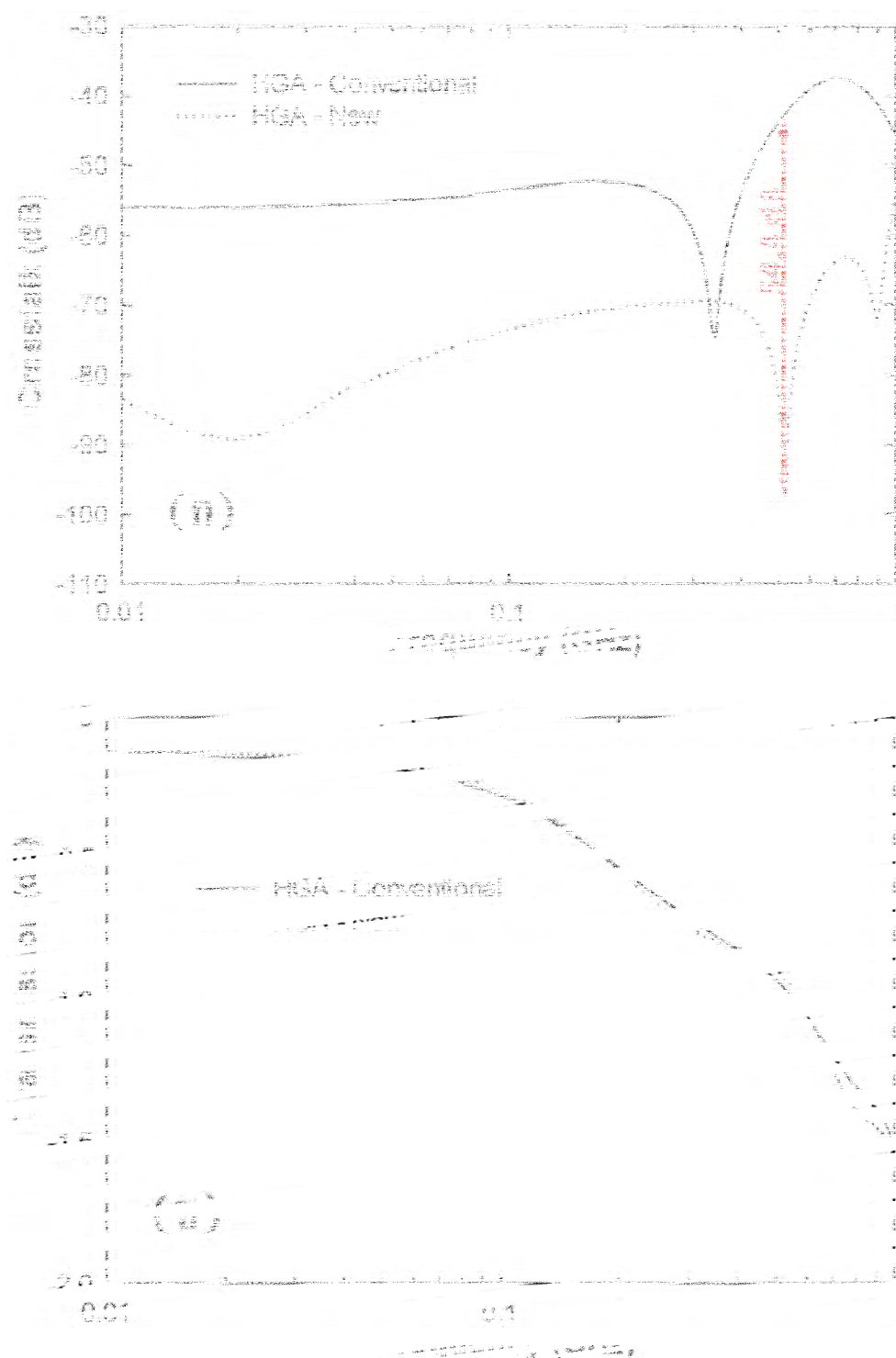
4.1.6 การรวมเทคนิคการลด crosstalk กับสาย HGA ที่ใช้ในปัจจุบัน

จากวิธีการลด crosstalk ที่นำเสนอในหัวข้อก่อนหน้านี้เห็นได้ว่า สามารถลด crosstalk ได้เป็นอย่างดี แต่อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวนำเสนอในกรณีของสายสัญญาณอย่างง่าย ซึ่งเป็นสายยาวตรงถือว่าเป็นกรณีในอุดมคติต่างจากสาย HGA ที่ใช้งานจริง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการ

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



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



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

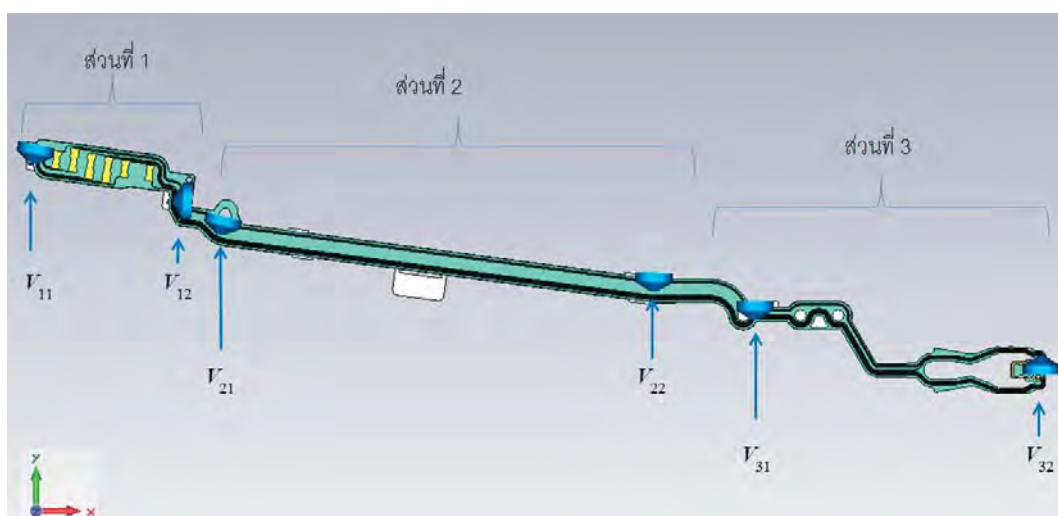
จากภาพที่ 4.52 (ก) ชัดเจนว่าสาย HGA-new มีระดับ crosstalk ต่ำกว่าสาย HGA-conventional ตลอดช่วงความถี่ใช้งานในปัจจุบันและสามารถลด crosstalk ลงได้ถึง 54.4 dB ที่ความถี่ประมาณ 0.52 GHz ส่วนสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสาย HGA-new แทบไม่แตกต่างจากกรณีของสาย HGA-conventional ที่ใช้ในปัจจุบันตามภาพที่ 4.52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

4.2 ผลของ Electromagnetic Interference

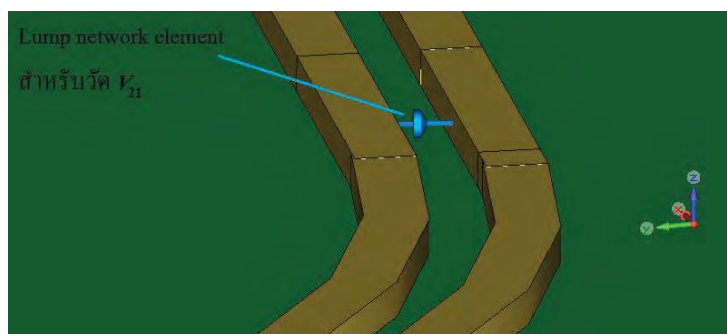
เนื้อหาในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลจากการศึกษาซึ่งประกอบด้วย ผลการศึกษาการเกิด EMI ที่เกิดขึ้นแต่ละส่วนของสายตัวนำ TSAI, ผลกระทบจากส่วนโค้งงอของสายตัวนำ, การศึกษาการเกิด EMI บนสายคู่ขนานที่วางบนระนาบกราวด์ (Ground plane), ผลการศึกษารูปแบบ TSAI เพื่อลดผลกระทบของ EMI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก, และหัวข้อสุดท้ายคือ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

4.2.1 การคำนวณ EMI แต่ละส่วนบนสายตัวนำ TSAI ของ HGA

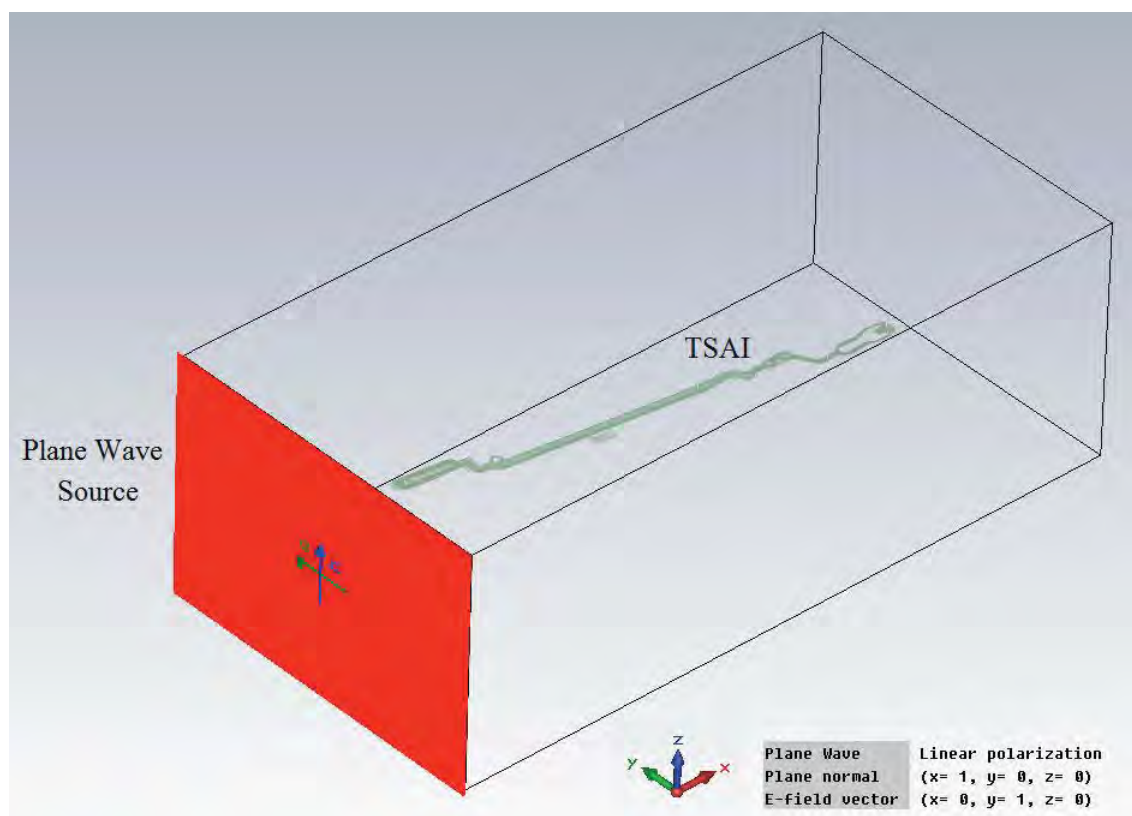
จากโครงสร้างของสายตัวนำ TSAI ของ HGA ซึ่งเป็นดังภาพที่ 4.53 โครงสร้างนี้ถูกแบ่งโดยพิจารณาจากความซับซ้อนที่เกิดจากการโค้งงอ (Bending) ของสาย ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ในการศึกษา ส่วนที่ 1 คือทางต้นสายของ TSAI ส่วนที่ 2 คือตรงกลางของ TSAI และส่วนที่ 3 คือด้านปลายสาย การคำนวณ EMI ในแต่ละส่วนที่ถูกแบ่งนี้จะทำโดยการกำหนดใช้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



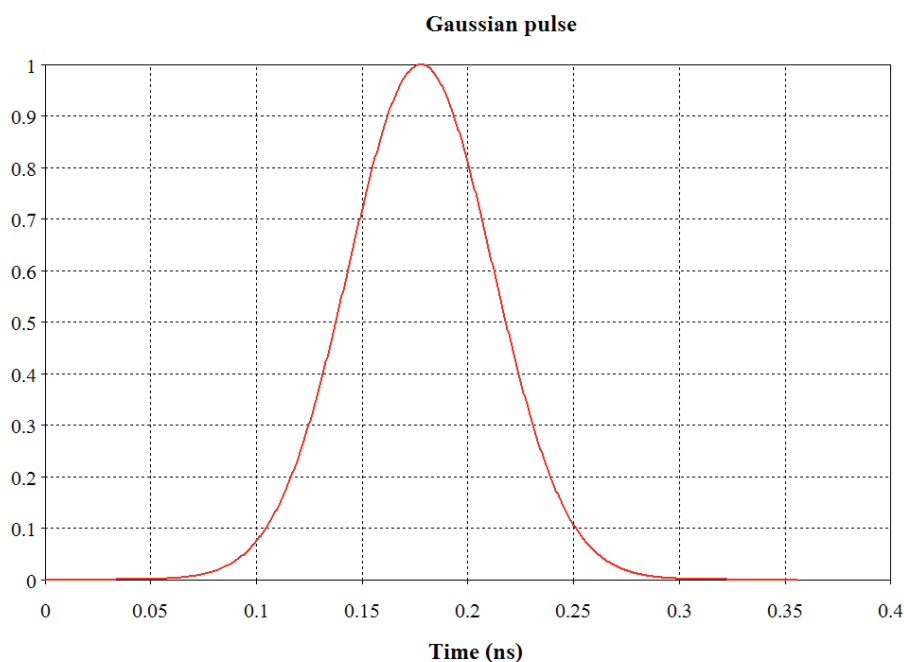
ภาพที่ 4.53 การแบ่งส่วนเพื่อการศึกษา EMI ในแต่ละส่วนของ TSAI



ภาพที่ 4.54 ตัวอย่างการวัดแรงดันไฟฟ้าส่วนที่ 2 จุดที่ 1 V_{21}



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



ภาพที่ 4.56 สัญญาณกระตุ้นแบบเกาส์เซียน

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

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

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

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

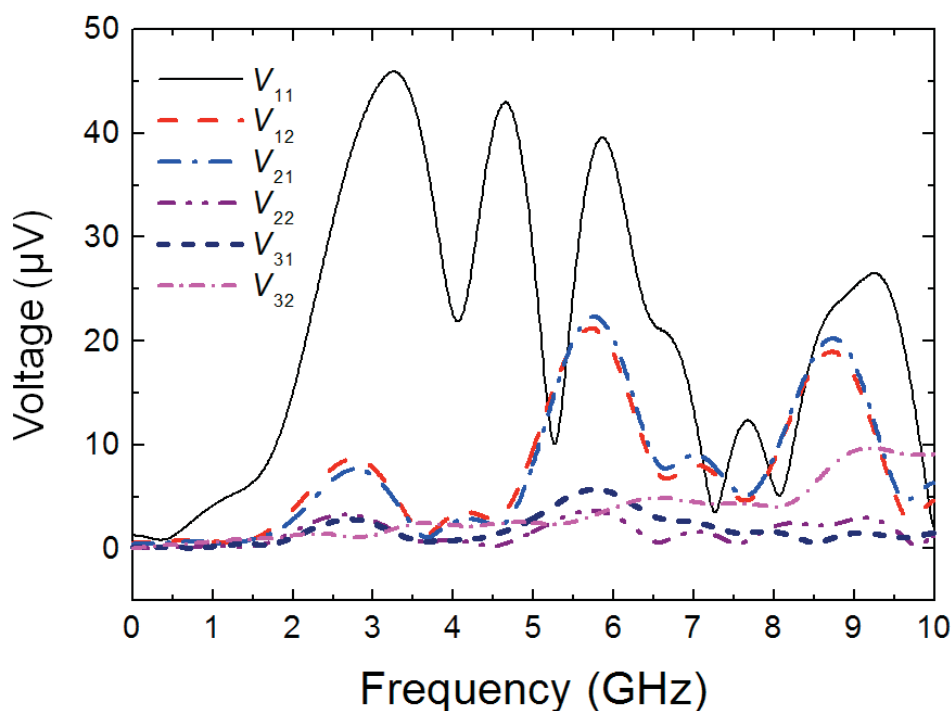
ซึ่ง Lump network element ที่ถูกเชื่อมต่อระหว่างสายตัวนำเพื่อวัดแรงดันไฟฟ้าโดยกำหนดโหลด 50 โอห์ม เป็นตัวแมทซิง (Matching)

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

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

4.2.1.1 EMI แต่ละส่วนบนสายตัวนำ TSAI ของ HGA

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

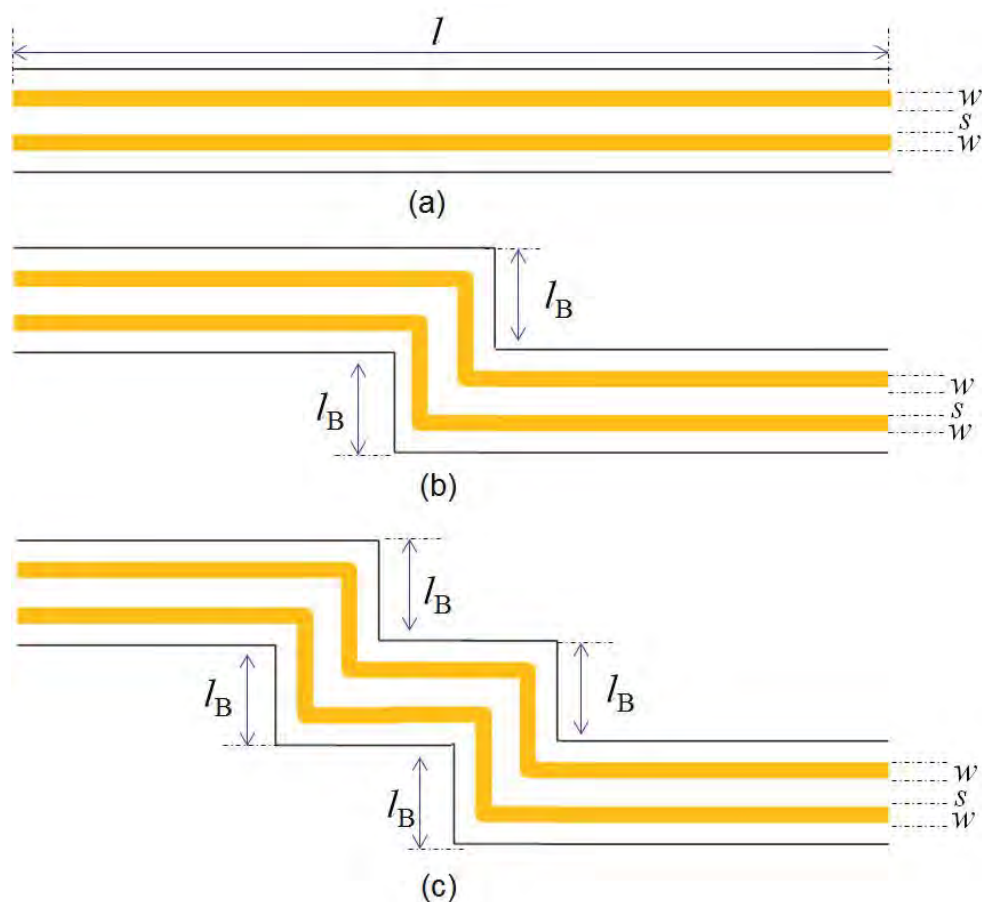


ภาพที่ 4.57 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แต่ละส่วนของ TSAI

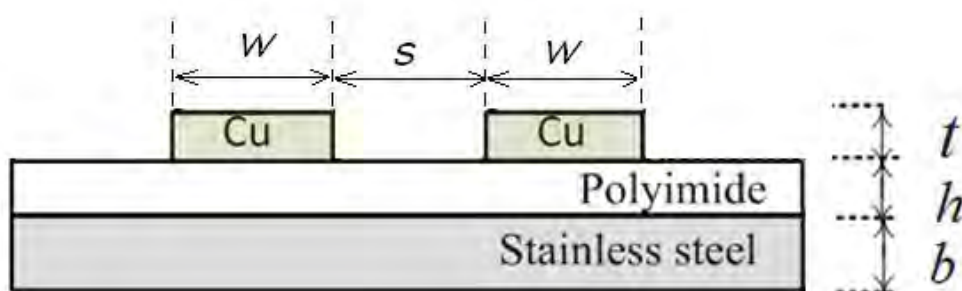
จากผลความไม่แน่นอนของรูปแบบ (Pattern) การตอบสนองต่อความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่แต่ละส่วนของ TSAI ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากความซับซ้อนของโครงสร้าง TSAI [13] เนื่องจากส่วนโค้งงอในส่วนที่ 1 และส่วนที่ 3 ของโครงสร้างดังภาพที่ 4.53 เพื่อที่จะยืนยันผลกระทบจากส่วนโค้งงอของโครงสร้าง ผลการพิสูจน์จะถูกนำเสนอในหัวข้อต่อไป

4.2.1.2 ผลกระทบจากส่วนที่โค้งของสายตัวนำ TSI ต่อการเกิด EMI

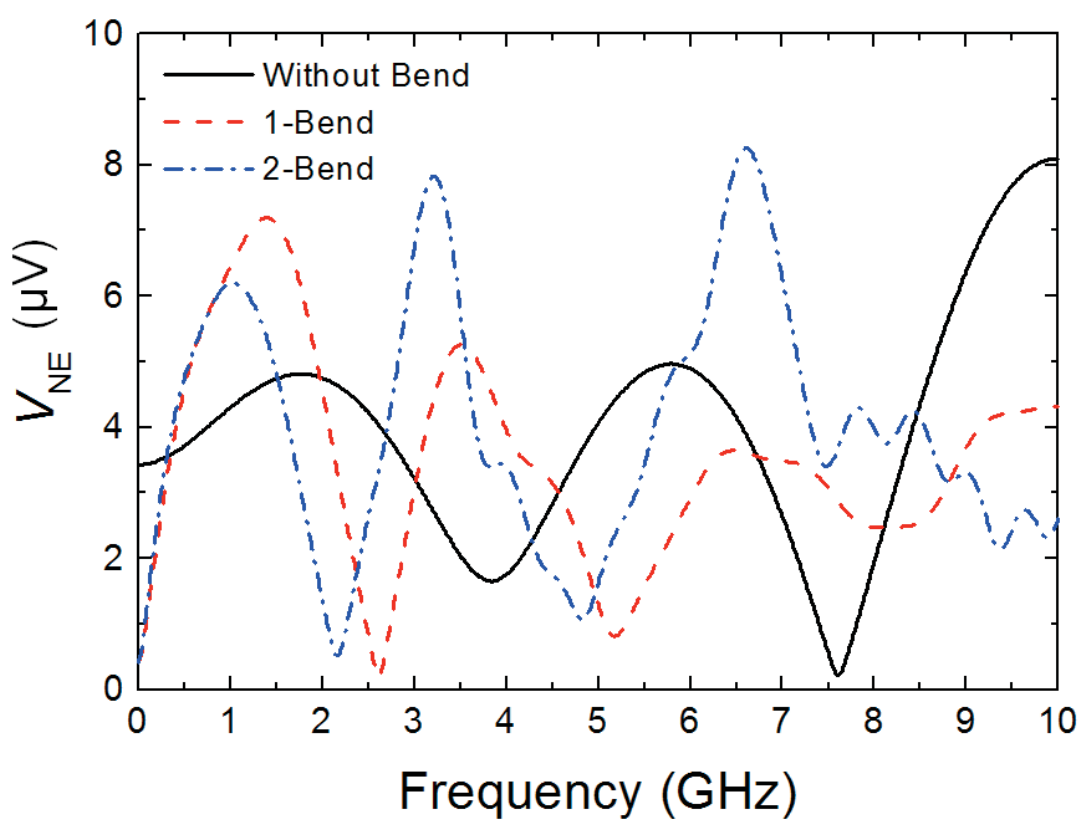
ภาพที่ 4.58 คือโครงสร้างที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากส่วนโค้งของสายตัวนำที่มีต่อลักษณะการตอบสนองทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โครงสร้างที่ถูกนำมาศึกษาประกอบด้วย แบบที่ 1 คือ โครงสร้างสายตัวนำคู่ขนานแบบปกติ, แบบที่ 2 คือโครงสร้างสายตัวนำคู่ขนานที่มีส่วนโค้งงอ 1 ส่วน, แบบที่ 3 คือโครงสร้างสายตัวนำคู่ขนานที่มีส่วนโค้งงอ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



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

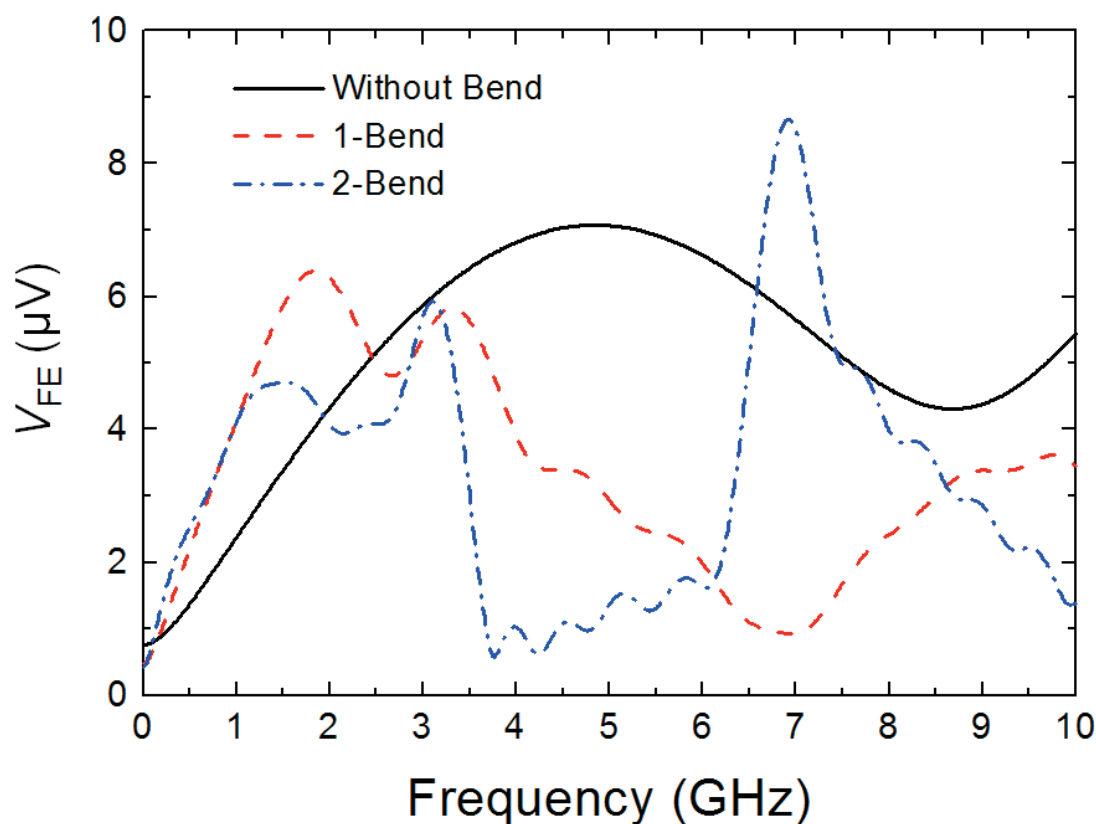


ภาพที่ 4.59 โครงสร้างภาคตัดขวางของสายตัวนำที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากการโค้งงอ



ภาพที่ 4.60 แรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง Near-end ของ TSAI

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



ภาพที่ 4.61 แรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง Far-end ของ TSAI

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

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

จากผลการคำนวณ พบว่าการโค้งงอของสายนั้นส่งผลต่อการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้างซึ่งส่งผลกระทบต่อ ลักษณะการตอบสนองทางความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากการตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ลักษณะที่เกิดขึ้นนี้ เป็นอุปสรรคต่อการวิเคราะห์ผลที่จะใช้ในการออกแบบซึ่งเป็นวัตถุประสงค์หลักใน

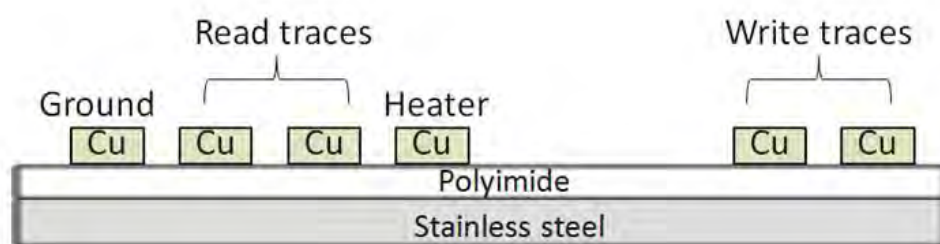
การศึกษา ดังนั้นเพื่อให้ได้ผลการออกแบบ TSAI ที่สามารถลด EMI ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในงานวิจัยนี้ จึงหลีกเลี่ยงการพิจารณาผลกระทบจากการโค้งงอของสายตัวนำโดยการทำโครงสร้างเป็นสายคู่ขนาน เพื่อใช้พัฒนาปรับปรุงโครงสร้างให้สามารถลด EMI ได้และสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสาย TSAI ของฮาร์ดดิสก์ได้

4.2.2 ผลการศึกษาการเกิด EMI บนสายคู่ขนานที่วางบนระนาบกราวด์ (ground plane)

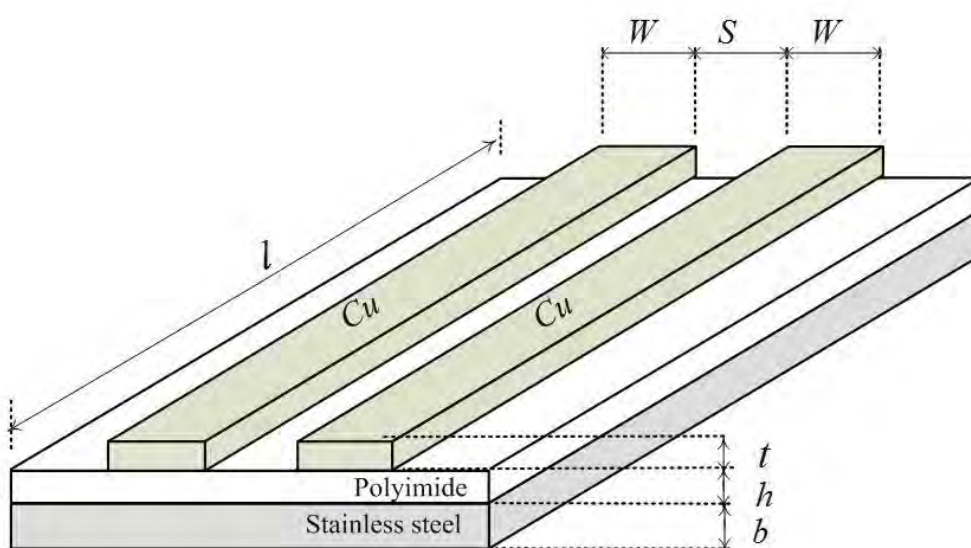
จากการที่โครงสร้างที่โค้งงอของสายตัวนำนั้นส่งผลกระทบต่อพฤติกรรม EMI ซึ่งจะเป็ปัญหาในการศึกษาและออกแบบเพื่อลดการเกิด EMI ให้กับสายตัวนำ เพื่อที่จะตัดผลกระทบดังกล่าวในงานวิจัยนี้ จะทำการจำลองสายตัวนำสัญญาณให้เป็นสายคู่ขนานของสายนำสัญญาณอ่าน (Read traces)

4.2.2.1 สายคู่ขนาน TSAI ที่จำลองจากสายอ่าน

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



(a)



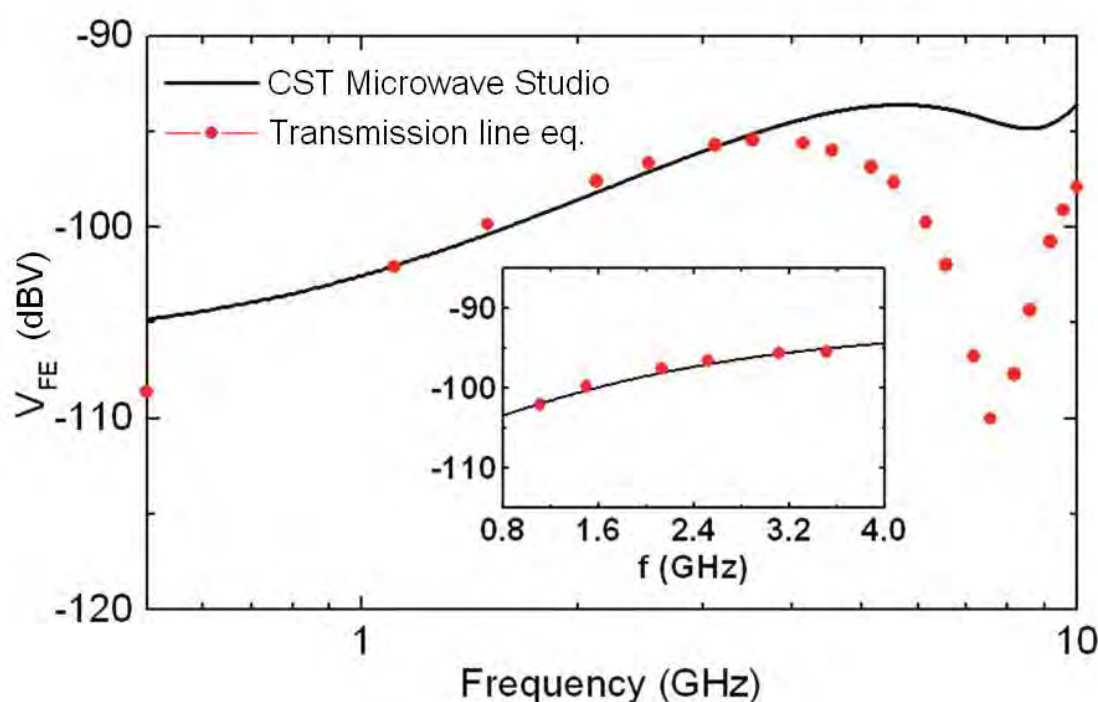
(b)

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

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

4.2.2.2 ผลการคำนวณแรงดันเหนี่ยวนำสายคู่ขนาน TSAI ที่จำลองจากสายอ่าน (Read Traces)

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



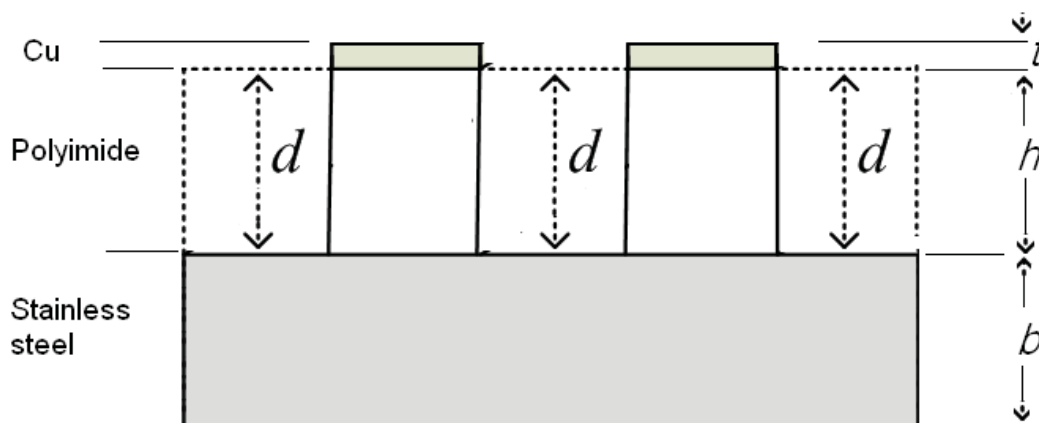
ภาพที่ 4.63 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ปลายสายด้านไกล (V_{FE})

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

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

4.2.3 ผลการออกแบบ TSAI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก

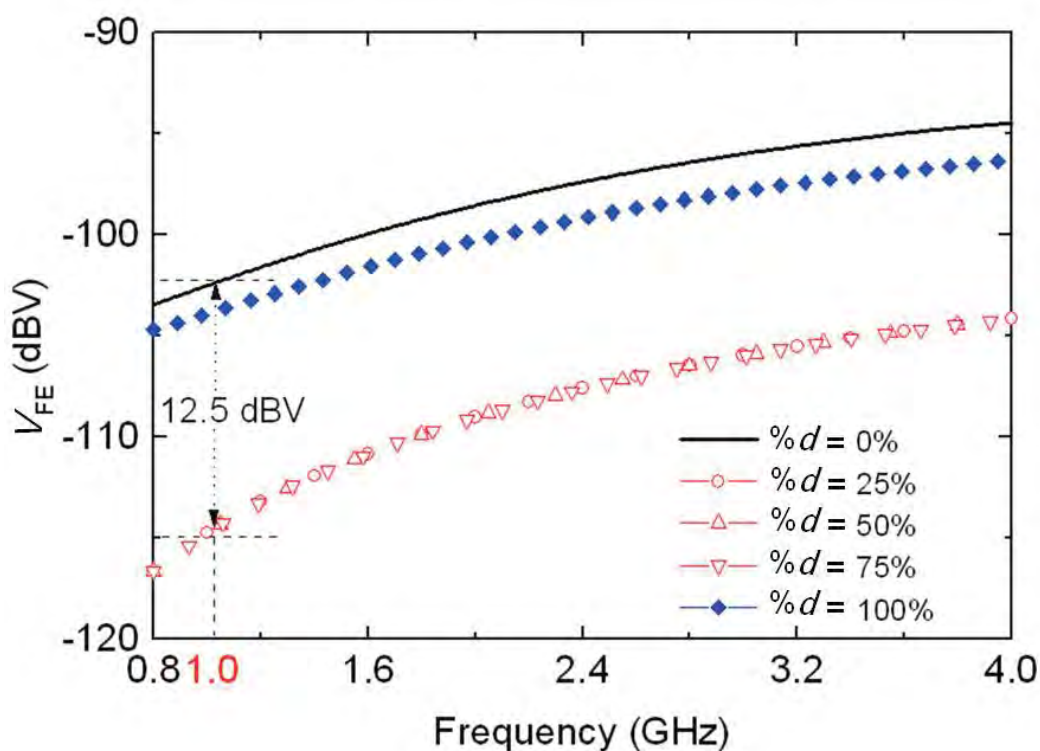
การออกแบบโดยใช้หลักการสูญเสียในชั้นไดอิเล็กตริก ตามที่นำเสนอไว้ในหัวข้อ 3.2.3.2 คือการเจาะชั้นที่ไดอิเล็กตริกของสายตัวนำ จากรูป 4.64 ซึ่งความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 10 ไมโครเมตร การศึกษาผลกระทบจากระยะความหนาของการเจาะ (d) ในการออกแบบจะทำการเปลี่ยนขนาดความหนาของการเจาะโดยคิดเป็นค่าเปอร์เซ็นต์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



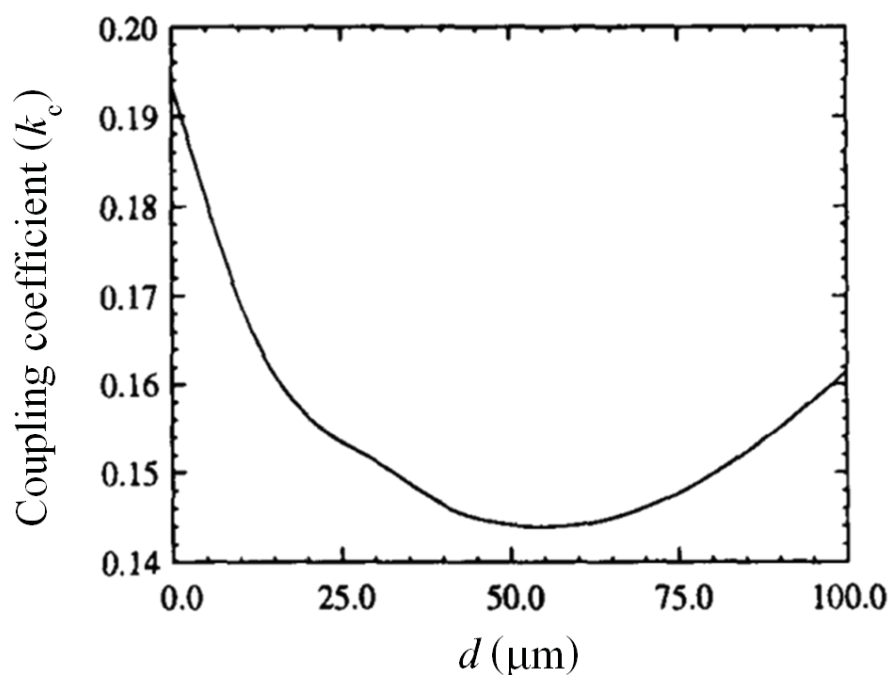
ภาพที่ 4.64 โครงสร้างที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากระยะความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก (d)

4.2.3.1 แรงดันเหนี่ยวนำจากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก

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



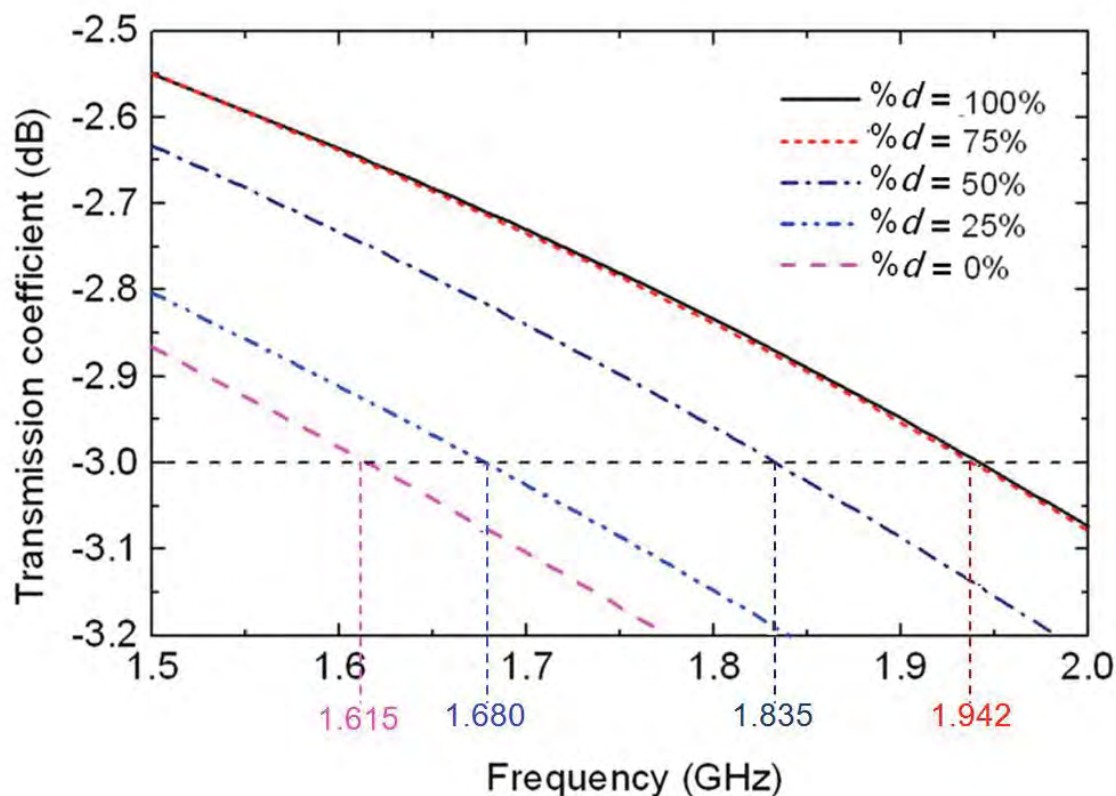
ภาพที่ 4.13 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d)



ภาพที่ 4.66 Coupling coefficient (k_c) ที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก [33]

4.2.3.2 ประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณจากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก

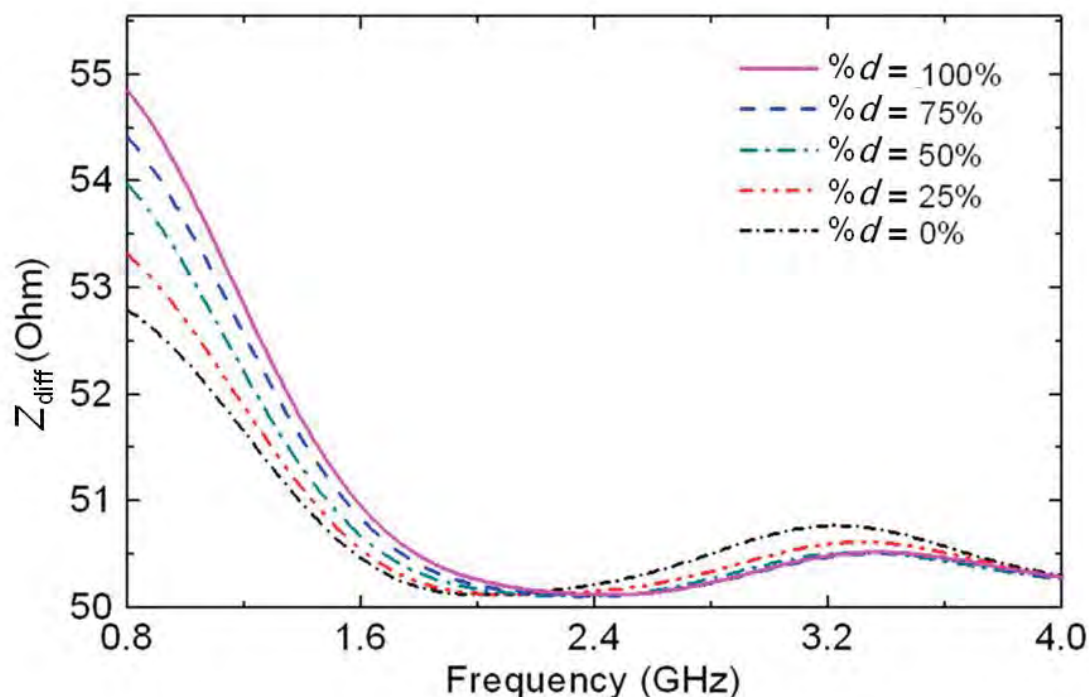
ภาพที่ 4.67 คือสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณของสายตัวนำ พิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 1.5 GHz ถึง 2 GHz พบว่าขนาดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านนั้นลดลงเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและในช่วงความถี่ที่นำเสนอพบว่าการลดลงของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านนั้นจะลดลงเป็นเชิงเส้นกับการเพิ่มความถี่ลักษณะที่เกิดขึ้นนี้เป็นผลจากการสูญเสียกำลังของสัญญาณในสายนำสัญญาณที่ความถี่สูงอันเนื่องมาจาก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



ภาพที่ 4.67 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d)

4.2.3.3 อิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำจากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก

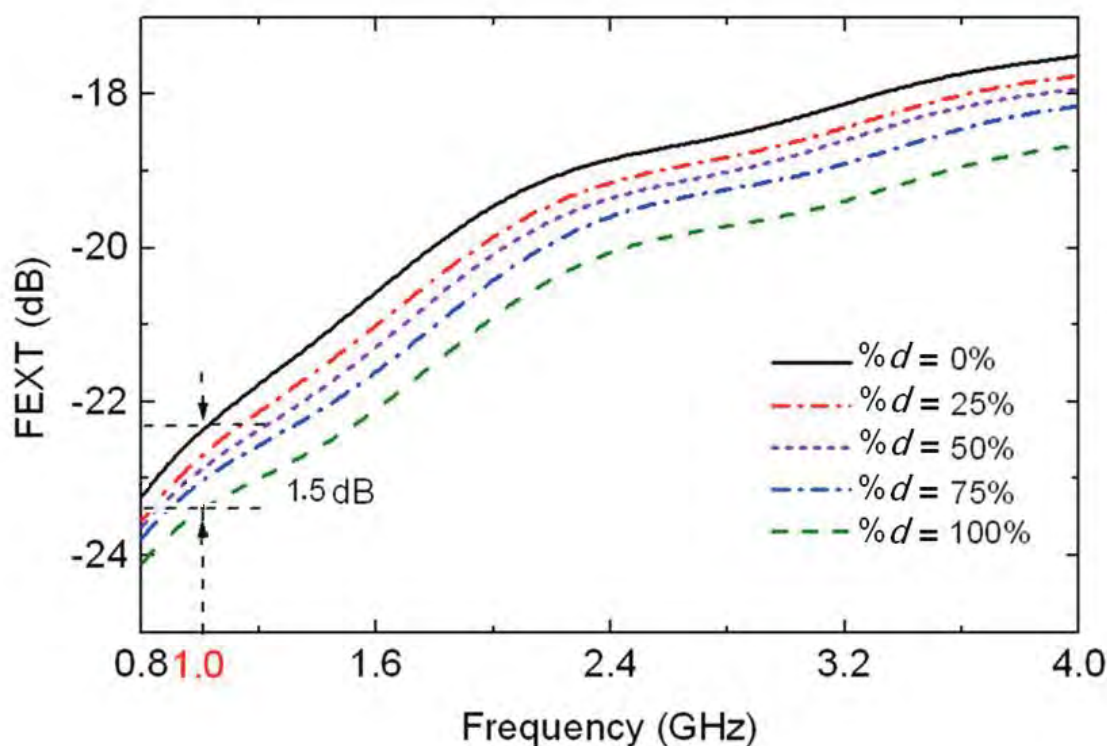
ภาพที่ 4.68 คือผลการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กตริก จากผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 800 MHz ถึง 4 GHz ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำนั้นลดลงตามการเพิ่มความถี่ ซึ่งในช่วง 800 MHz ถึง 1.6 GHz จะลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำสุดจะเกิดขึ้นในช่วงความถี่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



ภาพที่ 4.68 อิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความลึกของการเจาะชั้นไดอิเล็กทริกที่อยู่ระหว่างสายตัวนำ (%d)

4.2.3.4 Crosstalk (XT)

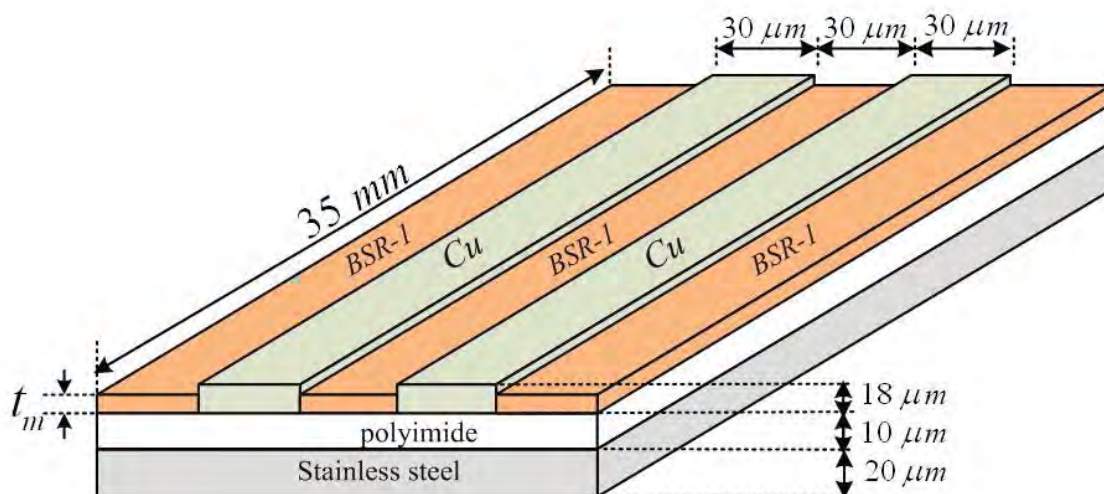
ภาพที่ 4.69 คือ Crosstalk ที่ด้านไกล (FEXT) ที่แต่ละเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กทริก จากผลตอบสนองทางความถี่ในช่วง 800 MHz ถึง 4 GHz ขนาดของ FEXT นั้นเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มความถี่ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาผลกระทบจากการเจาะชั้นไดอิเล็กทริกจะพบว่า ขนาดของ FEXT ในช่วง 800 MHz ถึง 2 GHz จะมีผลขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กทริก โดย FEXT จะมีขนาดลดลงเมื่อเพิ่มเปอร์เซ็นต์ความหนาของการเจาะชั้นไดอิเล็กทริก สำหรับการเจาะชั้นไดอิเล็กทริกที่ 100% ในช่วงความถี่ 800 MHz ถึง 1 GHz การลดลงของ FEXT จะอยู่ที่ประมาณ 1 dB แต่เมื่อความถี่เพิ่มมากกว่า 1 GHz FEXT จะมีการลดลงมากกว่า 1.5 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการออกแบบสาย TSAI ด้วยวิธีการเจาะชั้นไดอิเล็กทริกนั้นสามารถที่จะลดขนาดของ FEXT ได้ โดยการเจาะชั้นไดอิเล็กทริกที่ 100% จะให้ผลการลด FEXT ที่ดีที่สุดสำหรับโครงสร้าง TSAI ที่นำเสนอ



ภาพที่ 4.69 FEXT จากผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความหนาของการเซาะชั้นไดอิเล็กตริก

4.2.4 ผลการออกแบบ TSAI โดยหลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็ก

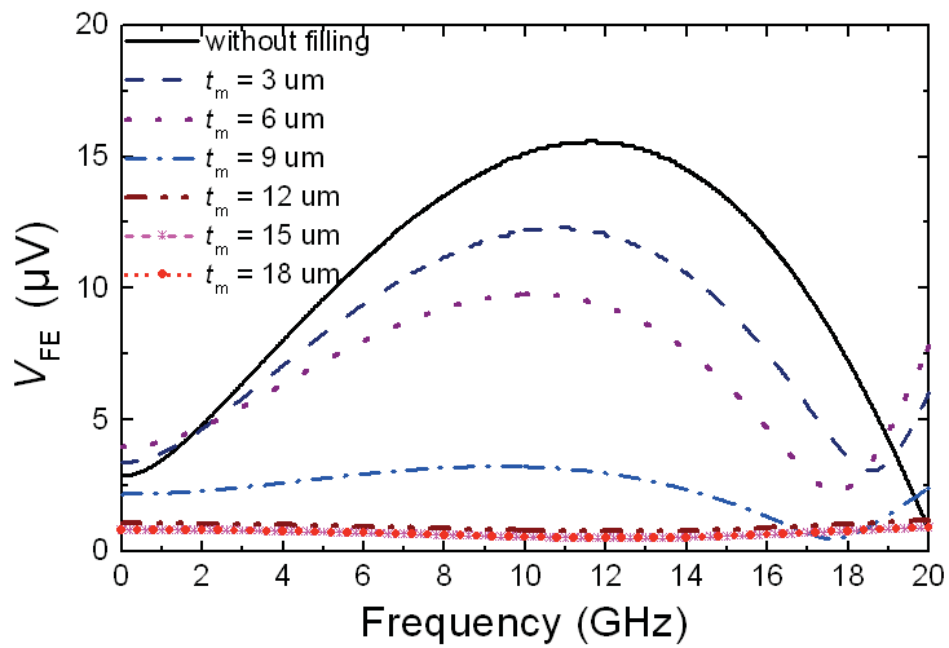
การออกแบบโดยใช้หลักการสูญเสียในวัสดุแม่เหล็กในการศึกษานี้คือ การเติมชั้นวัสดุดูดซับที่เป็นวัสดุแม่เหล็ก (Magnetic material) ลงไปที่ช่องว่างระหว่างสายตัวนำ (Cu) โดยที่ความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m) ที่เติมลงไปนั้นจะต้องไม่หนาเกินกว่าความหนาของสายตัวนำคือ 18 ไมโครเมตรดังแสดงในภาพที่ 4.70 โครงสร้าง TSAI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



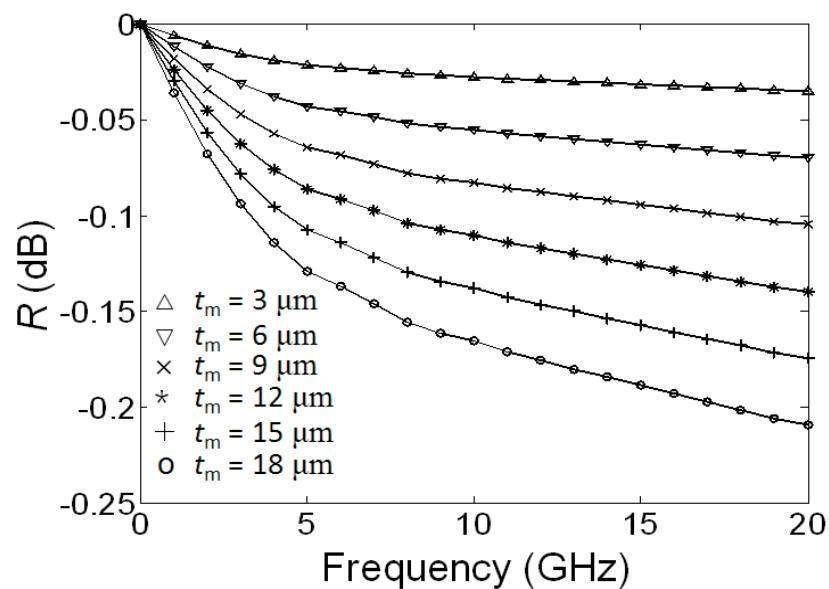
ภาพที่ 4.70 โครงสร้าง TSAI ที่ใช้ศึกษาผลกระทบจากการเติมวัสดุดูดซับ BSR-1

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

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



ภาพที่ 4.71 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แต่ละการเปลี่ยนแปลงความหนาของชั้นวัสดุดูดซับ (t_m)



ภาพที่ 4.72 การสูญเสียจากการสะท้อน (Reflective loss)

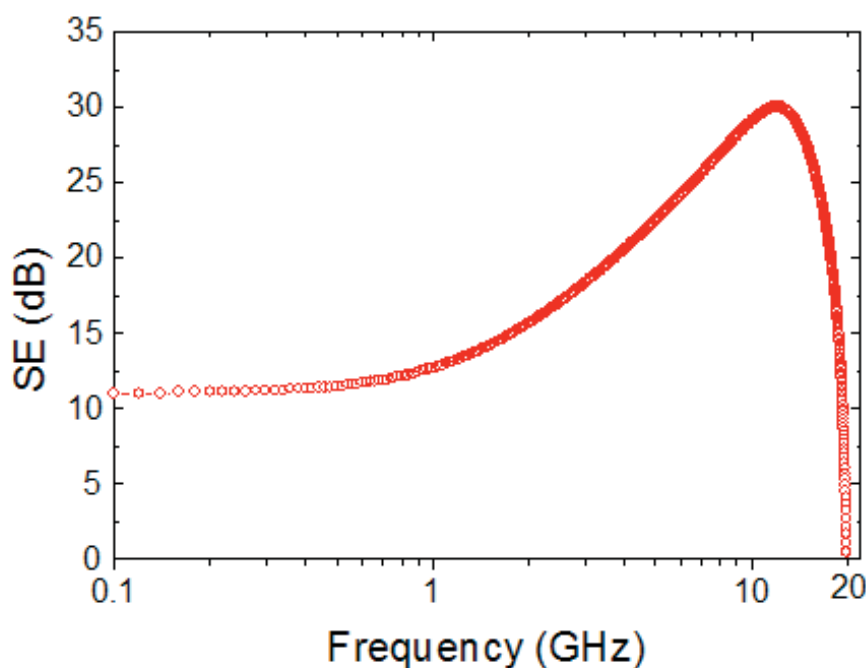
ลดลงเมื่อเพิ่มความหนาของตัวดูดซับ นั่นหมายถึงวัสดุ BSR-1 สามารถดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้มากขึ้น เมื่อความหนาของชั้น BSR-1 เพิ่มขึ้น จึงเป็นผลทำให้ผลการเพิ่มระดับความหนาของตัวดูดซับ (t_m) จึงทำให้ V_{FE} มีค่าลดลง ดังนั้นการออกแบบสาย TSI เพื่อลดผลกระทบจาก EMI ด้วยเติมตัวดูดซับทางแม่เหล็กที่

ช่องว่างระหว่างสายตัวนำก็เป็นอีกหนึ่งวิธีที่สามารถนำมาใช้ลดผลกระทบจากการเกิด EMI บนสายนำสัญญาณ TSI ได้

4.2.4.2 ประสิทธิภาพการป้องกัน (Shielding effectiveness)

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

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



ภาพที่ 4.73 ประสิทธิภาพการป้องกันเมื่อ $t_m = 18$ ไมโครเมตร

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

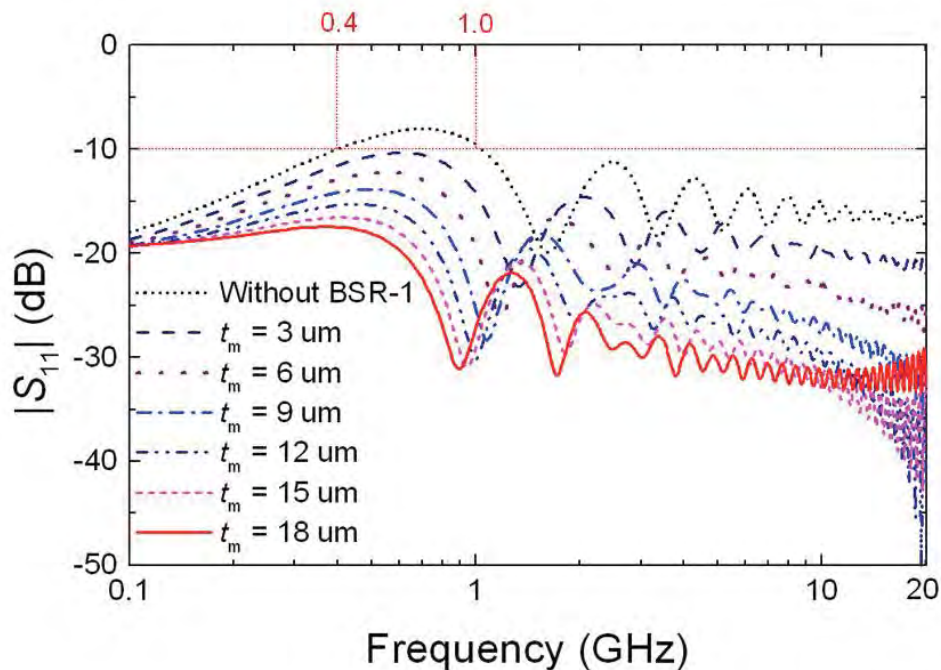
การตกกระทบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายนอกได้เกินกว่า 10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 100 MHz ถึง 19 GHz และจะให้ประสิทธิภาพการป้องกันสัญญาณได้สูงที่สุดเท่ากับ 30 dB ที่ความถี่ 12 GHz

4.2.4.3 การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวนในสายตัวนำ

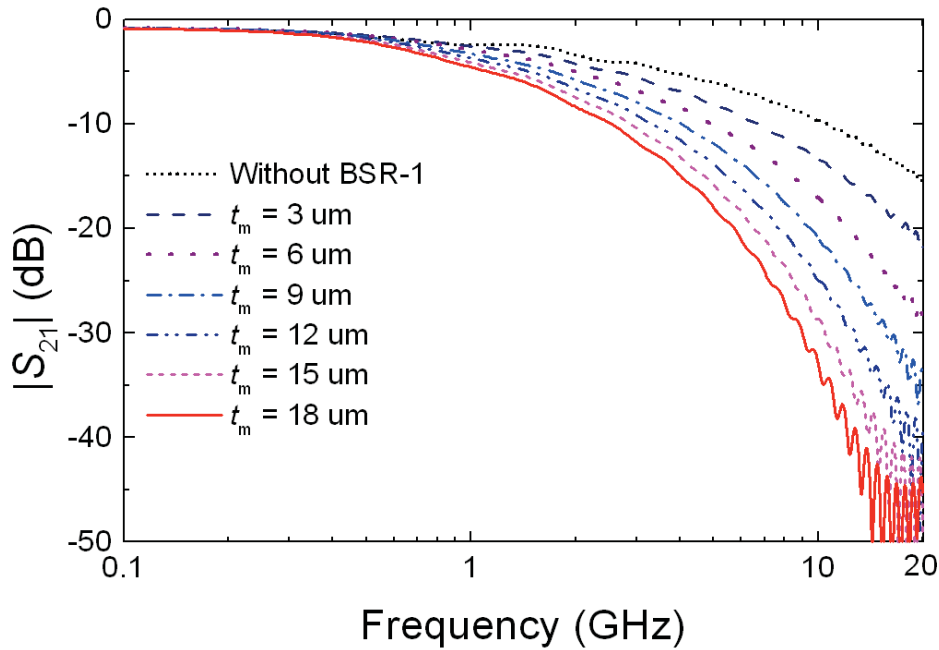
การนำเสนอส่วนนี้เป็นผลการจำลองในกรณีการเกิดสัญญาณรบกวนภายในสาย (Conduction in-line noise) ซึ่งลักษณะสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณรบกวนฮาร์โมนิค (Harmonic noise) ดังที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2.3.3 ผลการคำนวณที่ใช้วิเคราะห์การดูดซับพลังงานจากสัญญาณรบกวนนั้น ประกอบด้วย Reflection loss, $|S_{11}|$, และ Insertion loss,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

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

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



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



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

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

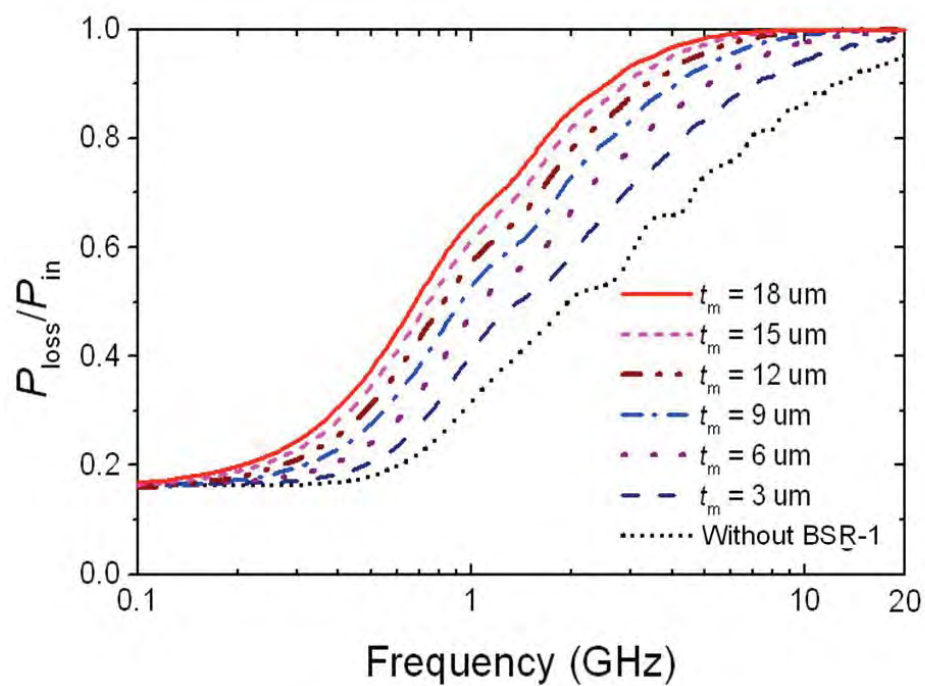
2) อัตราส่วนระหว่างกำลังที่สูญเสียกับกำลังด้านอินพุต ($P_{\text{loss}}/P_{\text{in}}$) และผลต่างระหว่าง

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

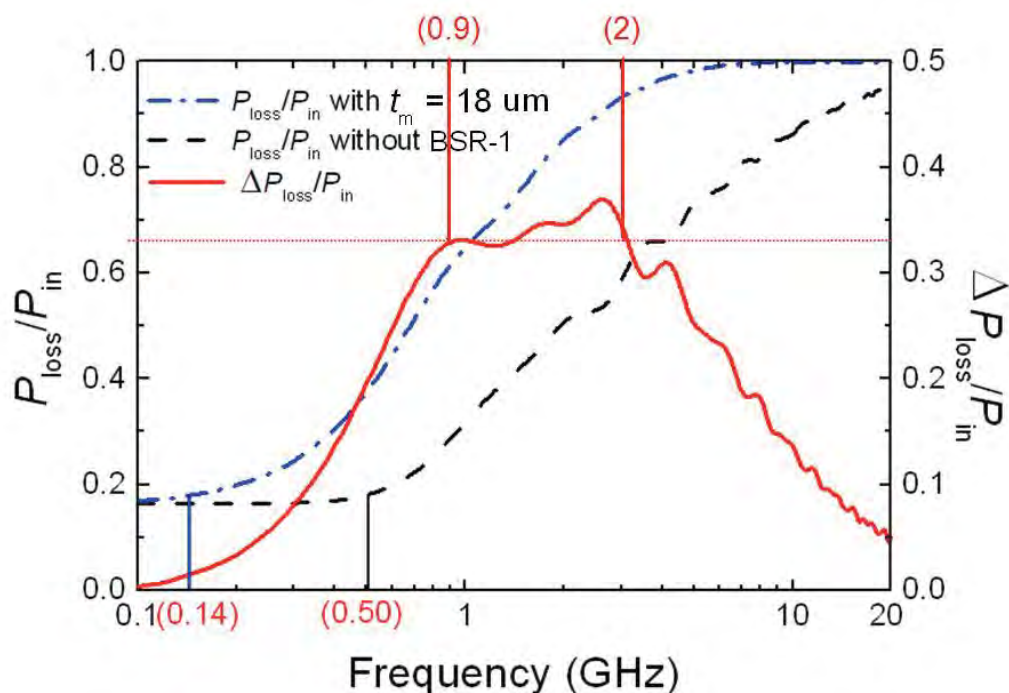
$$(\Delta P_{\text{loss}}/P_{\text{in}})$$

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

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



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



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

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

เอกสารอ้างอิง

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

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

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

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 ผลของ Electromagnetic Coupling

5.1.1.1 การตรวจสอบผลการจำลองของโปรแกรม CST Microwave Studio

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

5.1.1.2 การหาบริเวณวิกฤตที่เกิด crosstalk บนสายนำสัญญาณ HGA

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

5.1.1.3 การลด crosstalk ด้วยวิธีการ windowing

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

5.1.1.4 การเติมวัสดุชั้นระบายอ้างอิงที่เหมาะสมในการลด crosstalk บนสาย HGA

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

และส่วนปลายสายที่มีการเติมวัสดุที่ระดับ 99% ตามที่เสนอในการศึกษานี้สามารถช่วยลด crosstalk ลงได้สูงถึง 31.96 dB ในช่วงความถี่ใช้งานและทดสอบประสิทธิภาพของหัวบันทึกของสาย HGA ในปัจจุบัน

5.1.1.5 การลด crosstalk ด้วยสารประกอบแม่เหล็ก

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

5.1.1.6 การผสมเทคนิคการลด crosstalk กับสาย HGA

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

5.2.1 ผลของ Electromagnetic Interference

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

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

5.2.1.1 ส่วนของสายตัวนำที่เกิดผลกระทบ

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

ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการออกแบบในงานวิจัยนี้จึงจะจงที่จะใช้โครงสร้างที่เป็นสายคู่ขนานในการวิเคราะห์ผลกระทบของ EMI

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

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

5.2.2.2 การออกแบบการวางสายตัวนำเพื่อลดผลของ EMI

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

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

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

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

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

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

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

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

5.2.2.3 การออกแบบการวางสายตัวนำเพื่อลดสัญญาณรบกวนฮาร์มอนิกในย่านความถี่ตัด

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

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

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

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

5.2 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากงานนี้ยังมีข้อบกพร่องอยู่ จึงขอชี้แนะให้เป็นแนวทางต่อผู้ที่将会นำไปใช้ประโยชน์และผู้ที่ทำการวิจัยต่อไปดังนี้

- ในการศึกษาเป็นการศึกษาถึงการคู่ควบทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือเรียกว่า crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายของ HGA ซึ่งในทางปฏิบัติที่ตำแหน่งปลายสายจะมีโหลดเป็นหัวบันทึกต่ออยู่ ดังนั้นประเด็นผลของ crosstalk ที่เกิดขึ้นบนสายที่มีต่อหัวบันทึกยังคงเป็นประเด็นที่น่าสนใจ

- สายของ HGA ในการศึกษาถูกพิจารณากรณีที่มีสายนำสัญญาณจำนวน 4 เส้น ซึ่งในอนาคตจำนวนของสายนำสัญญาณจะมีจำนวนมากกว่านี้ ดังนั้นประเด็นของจำนวนสายสัญญาณที่ถูกเพิ่มเข้ามาต่อการเกิดการคู่ควบบนสายก็เป็นอีกประเด็นหนึ่งที่น่าสนใจ

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

- จากการเติมวัสดุชั้นที่ระนาบอ้างอิงของส่วนคอโค้งของสาย HGA พบว่าระดับ crosstalk ไม่ได้ลดต่ำลงตามระดับเปอร์เซ็นต์การเติมวัสดุ ต่างจากกรณีที่ศึกษาในหัวข้อ 4.3 ดังนั้นประเด็นของการเติมวัสดุที่ชั้นระนาบอ้างอิงในสายโค้งจะสามารถนำไปศึกษาต่อได้เช่นกัน

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

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

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้จากโครงการนี้

บทความวิจัยในวารสารนานาชาติที่มีค่า Impact Factor และการยื่นจดสิทธิบัตรการประดิษฐ์

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

I. INTRODUCTION

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

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

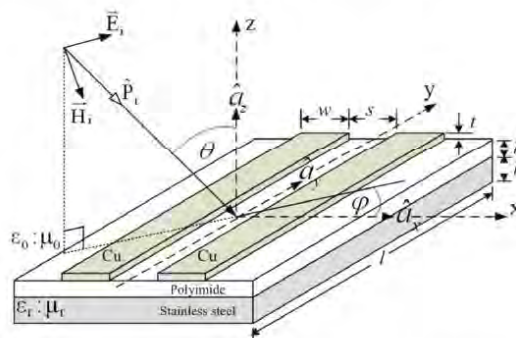


Fig. 1. Schematic structure of conventional TSAI and definition of the external field coupling.

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

II. INTERFERENCE MODEL FOR TSAI

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

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

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

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2011.2148193

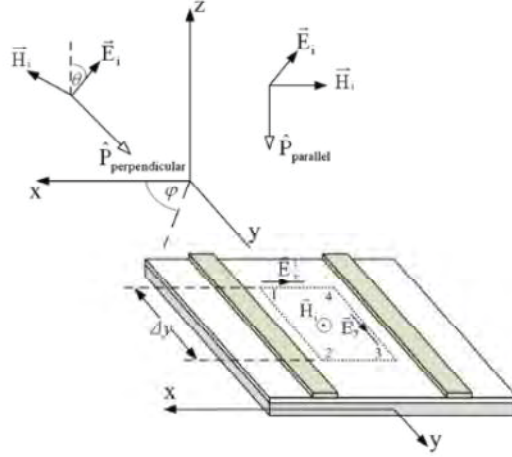


Fig. 2. Coupled mechanisms excited by a plane wave on the traces.

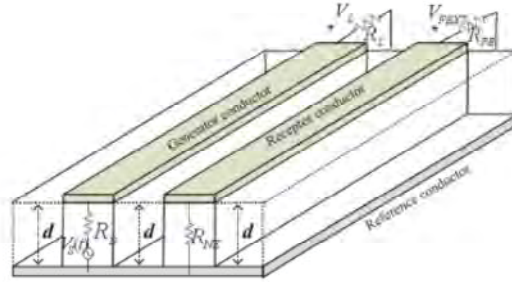


Fig. 3. Generator and receptor traces with source and loads on a microstrip-printed circuit board.

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

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

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

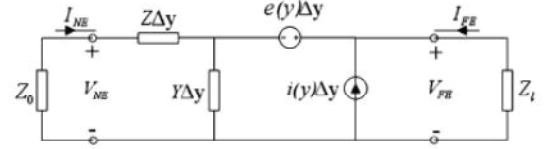


Fig. 4. Per-unit length equivalent circuit for coupled TSAI excited by a plane wave.

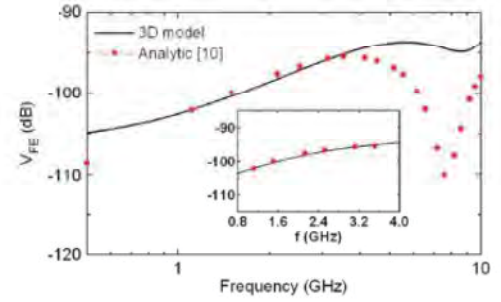


Fig. 5. Induced voltage of TSAI with E-field parallel polarization.

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

III. RESULTS AND DISCUSSIONS

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

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

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

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

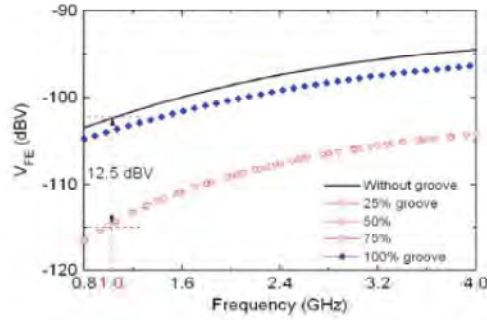
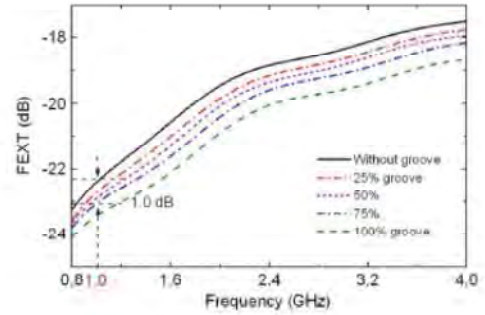
Fig. 6. V_{FE} with various groove depths.

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

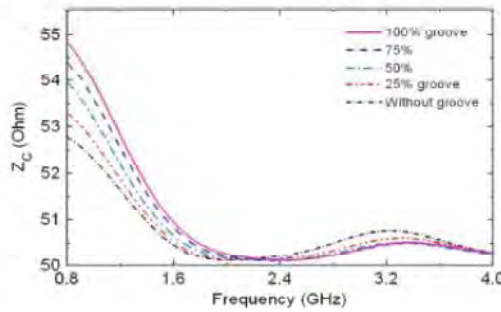


Fig. 7. Characteristic impedance of the proposed model with various groove depths.

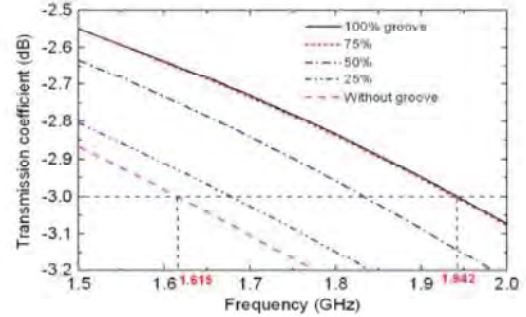


Fig. 9. Zoom-in transmission coefficient with various groove depths.

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

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

B. Crosstalk and Transmission Characteristics

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

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

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

IV. CONCLUSION

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

ACKNOWLEDGMENT

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

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

REFERENCES

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

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

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

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

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

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

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

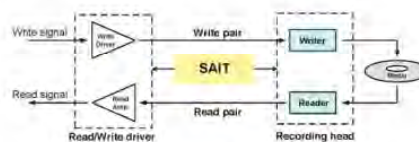


Fig. 1. A diagram of the interconnect links between the recording head and the read/write driver.

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

1. INTRODUCTION

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

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

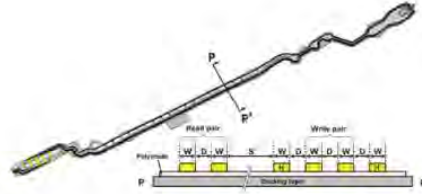


Fig. 2. A 6-trace SAIT 3D model and a cross sectional view along P-P' plane.

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

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

II. THE SUSPENSION ASSEMBLY INTERCONNECTING TRACE STRUCTURE

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

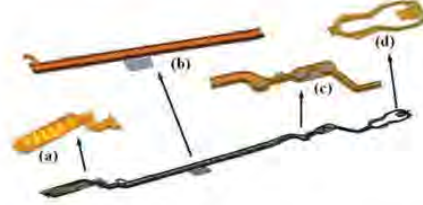


Fig. 3. The 4 sections: (a) NS, (b) SS, (c) BS, and (d) FS.

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

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

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

III. THE CROSSTALK PHENOMENON ON THE INTERCONNECT

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

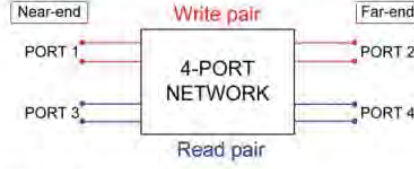


Fig. 4. The 4-port network diagram representing the write and read pairs.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

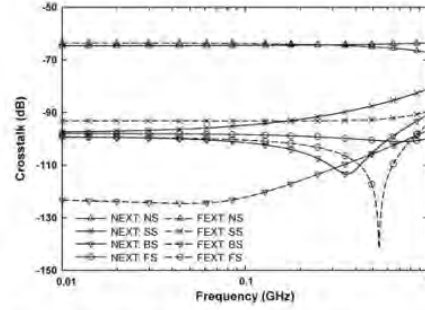


Fig. 5. The NEXT and FEXT of 4-SAIT sections.

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

IV. THE SIMULATION SETTING

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

V. RESULTS AND DISCUSSIONS

A. The crosstalk on each SAIT section

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

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

Parameter	Section			
	NS	SS	BS	FS
C_{md} (μ F)	0.47700	0.06110	0.00120	0.00923
L_{md} (μ H)	0.0256	0.0461	0.1580	0.1030
C_{sd} (pF)	1.360	4.420	1.410	0.871
L_{sd} (μ H)	1.290	0.398	1.240	2.580
C_{md}/C_{sd}	351.917.40	13.826.99	7.892.50	10.604.38
L_{md}/L_{sd}	1.99×10^{-5}	1.16×10^{-4}	1.27×10^{-4}	4.01×10^{-5}

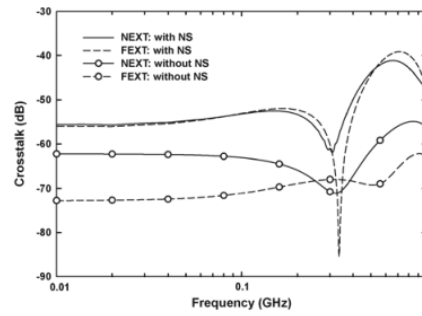


Fig. 6. The crosstalk levels on SAIT in case with and remove NS.

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

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

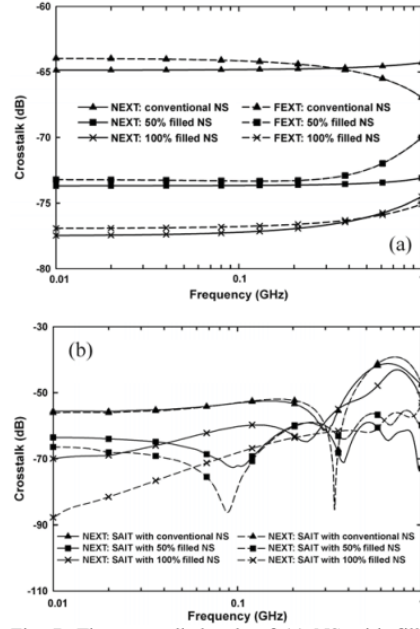


Fig. 7. The crosstalk levels of (a) NS with filled and conventional backing layer and (b) SAIT with filled and conventional NS backing layer.

B. SAIT with and without the near-end section

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

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

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

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

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

VI. CONCLUSIONS

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

ACKNOWLEDGMENT

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

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

REFERENCES

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

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



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

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



Apirat Siritaratiwat received his B.Eng. (EE) from Khon Kaen University in 1992. After working in the industry for few years, he joined the Department of Electrical Engineering, Khon Kaen University in 1994 and continued his postgraduate study at the University

of Manchester, UK, between 1995-1999. He has served in many managerial positions such as Head of Department, Assistant to President for Research Affairs etc. He has done researches in HDD and been one of pioneer researchers of ESD/EOS and EMI in recording heads. Since his researches are mainly jointed with HDD industry, it leaded to the establishment of the KKKU-Seagate Cooperation Research Laboratory and the I/U CRC in HDD Component where he was Director. He has published more than 80 articles and held 4 pending patents.



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

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



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

and advised postgraduate students in his expertise area of HDD development.



Arkom Kaewrawang obtained his B. Eng. (EE), Hon. from Khon Kaen University, M. Eng. (EE) from Chulalongkorn University, and Ph.D. from Shinshu University, Japan. He has done researches with HDD industry in the area of magnetic materials and

high frequency effects to recording heads. He has published more than 20 international articles with many outstanding awards from various sources.

From: frequenz@mwt.tu-darmstadt.de

To: apirat@kku.ac.th

CC:

Subject: FREQ.2012.0138.R1 - Decision Accept

Body: 05-Mar-2013

Dear Prof. Siritaratiwat:

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

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

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

Kind regards
Prof. Rolf Jakoby
Editor in Chief, Frequenz

Reviewer(s)' Comments to Author:

Reviewer: 1

Comments to the Author

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

Date Sent: 05-Mar-2013

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

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

Dedicated ...

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

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

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

1 Introduction

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

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

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

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

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

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

2 Simulation

2.1 Electromagnetic properties of a magnetic composite

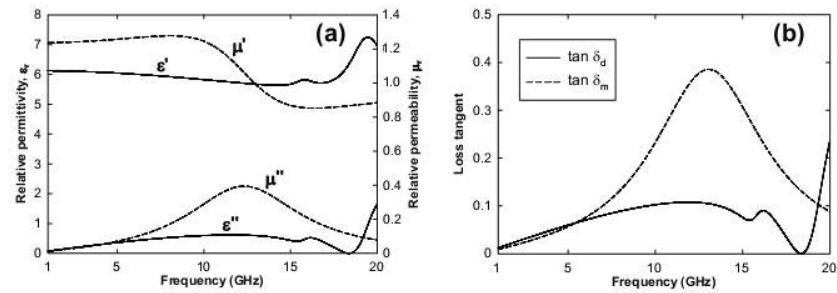


Figure 1. The electromagnetic properties of a magnetic composite material; (a) the complex relative permittivity ($\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$) and permeability ($\mu_r = \mu' - j\mu''$), and (b) the dielectric ($\tan \delta_d$) and magnetic ($\tan \delta_m$) loss tangents.

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

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

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

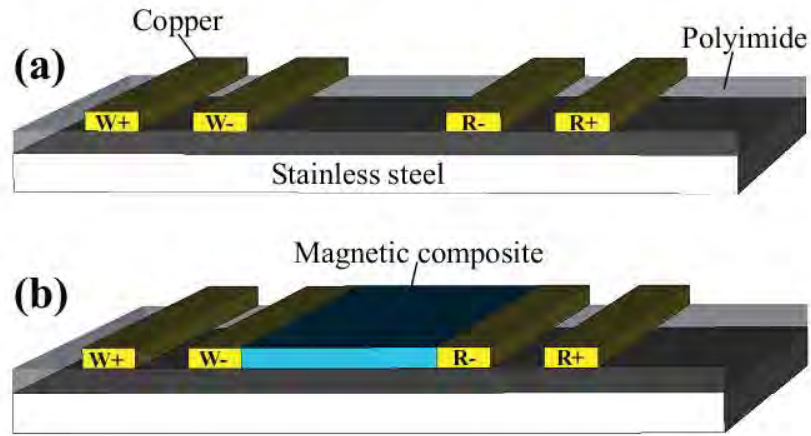


Figure 2. The TSAI structures of (a) conventional and (b) proposed approaches.

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

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

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

2.3 The crosstalk voltage on the read pair

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

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

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

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

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

and

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

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

2.4 The scattering parameters

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

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

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

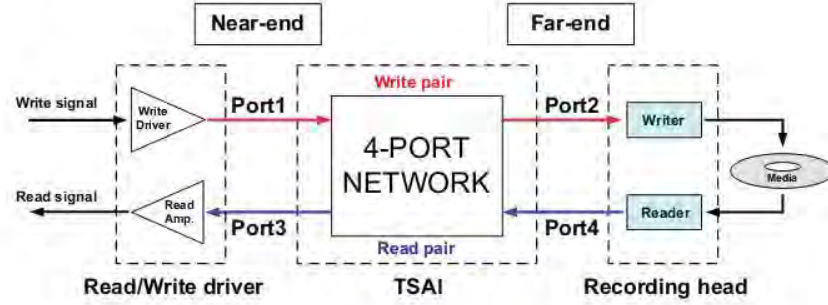


Figure 3. The four-port network diagram used for TSAI.

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

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

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

3 Results and Discussions

3.1 Crosstalk reduction tendency

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

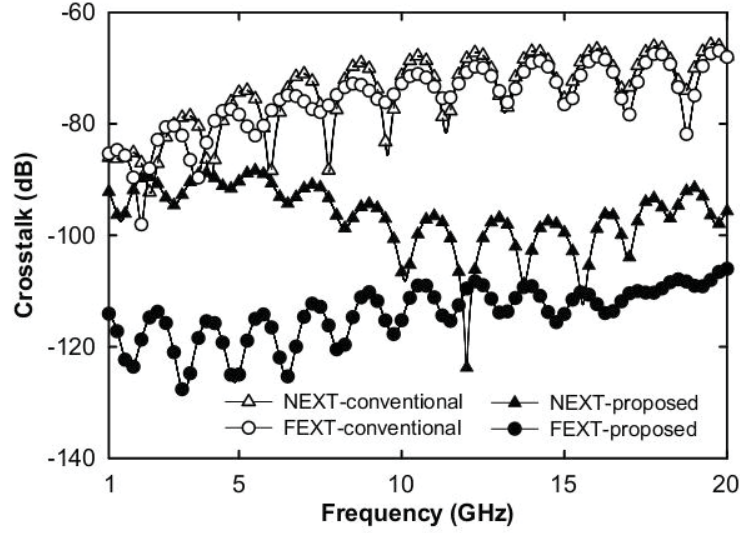


Figure 4. The TSAI crosstalk characteristics of two structures.

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

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

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

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

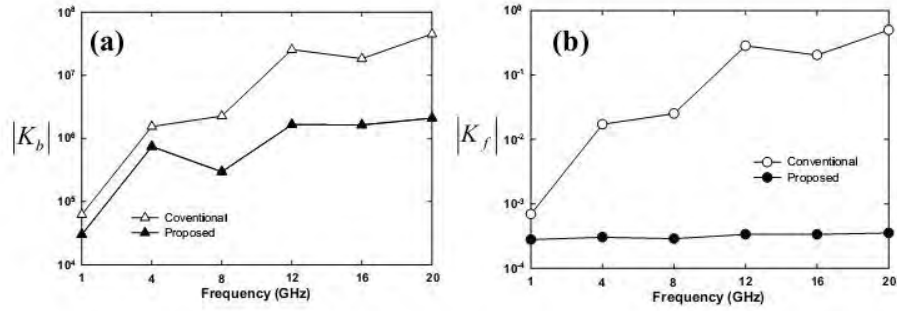


Figure 5. (a) The backward and (b) forward crosstalk coefficients of two TSAI structures.

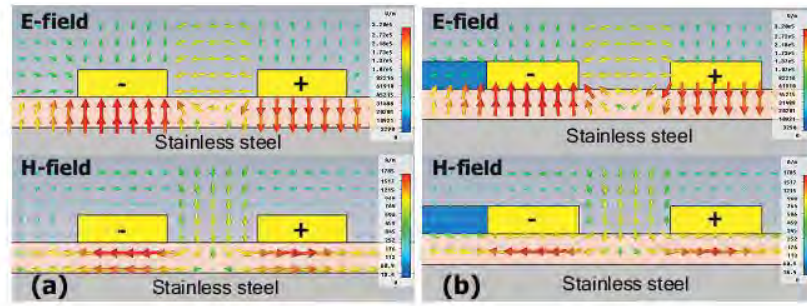


Figure 6. The electromagnetic field of two traces in differential mode of (a) the conventional and (b) the proposed structures.

[23].

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

3.2 Effects of magnetic composite to transmission parameter

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

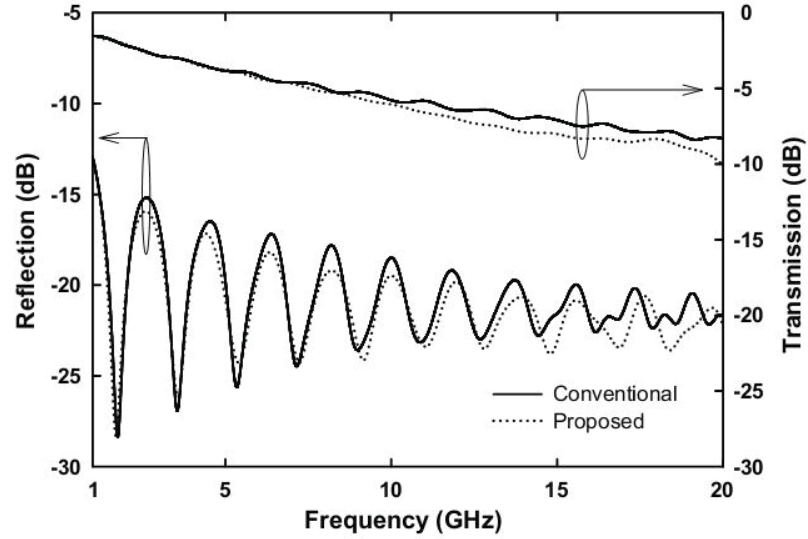


Figure 7. Dependence of reflection and transmission coefficients on frequency.

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

4 Conclusions

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