

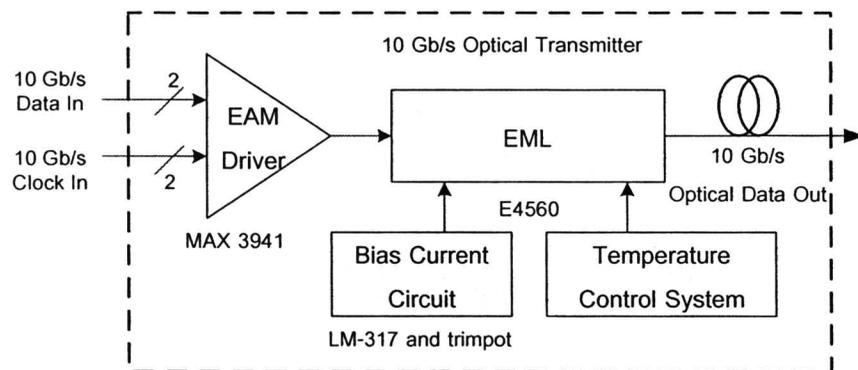
บทที่ 3

การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงอัตรา 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ แบ่งเป็น 4 ส่วนหลัก คือ (1) องค์ประกอบที่เลือกใช้, (2) การออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิ, (3) การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง และ (4) การออกแบบลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1 ถึง 3.4 ตามลำดับ

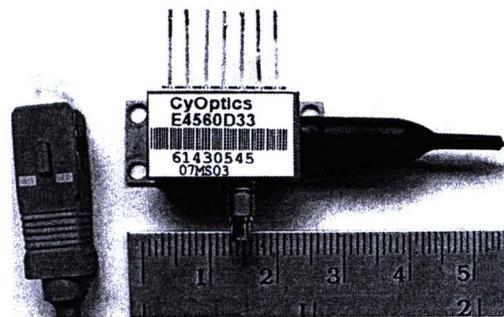
3.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้

องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง 10 Gb/s แสดงดังรูปที่ 3.1 อุปกรณ์ที่เลือกใช้ ประกอบด้วย (1) เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าภายใน (EML) ภายในประกอบด้วยเลเซอร์ชนิด DFB และตัวมอดูเลเตอร์ชนิด EAM, (2) วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit) ทำหน้าที่จ่ายกระแสไบแอสให้กับเลเซอร์ DFB ที่อยู่ภายใน และ (3) ตัวขับมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (EAM Driver) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าที่จะเข้ามามอดูเลตกับสัญญาณทางแสง โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1 ถึง 3.1.3 ตามลำดับ ส่วนระบบควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control System) ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อที่ 3.2.1



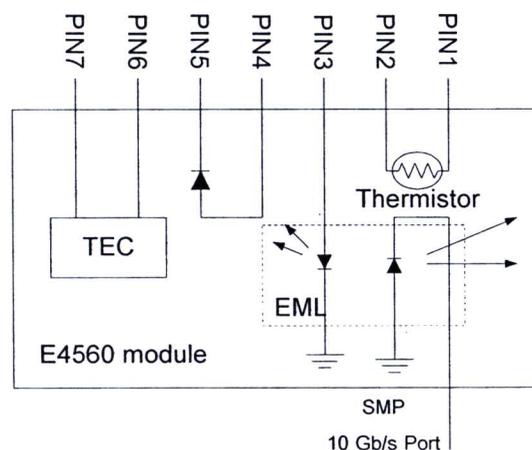
รูปที่ 3.1 องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

3.1.1 เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดุกกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (EML)



รูปที่ 3.2 แหล่งกำเนิดแสงแบบ EML โมดูล E4560

แหล่งกำเนิดแสงเลือกใช้เป็น EML โมดูล E4560 ของบริษัท CyOptics แสดงดังรูปที่ 3.2 เนื่องจากเป็นแหล่งกำเนิดแสงที่มีสเปกตรัมแคบซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานในระบบ DWDM และมีกำลังแสงสูง ทำให้สามารถนำเลเซอร์นี้มาใช้งานส่งข้อมูลระยะทางไกลได้ถึง 40 km นอกจากนี้ยังมีตัวมอดูเลเตอร์อยู่ภายในที่มีอัตราเร็วสูงสุด 12.5 Gb/s ซึ่งเร็วพอในการมอดูเลตสัญญาณข้อมูล 9.9532 Gb/s ตามมาตรฐานของ SONET(OC-192)/SDH(STM-64) สำหรับสิ่งที่ขาดไม่ได้ในการควบคุมอุณหภูมิ คือ TEC และเทอร์มิสเตอร์ที่บรรจุอยู่ภายใน EML โมดูล ดังนั้นถ้านำองค์ประกอบทั้งสองมาเชื่อมต่อกับวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ ก็จะสามารถนำเลเซอร์ตัวนี้มาใช้ในการส่งข้อมูลแบบ DWDM ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่ E4560 มีช่วงการปรับอุณหภูมิได้ 20 °C ถึง 35 °C [37] ซึ่งประมาณช่วงในการปรับความยาวคลื่นได้กว้าง (0.1 nm/ °C X 15 °C) เท่ากับ 1.5 nm ซึ่งครอบคลุมประมาณ 2 และ 8 ช่องสัญญาณของระบบ 100 GHz และ 25 GHz DWDM ตามลำดับ



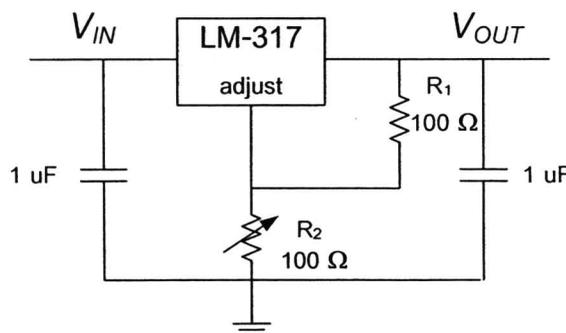
รูปที่ 3.3 วงจรภายในของแหล่งกำเนิดแสงชนิด EML โมดูล E4560

วงจรภายในของ EML โมดูล E4560 แสดงดังรูปที่ 3.3 ภายในประกอบด้วย (1) DFB เลเซอร์ซึ่งให้กำลังแสงขาออกสูงสุดที่ 13 dBm (20 mW) ซึ่งต้องการกระแสไบแอสในช่วง 50 ถึง 100 mA สำหรับการทำงานปกติ และ 5 ถึง 35 mA สำหรับค่ากระแสขีดเริ่มของเลเซอร์ ผ่านขาที่ 3 ซึ่งเป็นขาลेเซอร์แอนโอด โดยที่สเปกตรัมมีระดับ Side-Mode Suppression Ratio 30 dB, (2) มอดูเลเตอร์ชนิด EAM ทำงานด้วยค่าแรงดันไบแอส (V_{BIAS}) อยู่ในช่วง -1 ถึง 0 V สำหรับการส่งบิต 1 และมีแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) หรือ V_{P-P} อยู่ในช่วง 1.5 ถึง 2.5 V ดังนั้นจึงทำให้บิต 0 มีค่าอยู่ในช่วงของแรงดัน -3.5 ถึง -1.5 V, (3) เทอร์มิสเตอร์ขนาด 10 k Ω โดยมีค่าคงที่ β อยู่ในช่วง 3700 ถึง 4100 ที่อุณหภูมิ 25 °C โดยเชื่อมต่อเข้าขาที่ 1 และ 2, (4) TEC ซึ่งมีความสามารถในการระบายความร้อนมากถึง 55 °C โดยสามารถป้อนกระแส TEC ได้สูงสุด 1.3 A ผ่านขาที่ 6 สำหรับกระแส TEC บวกและผ่านขาที่ 7 สำหรับกระแส TEC ลบ ตามลำดับ, และ (5) ตัวตรวจจับแสงสำหรับติดตามกำลังแสงขาออกของเลเซอร์ชนิด DFB ซึ่งสามารถนำมาใช้งานร่วมกับระบบควบคุมกำลังแสงแบบอัตโนมัติ (Automatic Power Control, APC) ได้[19] โดยป้อนไฟ 5 V ที่ขา 5 ซึ่งเป็นขาแคโทด ส่วนขาที่ 6 เป็นขาแอนโอดสำหรับต่อลงกราวด์

3.1.2 วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit)

วงจรจ่ายกระแสไบแอส ทำหน้าที่จ่ายกระแสคงที่ให้กับเลเซอร์เพื่อการเปล่งแสง เลือกใช้ วงจรเป็นตัวคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulator) โมดูล LM-317 ของบริษัท National Semiconductor ให้ทำงานร่วมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (trimpot) แสดงดังรูปที่ 3.4 วงจรนี้ต้องการแรงดันขาเข้า (V_{IN}) 3.3 V และมีแรงดันขาออกขึ้นอยู่กับแรงดันอ้างอิงที่จ่ายจาก LM-317 ซึ่งมีความนิ่งในระดับ 1% ส่วนการจ่ายกระแสทำได้จากการปรับแรงดันขาออกจากตัวต้านทาน R_2 ตามสมการที่ (3.1)[38] เพื่อป้อนกระแสไบแอสไปยังเลเซอร์ ดังนั้นจึงเลือก R_1 มีขนาด 100 Ω และ R_2 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ซึ่งมีค่าสูงสุด 100 Ω เพื่อสามารถปรับ V_{OUT} ได้สูงสุด 2.5 V

$$V_{OUT} = 1.25 * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.1)$$

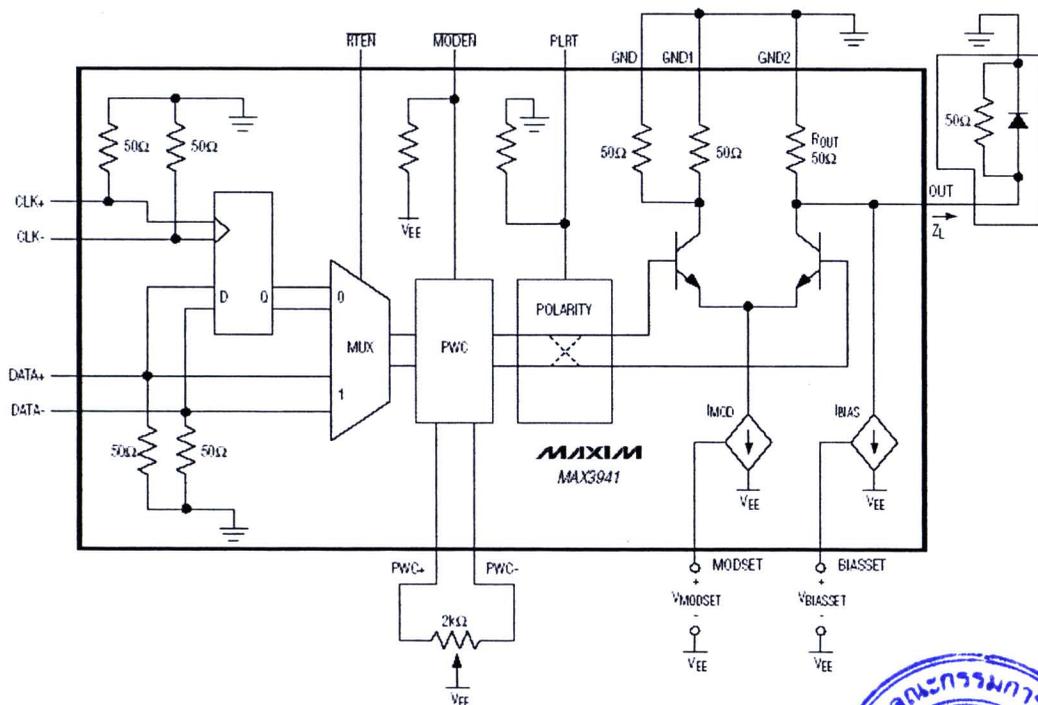


รูปที่ 3.4 วงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์ใช้ตัวคุมค่าแรงดันโมดูล LM-317

3.1.3 ตัวขับมอดูเลเตอร์ชนิดคูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (EAM Driver)

ตัวขับ EAM เลือกใช้เป็นวงจรรวม (Integrated Circuit, IC) โมดูล MAX 3941 ของบริษัท MAXIM ทำหน้าที่ขยายสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) ก่อนจะป้อนเข้าไปยังตัวมอดูเลเตอร์เพื่อเพิ่มค่าสัดส่วนเอกซ์ติงชันให้กับสัญญาณแสง โดยที่ MAX3941 สามารถขยายสัญญาณ CML (Common Mode Logic) หรือ สัญญาณที่มีขนาดเล็กตั้งแต่ 0.2-1.6 V_{p-p} ให้มีขนาดใหญ่ขึ้นได้เป็น 1 ถึง 3 V_{p-p} โมดูล MAX3941 รองรับสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าอัตราเร็วสูงสุด 10.7 Gb/s นอกจากนั้นยังสามารถปรับระดับแรงดันไบแอสได้สูงสุด -1.25 V ซึ่งเพียงพอที่จะนำมาใช้งานร่วมกับ EAM ของเลเซอร์โมดูล E4560

แผนภาพวงจรภายในของตัวขับ EAM โมดูล MAX 3941 แสดงดังรูปที่ 3.5[39] ตัวชิปต้องการสัญญาณขาเข้า 4 เส้น ประกอบด้วย สัญญาณข้อมูลแบบผลต่าง 2 เส้น (DATA+, DATA-) ที่มีระดับแรงดันสูงสุดอยู่ในช่วง -1 ถึง 0 V ด้วยขนาดของแรงดัน V_{p-p} ไม่เกิน 1.6 V และสัญญาณนาฬิกาแบบผลต่าง 2 เส้น (CLK+, CLK-) โดยที่สัญญาณนาฬิกาใช้สำหรับกระบวนการปรับรูปของสัญญาณข้อมูล ซึ่งอาจได้รับผลกระทบมาจากการส่ายของจังหวะนาฬิกา (Jitter) ก่อนเข้าชิป MAX3941 ด้วย D Flip-Flop จากนั้นสัญญาณข้อมูลจะถูกขยายด้วยวงจรขยายแบบผลต่าง (Differential Amplifier Circuit) ซึ่งควบคุมอัตราการขยายหรือ V_{MOD} และแรงดัน V_{BIAS} จากตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ผ่านขา V_{MODSET} และ $V_{BIASSET}$ ตามลำดับ จากนั้นสัญญาณที่ได้รับการขยายแล้ว จะถูกส่งออกที่ขา OUT ไปขับมอดูเลเตอร์



รูปที่ 3.5 แผนภาพวงจรภายในของชิป MAX3941

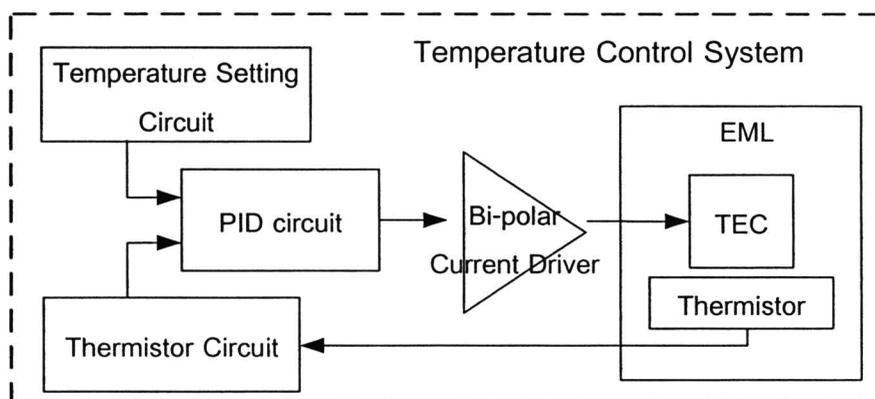


3.2 การออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิ

ในการออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลัก คือ (1) องค์ประกอบที่เลือกใช้ และ (2) การออกแบบวงจรควบคุมพีไอดี ซึ่งเป็นวงจรควบคุมหลักของระบบควบคุมอุณหภูมิ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อ 3.2.1 และ 3.2.2 ตามลำดับ

3.2.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้

องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ ในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ แสดงดังรูปที่ 3.6 แบ่งออกเป็น 5 องค์ประกอบ คือ (1) เทอร์มิสเตอร์, (2) วงจรตั้งค่าอุณหภูมิ, (3) วงจรควบคุมพีไอดี, (4) ตัวขับกระแสสองขั้ว, และ (5) TEC โดยมีรายละเอียดในหัวข้อ 3.2.1.1 ถึง 3.2.1.5 ตามลำดับ

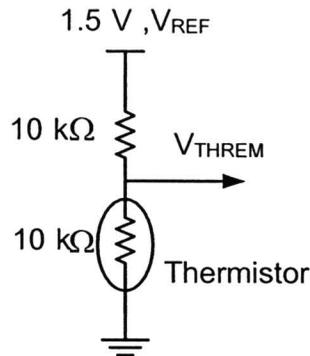


รูปที่ 3.6 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

3.2.1.1 เทอร์มิสเตอร์

เทอร์มิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิซึ่งอยู่ภายใน EML โมดูล E4560 เช่นเดียวกับ TEC โดยสามารถนำมาใช้งานร่วมกับวงจรแบ่งแรงดันซึ่งมีการเชื่อมต่อแสดงดังรูปที่ 3.7 โดยที่นำขาที่ 1 และ 2 ของเลเซอร์โมดูล ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานขนาด 10 k Ω และแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงขนาด 1.5 V จากตัวจ่ายกระแสสองขั้วชิป MAX8521[40] โดยที่เทอร์มิสเตอร์นี้มีค่าความต้านทานอยู่ในช่วง 9.5 ถึง 10.5 k Ω และมีค่าคงที่ β อยู่ในช่วง 3700 ถึง 4100 ณ อุณหภูมิ 25 °C [37] ในการคำนวณค่าอุณหภูมิของเลเซอร์ กำหนดให้ T_0 เท่ากับ 298.15 K และค่าคงที่ β เท่ากับ 4100 ส่วนค่าความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ (R_{THERM}) สามารถคำนวณได้จากหลักการแบ่งแรงดัน V_{THERM} ตามสมการที่ (3.2) เพื่อนำไปใช้คำนวณอุณหภูมิตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.2.2.1

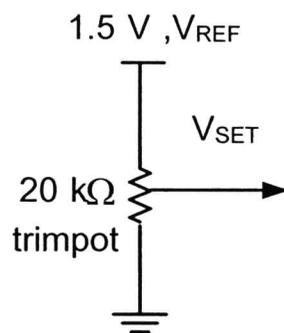
$$R_{THERM} = \frac{10 \cdot 10^3 V_{THERM}}{1.5 - V_{THERM}} \text{ [ohm]} \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.7 การเชื่อมต่อเทอร์มิสเตอร์กับระบบควบคุมอุณหภูมิ

3.2.1.2 วงจรตั้งค่าอุณหภูมิ

วงจรตั้งค่าอุณหภูมิแสดงดังรูปที่ 3.8 เลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าขนาด 20 kΩ ในการเชื่อมต่อกับแรงดันอ้างอิง V_{REF} ซึ่งมีค่า 1.5 V จากชิป MAX8521 [40] เนื่องจากเทอร์มิสเตอร์มีค่าความต้านทานที่อุณหภูมิห้อง 10 kΩ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานขนาด 10 kΩ และเชื่อมต่อกับ V_{REF} จะทำให้การตั้งค่า V_{SET} เป็นสัดส่วนเดียวกับ V_{THERM} ที่ได้จากเทอร์มิสเตอร์ทำให้เปรียบเทียบเหมือนเป็นการตั้งค่า V_{THERM} จาก V_{SET} ได้โดยตรง

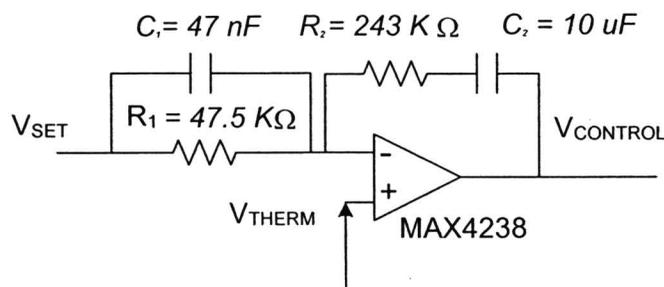


รูปที่ 3.8 วงจรตั้งค่าอุณหภูมิของระบบควบคุมอุณหภูมิ

3.2.1.3 วงจรควบคุมพีไอดี

วงจรรวมควบคุมพีไอดีที่เลือกใช้แสดงดังรูปที่ 3.9 ประกอบด้วย ชิปตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ควบคุม 3 รูปแบบ คือ (1) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control), (2) ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral control) และ (3) ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative control) โดยมีฟังก์ชันการส่งผ่าน (Transfer Function) ของวงจรรวมควบคุมพีไอดี ดังสมการที่ (3.3) ซึ่งทั้งสามองค์ประกอบจะทำหน้าที่ปรับปรุงผลตอบสนองของสัญญาณขาออก ในสถานะชั่วขณะ (Transient State) และในสถานะคงตัว (Steady State) โดยมีรายละเอียดการคำนวณองค์ประกอบและค่าคงตัวของฟังก์ชันการส่งผ่านในหัวข้อที่ 3.2.2 นอกจากนี้ในวงจรยังมี Op-Amp ชิป MAX 4238 [41] ทำหน้าที่คำนวณผลต่างแรงดันระหว่าง V_{SET} กับ V_{THERM} แล้วขยายสัญญาณผลต่างดังกล่าวตามอัตราขยายของ Op-Amp เพื่อให้ได้ $V_{CONTROL}$ ตามที่ชิป MAX8521 ต้องการ เพื่อกำหนดทิศทางและขนาดของกระแส TEC ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.1.4

เนื่องจาก EML โมดูล E4560 ที่เลือกใช้มีการเปลี่ยนแปลง λ ต่ออุณหภูมิ ประมาณ $0.1\text{nm}/^{\circ}\text{C}$ ดังนั้นถ้าต้องการควบคุมอุณหภูมิให้เลเซอร์มี λ เลื่อนไปจากช่องสัญญาณเดิมไม่เกิน $\pm 10\text{ pm}$ ($\pm 1.25\text{ GHz}$) ในการส่งข้อมูลแบบ 25 GHz DWDM ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.1.1 ดังนั้นระบบต้องควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ให้อยู่ภายใน $\pm 0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ จากความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ V_{THERM} ซึ่งแสดงผลการวัดในหัวข้อที่ 5.2.2 และอัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์ต่อ V_{THERM} ประมาณ $14\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ดังนั้นวงจรรวมควบคุมพีไอดี ต้องควบคุมอุณหภูมิให้มี V_{THERM} ต่างไปจากเดิมไม่เกิน $\pm 1.4\text{ mV}$ จึงคำนวณอัตราขยายของ Op-Amp ที่ต้องการได้ คือ $1.5\text{V}/(1.4\text{mV})$ เท่ากับ 1.1K [42]

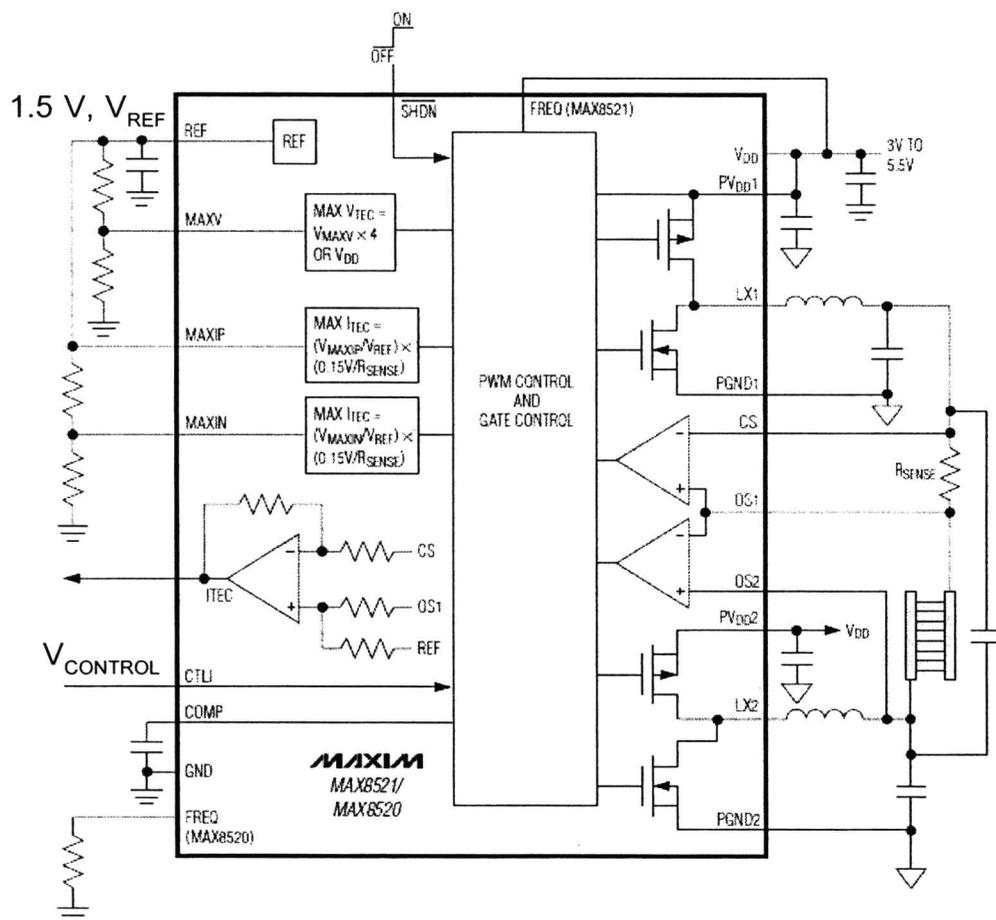


รูปที่ 3.9 วงจร PID สำหรับควบคุมการจ่ายกระแส TEC จากชิป MAX8521

$$G_{PID}(s) = \left[5.12 + \frac{2.11}{s} + 0.01s \right] \quad (3.3)$$

3.2.1.4 ตัวขับกระแสสองขั้ว

ตัวขับกระแสสองขั้วเลือกใช้ชิปวงจรรวม โมดูล MAX 8521 ของบริษัท MAXIM ตัวชิปถูกออกแบบมาสำหรับใช้งานร่วมกับ TEC โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด ± 1.5 A แผนภาพแสดงองค์ประกอบภายในดังรูปที่ 3.10[40] ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ (1) วงจร H-Bridge 2 วงจรซึ่งได้แก่ วงจร LX1 และวงจร LX2 ซึ่งเป็น FETs อยู่ภายในทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับ TEC ที่มาเชื่อมต่อ, (2) GATE Control ทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกระแส TEC ให้กับทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวตามหลักการทำงานของ H-Bridge ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อ 2.2.2.4 โดยปริมาณกระแสที่จ่ายขึ้นอยู่กับแรงดันควบคุม $V_{CONTROL}$ จากวงจรควบคุมพีไอดีที่มีค่าอยู่ในช่วง 0-3 V สำหรับจ่ายกระแส TEC ในช่วง -1.5 ถึง 1.5, และ (3) แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง V_{REF} ขนาด 1.5 V ใช้เป็นแรงดันอ้างอิงของวงจรแบ่งแรงดันที่ใช้เป็นวงจรสำหรับอ่านค่าอุณหภูมิของเลเซอร์จากเทอร์มิสเตอร์ และวงจรในการตั้งค่าอุณหภูมิของเลเซอร์ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.1.1 และ 3.2.1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 แผนภาพวงจรภายในของตัวขับกระแสสองขั้วโมดูล MAX8521

3.2.1.5 TEC

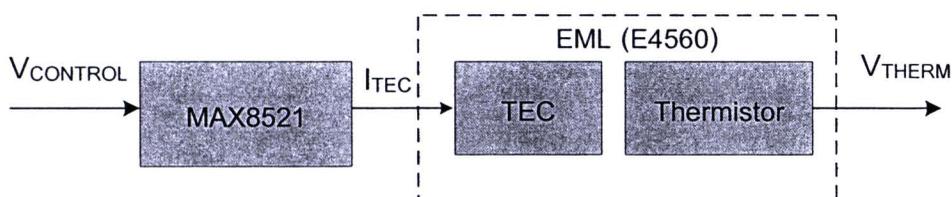
TEC ที่เลือกใช้เป็นอุปกรณ์ระบายความร้อนที่อยู่ภายใน EML โมดูล E4560 โดยสามารถระบายความร้อนให้กับเลเซอร์ได้จากการจ่ายกระแสบวกได้สูงสุด 1.3 A เข้าทางขาที่ 6 ของ EML โมดูล E4560 ส่วนการเพิ่มอุณหภูมิทำได้โดยจ่ายกระแสลบได้สูงสุด 0.5 A เข้าทางขาที่ 7 ซึ่งรายละเอียดของแต่ละขาอยู่ในหัวข้อที่ 3.1.1

3.2.2 การออกแบบวงจรควบคุมพีไอดี

ในหัวข้อนี้จะแสดงการออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิสำหรับใช้ควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ โดยมีขั้นตอนในการออกแบบทั้งหมด 3 ขั้นตอน คือ (1) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอุณหภูมิ, (2) ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรควบคุมพีไอดีและ (3) การคำนวณองค์ประกอบของวงจรควบคุมพีไอดี โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.2.1 ถึง 3.2.2.3 ตามลำดับ

3.2.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอุณหภูมิ

ในการออกแบบวงจรสำหรับควบคุมระบบใดระบบหนึ่ง สิ่งสำคัญสิ่งแรกคือ ต้องทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ต้องการควบคุมเสียก่อน ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นระบบอุณหภูมิของเลเซอร์ (Laser Temperature System) ซึ่งประกอบด้วย (1) เทอร์มิสเตอร์ (2) ตัวขับกระแสสองขั้ว ชิพ MAX8521 และ (3) TEC ซึ่งรายละเอียดของแต่ละองค์ประกอบได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2.1.1, 3.2.1.3, และ 3.2.1.5 ตามลำดับ โดยทั้ง 3 องค์ประกอบมีการเชื่อมต่องดรูปที่ 3.11

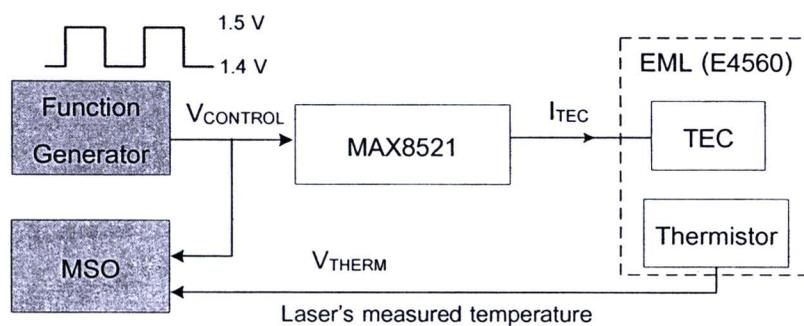


รูปที่ 3.11 แผนภาพการเชื่อมต่อระบบอุณหภูมิของเลเซอร์

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว ทราบได้จากการป้อนสัญญาณขั้นบันไดให้กับระบบ แล้วสังเกตสัญญาณขาออกซึ่งเป็นการตอบสนองของระบบดังกล่าว จากนั้นนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จากระบบอันดับสอง (Second Order System) ซึ่งประกอบด้วยโพล (pole) 2 ตัว ในการหาตำแหน่งของโพลบนระนาบความถี่เชิงซ้อน ที่ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับระบบอุณหภูมิ

มากที่สุด ตำแหน่งของโพลจะเป็นตัวกำหนดคุณลักษณะของระบบอุณหภูมิ โดยจะใช้โปรแกรม Simulink ในการจำลองผล

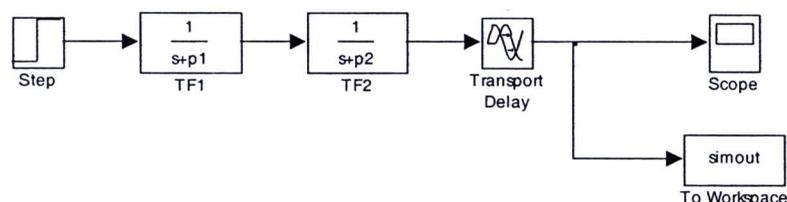
การทดสอบการตอบสนองของระบบอุณหภูมิมีแผนภาพการเชื่อมต่อดังรูปที่ 3.12 จากที่ได้กล่าวไปข้างต้นว่าเป็นการสังเกตการตอบสนองของสัญญาณขั้นบันได ดังนั้นจึงเลือกใช้ Function Generator เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณขั้นบันได เพื่อกำหนดค่า $V_{CONTROL}$ ขนาด 1.4 ถึง 1.5 V ให้กับชิป MAX8521 ในการจ่ายกระแส I_{TEC} เพื่อเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์ ซึ่งมีเทอร์มิสเตอร์ทำหน้าที่วัดอุณหภูมิออกมาอยู่ในค่า V_{THERM} และใช้เครื่อง Mix Signal Oscilloscope (MSO) ในการบันทึกค่า V_{THERM}



รูปที่ 3.12 แผนภาพการทดสอบการตอบสนองของระบบอุณหภูมิของเลเซอร์

โปรแกรม Simulink ใช้จำลองการทดสอบระบบที่ได้กล่าวไปข้างต้นมีแผนภาพดังรูปที่ 3.13 โดยกำหนดให้ระบบอุณหภูมิของเลเซอร์แทนด้วยองค์ประกอบ 3 ส่วน คือ (1) Transfer Function 1 (TF1) เป็นตำแหน่งของโพลตัวแรก, (2) Transfer Function 2 (TF2) เป็นโพลตัวที่สองของระบบซึ่งแทนด้วยค่า $p1$ และ $p2$ ตามลำดับ ในหน่วย rad, และ (3) Transport Delay เป็นเวลาประวิงในการตอบสนองต่อสัญญาณขาเข้าของระบบ มีหน่วยเป็นวินาที โดยมีบล็อก Step เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณขั้นบันไดซึ่งมีขนาด 0.1 V เปรียบเสมือนเป็น Function Generator ส่วนบล็อก Scope ทำหน้าที่วัดขนาดของสัญญาณขาออกจากระบบและ To Workspace ทำหน้าที่บันทึกข้อมูลของบล็อก Scope

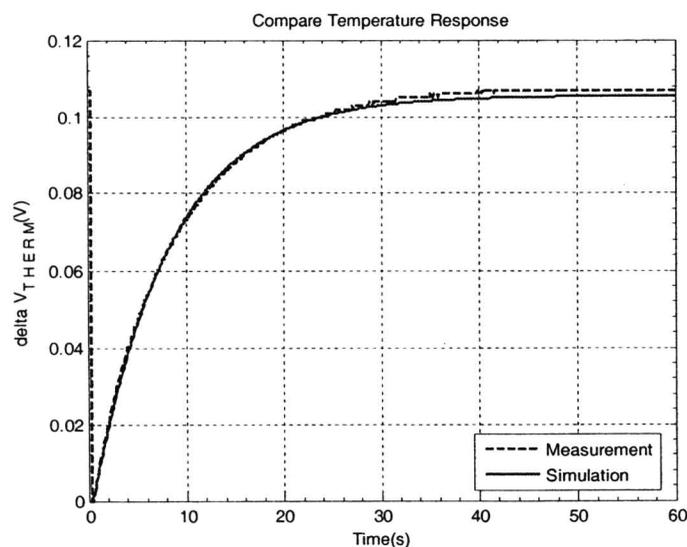
Laser's temperature Simulation



รูปที่ 3.13 แผนภาพการจำลองผลด้วยโปรแกรม Simulink

เมื่อทำการวัดผลการตอบสนองของระบบอุณหภูมิของเลเซอร์เป็นค่า V_{THERM} ด้วยเครื่อง MSO แสดงดังรูปที่ 3.14 ด้วยเส้นประในที่นี่จะวัดออกมาเป็นค่าผลต่างระหว่าง V_{HI} กับ V_{LOW} ของค่าแรงดัน V_{THERM} (ΔV_{THERM}) ซึ่งสัญญาณ $V_{CONTROL}$ ขนาด 1.4 V (V_{LOW}) ถึง 1.5 V (V_{HI}) ทำให้อุณหภูมิของเลเซอร์เปลี่ยนแปลงมีค่า V_{THERM} วัดได้เป็น 0.7 V (V_{LOW}) ถึง 0.8 V (V_{HI}) ซึ่งคิดเป็นอุณหภูมิประมาณ 29°C ถึง 23°C จากการใช้อัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์ต่อ V_{THERM} ที่ค่า 14 mV/°C ซึ่งกล่าวในหัวข้อที่ 3.2.1.3 พบว่าการเปลี่ยนค่าแรงดันจาก 0.7 V ไปเป็น 0.8 V อุณหภูมิของเลเซอร์จะเปลี่ยนไปประมาณ $100 \text{ mV} / 14 \text{ mV/}^\circ\text{C} = 7.1 \text{ }^\circ\text{C}$ ซึ่งใกล้เคียงกับผลวัดที่ได้ 6°C ในขณะที่โปรแกรม Simulink ไม่สามารถกำหนดค่า $V_{CONTROL}$ และ V_{THERM} ตามที่ได้กล่าวไป ทำได้เพียงกำหนดเป็นความต่างของระดับสัญญาณขั้นบันไดของ $V_{CONTROL}$ ($\Delta V_{CONTROL}$) และ V_{THERM} (ΔV_{THERM}) ซึ่งมีขนาด 0.1 V เท่านั้น จากผลการวัดค่า V_{THERM} พบว่าระบบอุณหภูมิของเลเซอร์มีผลการตอบสนองแบบหน่วงเกิน (overdamp) ซึ่งมีการตอบสนองสถานะชั่วขณะค่อยๆ เข้าสู่ผลการตอบสนองในสถานะคงตัว (Steady State Response) ซึ่งใช้เวลาประมาณ 30 วินาที ในการลดอุณหภูมิไปประมาณ 6 °C ในขณะที่การจำลองผลการตอบสนองด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นั้น เมื่อกำหนดให้โพลในตำแหน่ง p1 และ p2 อยู่ที่ค่า -20 mHz (-0.126 rad) และ -1.2 Hz (-7.54 rad) โดยกำหนดเวลาประวิงให้กับระบบเป็น 0.02 วินาที พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับผลการวัดมากที่สุด ดังนั้นฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบอุณหภูมิ G_{THEMP} (S) จึงเขียนได้ดังสมการที่ (3.4)

$$G_{THEMP}(s) = \frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \quad (3.4)$$

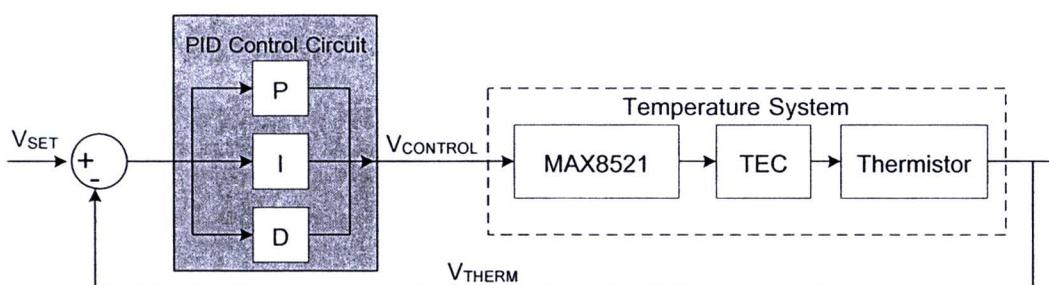


รูปที่ 3.14 เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบอุณหภูมิระหว่างผลการวัดกับการจำลอง

3.2.2.2 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรรวมพีไอดี

เมื่อทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เรียบร้อยแล้ว ในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบวงจรรวมเพื่อชดเชยการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของระบบ ให้มีความรวดเร็วมากขึ้น โดยใช้การควบคุมแบบป้อนกลับซึ่งมีวงจรรวมพีไอดีเป็นวงจรรวมหลัก

วงจรรวมพีไอดีจะทำหน้าที่กำหนดค่า $V_{CONTROL}$ จากผลต่างระหว่าง V_{SET} กับ V_{THERM} ซึ่งเป็นค่าแรงดันสำหรับตั้งอุณหภูมิและอุณหภูมิที่อ่านได้จากเลเซอร์โมดูลตามลำดับ โดยมีการเชื่อมต่อกับระบบอุณหภูมิดังรูปที่ 3.15 วงจรรวมพีไอดีที่ใช้มีฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{PID}(S)$ โดยทั่วไปดังสมการที่ (3.5) และมีวงจรรวมแสดงดังรูปที่ 3.16 [27] ซึ่งการทำงานของวงจรรวมพีไอดี สามารถกำหนดได้จากค่าคงที่ K_p , K_i และ K_d เมื่อเชื่อมต่อยังจรรวมพีไอดีกับระบบอุณหภูมิแล้วกำหนดให้ $G_{SYS_OPEN}(S)$ เป็นฟังก์ชันการส่งผ่านแบบวงรอบเปิด (Open Loop) และ $G_{SYS_CLOSE}(S)$ เป็นฟังก์ชันการส่งผ่านแบบวงรอบปิด (Close Loop) ดังสมการที่ (3.6) และ (3.7) ตามลำดับ



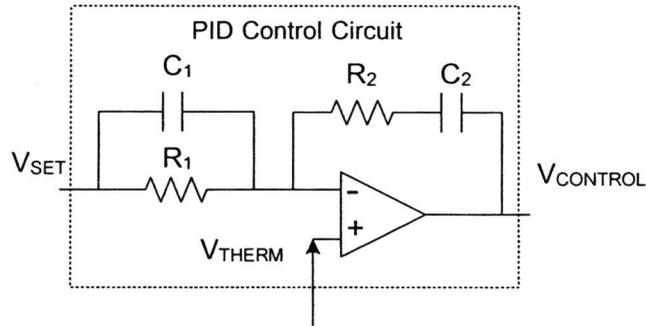
รูปที่ 3.15 แผนภาพการเชื่อมต่อยังจรรวมพีไอดีกับระบบอุณหภูมิของเลเซอร์

$$G_{PID}(s) = \left[K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right] \quad (3.5)$$

$$G_{SYS_OPEN}(s) = \left[K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right] \left[\frac{\exp(-0.02s)}{(s+0.126)(s+7.54)} \right] \quad (3.6)$$

$$G_{SYS_CLOSE}(s) = \left[\frac{(K_d s^2 + K_p s + K_i) \exp(-0.02s)}{s^3 + [7.666 + K_p + K_d] s^2 + (0.948 + K_p) s + K_i} \right] \quad (3.7)$$

โดยที่ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วน (proportional gain)
 K_i คือ อัตราขยายแบบปริพันธ์ (integral gain)
 K_d คือ อัตราขยายแบบอนุพันธ์ (derivative gain)



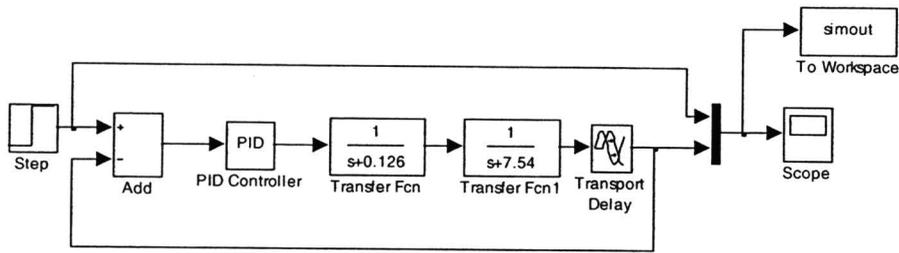
รูปที่ 3.16 วงจรควบคุมพีไอดีที่เลือกใช้

ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรวอร์มพีไอดีตามสมการที่ (3.5) ประกอบด้วยการควบคุม 3 แบบ คือ (1) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control) (2) การควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral control) และ (3) การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative control) โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ K_p , K_i และ K_d กับองค์ประกอบของวงจรวอร์มพีไอดี ได้แก่ค่า R_1 , R_2 , C_1 และ C_2 ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ค่า K_p , K_i และ K_d กับองค์ประกอบของวงจรวอร์มพีไอดี

ค่าคงที่ของวงจรวอร์มพีไอดี	ค่าองค์ประกอบของวงจรวอร์มพีไอดี
K_p	$\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \right)$
K_i	$\frac{1}{R_1 C_2}$
K_d	$R_2 C_1$

การกำหนดค่า K_p , K_i และ K_d ใช้โปรแกรม Simulink ในการจำลองปรับค่า เช่นเดียวกันกับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอุณหภูมิของเลเซอร์ โดยมีแผนภาพเชื่อมต่อดังรูปที่ 3.17 แต่ในการจำลองนี้จะเป็นการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจรวอร์มพีไอดีเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่เหมาะสม โดยจะจำลองผล 3 กรณี คือ (1) การปรับจูนค่าการควบคุมแบบสัดส่วน (K_p varying), (2) การปรับจูนค่าการควบคุมแบบปริพันธ์ (K_i varying), และ (3) การปรับจูนค่าการควบคุมอนุพันธ์ (K_d varying) ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.2.2.1 ถึง 3.2.2.2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 3.17 แผนภาพการจำลองผลของวงจรวีไอดีด้วยโปรแกรม Simulink

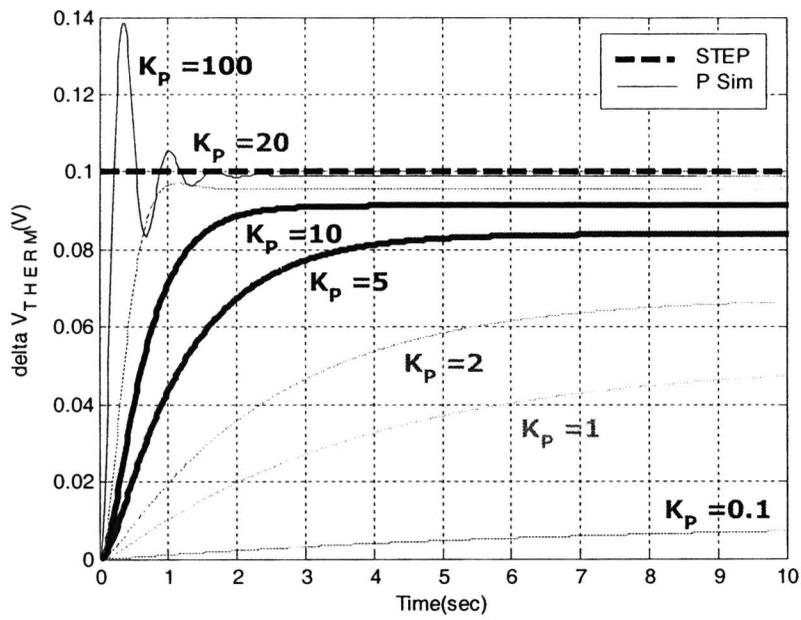
3.2.2.2.1 การปรับจูนค่าการควบคุมแบบสัดส่วน (K_p varying)

การปรับค่า K_p ของวงจรวีไอดีในขณะที่ให้ค่า K_i และ K_d เป็น 0 เพื่อศึกษาผลของอัตราขยายที่มีต่อการตอบสนองของระบบอนุกรม ดังนั้นฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบเปิดของวงจรวีไอดีจะลดรูปจากสมการที่ (3.6) เป็นสมการที่ (3.8) และมีฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบปิดดังสมการที่ (3.9)

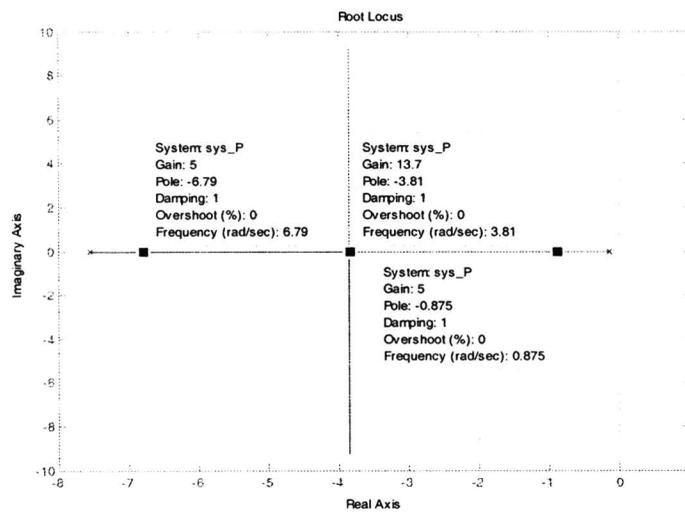
$$G_{SYS_P_OPEN}(s) = [K_p] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S+0.126)(S+7.54)} \right] \quad (3.8)$$

$$G_{SYS_P_CLOSE}(s) = \left[\frac{K_p \exp(-0.02S)}{S^2 + 7.666S + 9.475 + K_p} \right] \quad (3.9)$$

เมื่อทดลองตั้งค่า K_p ให้อยู่ในช่วง $0.1 \leq K_p \leq 100$ พบว่าการตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดมีลักษณะเป็นแบบหน่วงเกินในช่วงที่ K_p มีค่า 0.1 ถึง 10 แต่เมื่อ K_p มีค่าตั้งแต่ 20 ขึ้นไปพบว่าเริ่มเกิดสัญญาณพุ่งเกิน (Overshoot) รวมทั้งเริ่มมีการแกว่งของสัญญาณ (Ringing) ดังรูปที่ 3.18 ซึ่งทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่แยกลง เมื่อพิจารณาทางเดินของรากของสมการที่ (3.8) ซึ่งเป็นตำแหน่งของโพลของระบบอนุกรมมิชของเลเซอร์ เมื่อทำการปรับอัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) สำหรับกรณีนี้คือค่า K_p เมื่อปรับค่า K_p ให้สูงขึ้นพบว่า ตำแหน่งของโพลที่ 1 ซึ่งเป็นโพลเด่นชัด (Dominant Pole, DP) เริ่มต้นจาก -20 mHz (-0.126 rad) และตำแหน่งของโพลที่ 2 อยู่ที่ 1 Hz (-7.54 rad) ค่อยๆเลื่อนตำแหน่งเข้าหากันจนกระทั่งที่ความถี่ -0.6 Hz (-3.83 rad) ซึ่งมีค่า K_p เป็น 13.7 จากจุดนี้เป็นต้นไป การเพิ่มค่า K_p จะทำให้ตำแหน่งของโพลมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งแสดงตำแหน่งของโพลของการปรับค่า K_p แต่ละค่าดังตารางที่ 3.2 ดังนั้นจะทำให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงขาด (Underdamp) ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 การตอบสนองของระบบควบคุมหภูมิของเลเซอร์เมื่อปรับค่า K_p



รูปที่ 3.19 ทางเดินรากของระบบควบคุมหภูมิเมื่อปรับค่า K_p

ตารางที่ 3.2 ตำแหน่งของโพลเมื่อปรับค่า K_p

K_p	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2
0	-0.126	-7.54
5	-0.263	-6.79
10	-1.9	-5.77
20	$-3.83+2.5i$	$-3.83-2.5i$
100	$-3.83+9.29i$	$-3.83-9.29i$

จากรูปที่ 3.18 พบว่าค่า K_p ที่เหมาะสมมีค่าอยู่ในช่วง 5 ถึง 10 ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้ผลตอบสนองของระบบอุณหภูมิมี่ลักษณะแบบหน่วงเกิน โดยเป็นผลดีต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์เพราะ ถ้าอุณหภูมิของเลเซอร์มีการเปลี่ยนแปลงรวดเร็วเกินไปยกตัวอย่างเช่น กรณีของค่า K_p มากกว่า 100 ซึ่งระบบมีการตอบสนองแบบหน่วงขาด อาจจะทำให้เลเซอร์เกิดความเสียหายได้ ดังนั้นจึงเลือกค่า K_p เท่ากับ 5 เพราะใช้เวลาเข้าสู่สถานะคงอยู่ตัวประมาณ 4 วินาที ซึ่งเป็นเวลาที่ไม่นานเร็วจนเกินไปอีกทั้งยังเป็นการเผื่อค่าไว้ในกรณีที่ค่า K_p ไม่เพียงพอก็สามารถมาปรับเปลี่ยนได้จน K_p ค่าสูงสุดเท่ากับ 10 โดยที่ระบบยังให้ผลตอบสนองที่เหมาะสม อย่างไรก็ตามผลตอบสนองที่ได้ยังมีความต่างระหว่างอุณหภูมิที่ตั้งค่ากับการตอบสนองของระบบอยู่ ถ้าพิจารณาความผิดพลาดในสถานะคงตัวจากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final Value Theorem) ของระบบควบคุม สามารถคำนวณความผิดพลาดในสถานะคงตัว โดยที่มีสัญญาณขาเข้า V_{SET} เป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด 0.1 V ดังสมการที่ (3.10)

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{SV_{SET}(S)}{1 + G_{SYS_OPEN}(S)} \quad (3.10)$$

โดยที่ $V_{SET}(S)$ เป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด 0.1 หน่วย ในโดเมนความถี่มีค่า $0.1/S$
 $G_{SYS_OPEN}(S)$ คือ ฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบแบบวงรอบเปิด

แทนฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{SYS_P_OPEN}(S)$ ลงในสมการที่ (3.10) จะได้

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S(0.1/S)}{1 + K_p \exp(-0.02S) / ((S + 0.126)(S + 7.54))} \quad (3.11)$$

$$e(\infty) = \frac{0.1}{1 + K_p / (0.553)} \quad (3.12)$$

เมื่อแทนค่า K_p เท่ากับ 5 พบว่าความผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวระหว่างสัญญาณ V_{SET} กับ V_{THERM} มีค่า 0.01 V ซึ่งใกล้เคียงกับค่า 0.015 V ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม Simulink ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.18 ส่วนความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้สามารถกำจัดได้ด้วยการใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับเข้ามาช่วย

3.2.2.2.2 การปรับจูนค่าการควบคุมแบบปริพันธ์ (K_I varying)

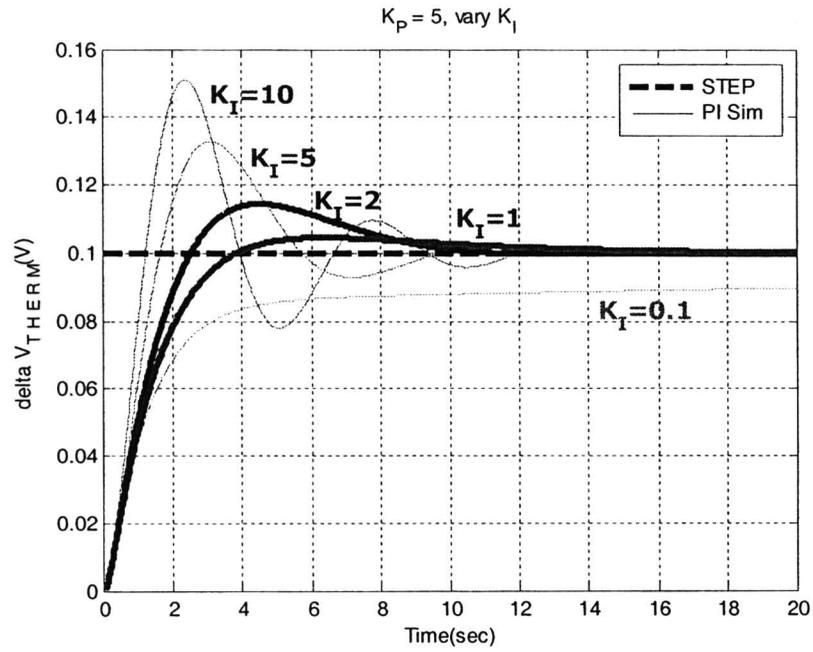
ค่า K_I มีส่วนสำคัญในการกำจัดความผิดพลาดในสถานะคงตัวได้ แต่จะส่งผลตอบสนองชั่วขณะด้วยเช่นกัน เพราะการควบคุมแบบปริพันธ์เป็นการเพิ่มโพลให้กับระบบ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำงานร่วมกับการควบคุมแบบสัดส่วนด้วย ซึ่งเป็นการเพิ่มโพลและซีโรให้กับระบบ เพื่อให้ระบบมีการตอบสนองที่เหมาะสม ในหัวข้อนี้จะจำลองการปรับค่า K_I ของวงจรวจรพีไอดีโดยกำหนดให้ค่า K_p เท่ากับ 5, K_D เท่ากับ 0 และค่าอัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้ฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบเปิดของวงจรวจรพีไอดีเป็นดังสมการที่ (3.13) และทำให้ระบบมีฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบปิดดังสมการที่ (3.14)

$$G_{SYS_PI_OPEN}(s) = \left[K_p + \frac{K_I}{s} \right] \left[\frac{\exp(-0.02s)}{(s + 0.126)(s + 7.54)} \right] \quad (3.13)$$

$$G_{SYS_PI_CLOSE}(s) = \left[\frac{K_p(s + K_I / K_p) \exp(-0.02s)}{s^3 + 7.666s^2 + (0.9504 + K_p)s + K_I} \right] \quad (3.14)$$

เมื่อทดลองเปลี่ยนค่า K_I ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 พบว่าในช่วงที่ค่า $K_I < 1$ ระบบให้ผลตอบสนองแบบหน่วงเกินดังรูปที่ 3.20 ในขณะที่ค่า $K_I > 1$ ระบบเริ่มให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงขาด ซึ่งแสดงผลอย่างชัดเจนเมื่อ K_I มีค่าเท่ากับ 10 ทั้งนี้เป็นเพราะการเปลี่ยนค่า K_I จะส่งผลต่อตำแหน่งของโพลและซีโรโดยแสดงตำแหน่งแต่ละค่า K_I ดังตารางที่ 3.3 ซึ่งสังเกตได้จากพจน์ของ K_I ในสมการที่ (3.14) เมื่อพิจารณาทางเดินของรากจากสมการที่ (3.13) พบว่าแต่ละค่า K_I จะมีทางเดินของรากแตกต่างกัน สำหรับทางเดินของรากกรณีนี้ที่ K_I เท่ากับ 1 แสดงดังรูปที่ 3.21 โพลของระบบอยู่ที่ตำแหน่ง -6.81, -0.611 และ -0.24 rad ที่อัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 ซึ่งโพลทั้งสามตำแหน่งอยู่บนแกนจริงทั้งหมด ดังนั้นจึงทำให้มีผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงเกิน แต่สำหรับกรณีนี้ที่ K_I เท่ากับ 10 แสดงทางเดินของรากดังรูปที่ 3.22 พบว่าที่อัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 ระบบมีโพลอยู่ที่ตำแหน่ง -0.702, $-0.322 \pm 1.15i$ rad ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณพุ่งเกินสูงสุด 41.5 % ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับผลการตอบสนองในรูปที่ 3.20 ซึ่งมีค่าประมาณ 50% ดังนั้นค่า K_I ที่เหมาะสมมีค่าอยู่ในช่วง 1 ถึง 2 ซึ่งมีการตอบสนองในภาวะชั่วขณะเป็นแบบหน่วงเกิน แต่สำหรับค่า K_I เท่ากับ 2 มีผลสัญญาณพุ่งเกินเล็กน้อย ดังนั้นจึงเลือก K_I เท่ากับ 1 เพื่อเป็นการเผื่อค่าสำหรับกรณีที่ผลตอบสนองของระบบจริงมีการเข้าสู่สถานะคงตัวช้าเกินไป สามารถเพิ่มความเร็วให้ระบบให้เร็วขึ้นโดยการเพิ่ม K_I เป็น 2

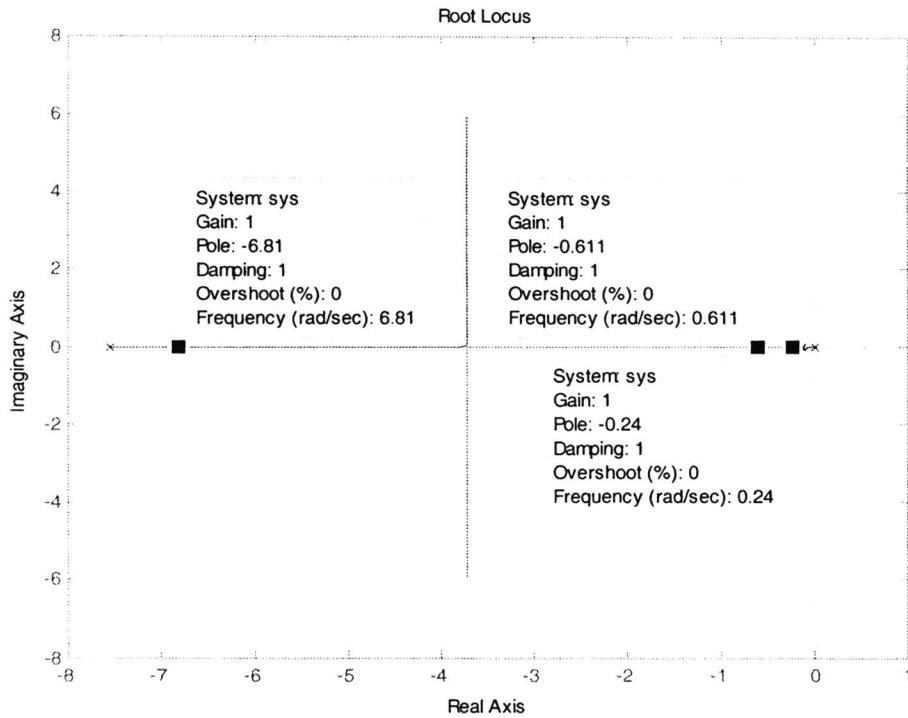




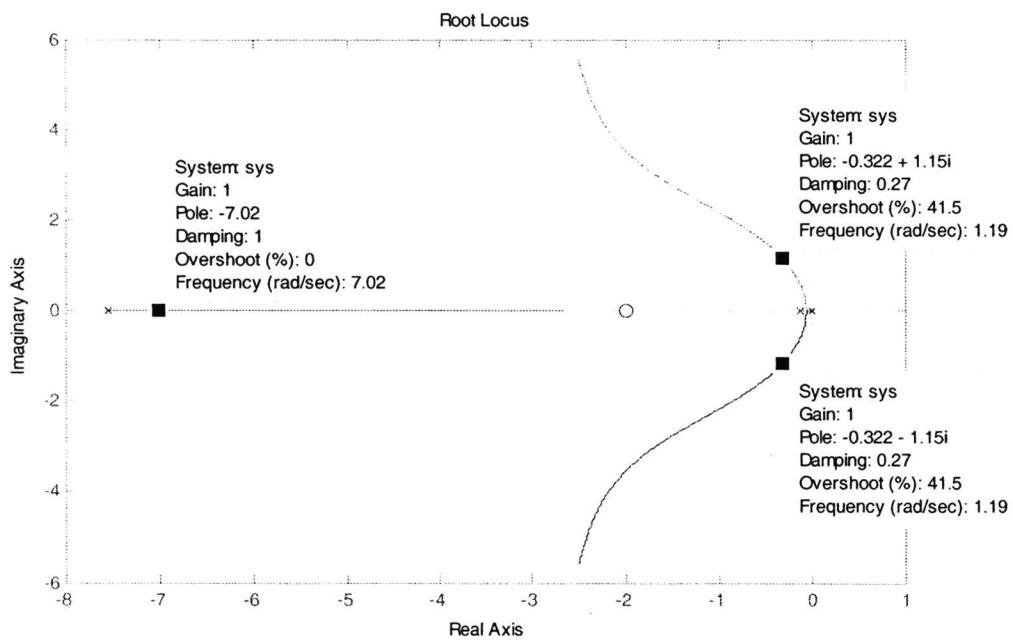
รูปที่ 3.20 การตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อปรับค่า K_I

ตารางที่ 3.3 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_I

K_I	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2	Pole 3	Zero
0	-0.126	-7.54	-	-
0.1	-0.02	-8.56	-0.856	-6.79
1	-0.2	-6.011	-0.611	-6.81
2	-0.1	-0.413-0.349i	-0.413-0.349i	-6.84
5	-1	-3.83-2.5i	-0.378-0.762i	-6.91
10	-2	-3.83-9.29i	-0.322-1.15i	-7.02



รูปที่ 3.21 ทางเดินรากของระบบอูณหภูมิกรณีที่ $K_1 = 1$, $K_p = 5$, $K_D = 0$ และ loop gain = 1



รูปที่ 3.22 ทางเดินรากของระบบอูณหภูมิกรณีที่ $K_1 = 10$, $K_p = 5$, $K_D = 0$ และ loop gain = 1

ความผิดพลาดในสถานะคงตัวสำหรับกรณีการใช้อัตราขยายวงจรมอดูลและวงจรมอดูลแบบปริพันธ์แสดงดังสมการที่ (3.15) โดยแทนฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{SYS_PI_OPEN}(S)$ จากสมการที่ (3.13) ลงในสมการที่ (3.10) โดยแทนค่า V_{SET} เท่ากับ $0.1/S$ พบว่าความผิดพลาดในสถานะคงตัวมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นผลมาจากโพลที่ใส่เพิ่มเข้ามาจากวงจรมอดูลแบบปริพันธ์

$$e(\infty) = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{S(0.1/S)}{1 + \left[K_p + \frac{K_I}{S} \right] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right]} = 0 \quad (3.15)$$

3.2.2.2.3 การปรับจูนค่าการควบคุมอนุพันธ์ (K_D varying)

ค่า K_D มีส่วนสำคัญในการแก้ไขผลตอบสนองของสถานะชั่วขณะของระบบให้ดีขึ้น อีกทั้งทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น เพราะเป็นการเพิ่มซีโรให้กับระบบ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะทำการเลือกค่า K_D โดยพิจารณาจากการปรับปรุงผลตอบสนองชั่วขณะของระบบ กรณีที่ระบบมีผลตอบสนองชั่วขณะแบบหน่วงเกิน ซึ่งกำหนดให้ระบบมีค่า K_p เท่ากับ 5, K_I เท่ากับ 0 และค่าอัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 เพื่อพิจารณาผลของการควบคุมแบบสัดส่วนและแบบอนุพันธ์เท่านั้น เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆจะได้ฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบเปิดของระบบเป็นดังสมการที่ (3.16) และ (3.17) สำหรับวงรอบปิด

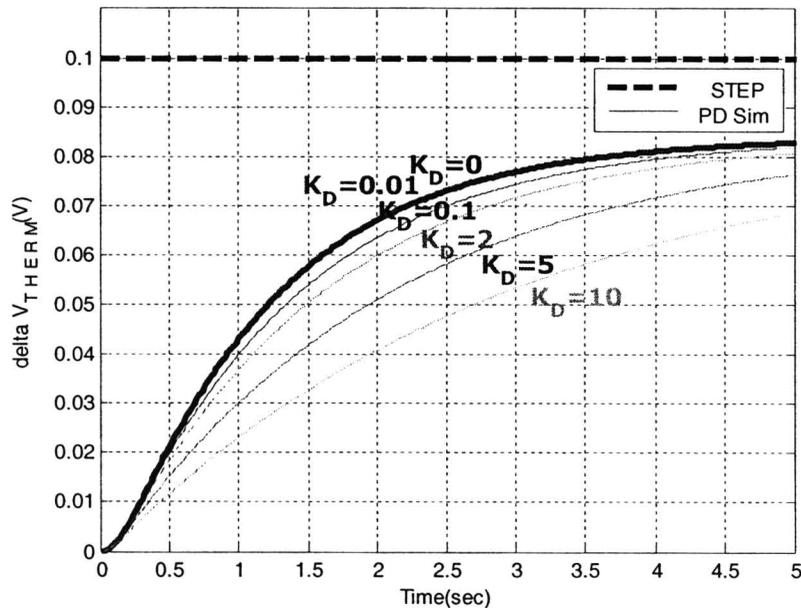
$$G_{SYS_PD_OPEN}(s) = [K_p + K_D s] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right] \quad (3.16)$$

$$G_{SYS_PD_CLOSE}(s) = \left[\frac{(K_D s + K_p) \exp(-0.02S)}{S^2 + [7.666 + K_p + K_D]S + (0.948 + K_p)} \right] \quad (3.17)$$

สำหรับกรณีที่กำหนดค่า K_p เท่ากับ 5 ซึ่งผลการตอบสนองชั่วขณะของระบบเป็นแบบหน่วงเกิน จากนั้นทำการเพิ่มค่า K_D ให้มากขึ้นจาก 0 ไปยัง 5 พบว่าระบบมีการตอบสนองชั่วขณะช้าลงแสดงดังรูปที่ 3.23 เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.18) และตำแหน่งโพล ซีโร ดังตารางที่ 3.4 พบว่าการเพิ่มค่า K_D ทำให้อัตราขยายวงรอบมีค่าเพิ่มมากขึ้น รวมทั้งมีซีโรและโพลลำดับที่ 1 ซึ่งเป็นโพลเด่นชัด (Dominant Pole) เดินทางเข้าสู่แกนจินตภาพมากขึ้นจึงทำให้ระบบตอบสนองช้าลง ส่วนทางเดินของรากมีรูปร่างแตกต่างกันเนื่องจากค่า K_D มีผลต่อการเปลี่ยนค่าทั้งโพลและซีโร ดังนั้นจะยกตัวอย่างเฉพาะกรณีค่า

K_D เท่ากับ 0.01 ซึ่งเป็นกรณีที่วงจรถอบคุมให้ผลตอบสนองได้เร็วที่สุดเมื่อมีการปรับค่า K_D โดยแสดงดังรูปที่ 3.24

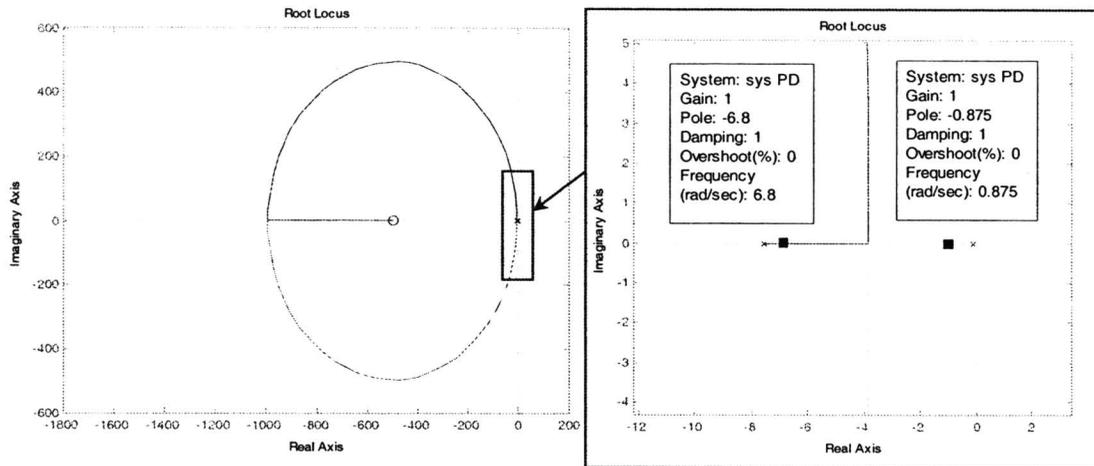
$$G_{SYS_PD_OPEN}(s) = K_D [K_p / K_D + S] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right] \quad (3.18)$$



รูปที่ 3.23 การตอบสนองของระบบอนุกรมหมุมิเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงเกิน

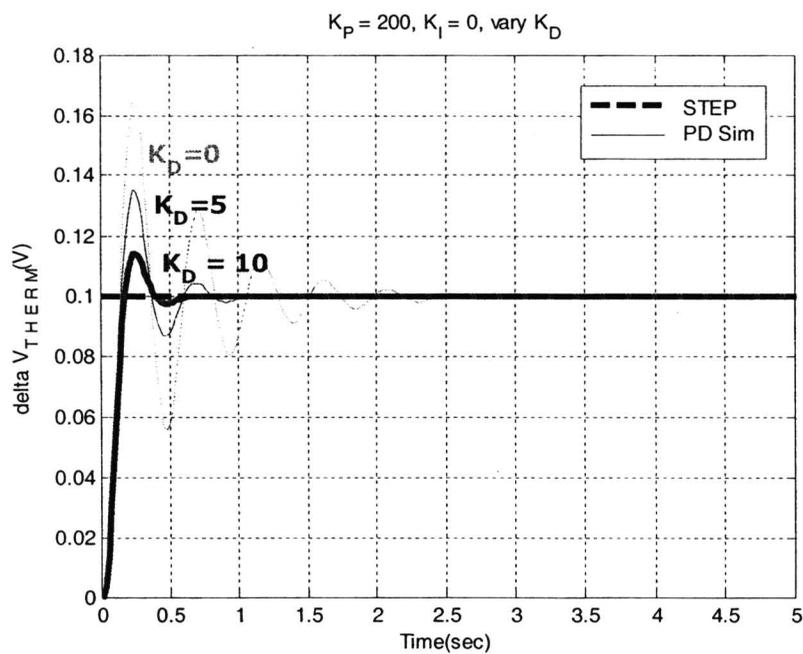
ตารางที่ 3.4 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงเกิน

K_D	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2	Zero
0	-0.876	-6.79	-
0.01	-0.875	-6.8	-500
0.1	-0.861	-6.9	-50
1	-0.752	-7.91	-5
2	-0.660	-9.01	-2.5
5	-0.488	-12.2	-1
10	-0.343	-17.3	-0.5



รูปที่ 3.24 ทางเดินรากของระบบอนุกรมกรณิที่ $K_D = 0.01$, $K_P = 5$ และ $K_I = 0$

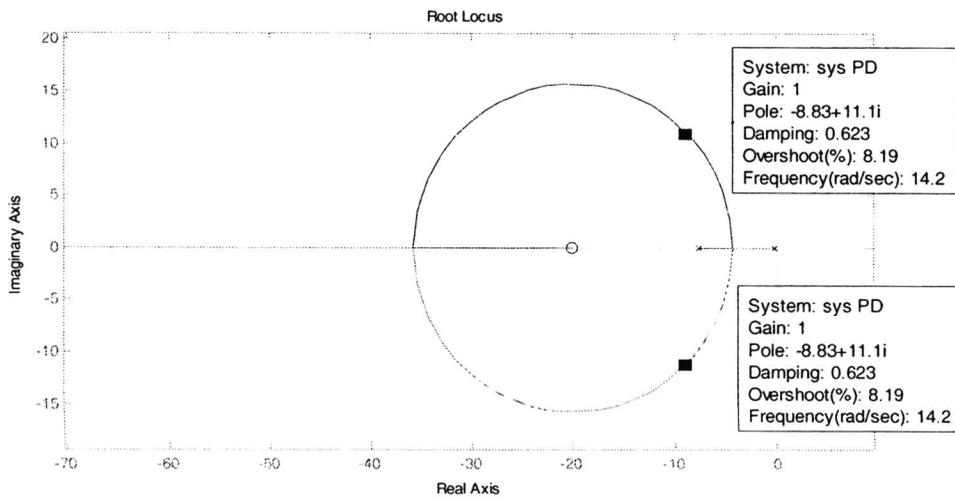
สำหรับกรณิที่ระบบมีการตอบสนองแบบหน่วงขาด กำหนดค่า K_p เท่ากับ 200 เมื่อทำการเพิ่มค่า K_D มากขึ้นจาก 0 ไปยัง 10 พบว่าระบบมีการตอบสนองชั่วขณะไม่เปลี่ยนแปลงมากนักเพราะระบบมีค่าอัตราขยายวงรอบสูง แต่ระดับของสัญญาณพุ่งเกินลดลงอย่างเห็นได้ชัดเมื่อค่า K_D เพิ่มมากขึ้นดังรูปที่ 3.25 อีกทั้งยังทำให้ระบบเข้าสู่สถานะคงตัวได้เร็วมากขึ้นอีกด้วยทั้งนี้ก็เป็น เพราะโพลตำแหน่งที่ 1 ซึ่งเป็นโพลเด่นชัดมีตำแหน่งออกห่างจากแกนจินตภาพมากขึ้นดังตารางที่ 3.5 และมีทางเดินของรากของกรณิค่า K_D เท่ากับ 10 ดังรูปที่ 3.26 อย่างไรก็ตามสิ่งสำคัญสำหรับการควบคุมกรณินี้ คือ ตัวระบบถ้าระบบไม่สามารถถ่ายเทความร้อนโดยใช้เวลากภายใน 1 วินาทีได้ การกำหนดค่าคงที่ K_p และ K_D สำหรับวงจรควบคุมกรณินี้จะทำให้ระบบมีการตอบสนองอย่างไร้เสถียรภาพ



รูปที่ 3.25 การตอบสนองของระบบอนุกรมกรณิเมื่อปรับค่า K_D กรณิระบบตอบสนองแบบหน่วงขาด

ตารางที่ 3.5 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงขาด

K_D	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2	Zero
0	-3.83+13.6i	-3.83-13.6i	-
5	-6.33+12.7i	-6.33-12.7i	-40
10	-8.84+11.1i	-8.84-11.1i	-20



รูปที่ 3.26 ทางเดินรากของระบบอนุกรมกรณีสี่ที่ $K_D = 10$, $K_P = 200$, และ $K_I = 0$

ในความเป็นจริงแล้วระบบการระบายความร้อนของเลเซอร์มีการตอบสนองแบบหน่วงเกิน ซึ่งเห็นได้จากการตอบสนองที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 3.2.2.1 ดังนั้นการเลือกใช้งานการควบคุมแบบอนุพันธ์ต้องเลือกค่า K_D สำหรับกรณีที่มีผลตอบสนองแบบหน่วงเกิน ซึ่งต้องกำหนดให้ K_D มีค่าเข้าใกล้ 0 มากที่สุด โดยในที่นี้จะเลือกค่า 0.01 ซึ่งเป็นค่าที่กำหนดโดยองค์ประกอบของวงจรถึงจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.2.2.3

ความผิดพลาดในสถานะคงตัวสำหรับกรณีการใช้วงจรถวลสัดส่วนและวงจรถวลแบบอนุพันธ์ คำนวณได้โดยการแทนฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{SYS_PD_OPEN}(S)$ จากสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.10) และแทนค่า V_{SET} เท่ากับ $0.1/S$ พบว่าค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวมีค่า 0.016 V ตามสมการที่ (3.19) ซึ่งใกล้เคียงกับค่า 0.018 V ในรูปที่ 3.23 ซึ่งได้จากการจำลองผล ดังนั้นต้องใช่วงจรถวลแบบปริพันธ์เข้ามาช่วยอีกเช่นกัน

$$e(\infty) = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{S(0.1/S)}{1 + [K_P + K_D S] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right]} = 0.016 \quad (3.19)$$

3.2.2.3 การคำนวณองค์ประกอบของวงจรควบคุมพีไอดี

เมื่อกำหนดค่าคงที่ K_p และ K_i เท่ากับ 5 และ 1 ได้ตามลำดับแล้ว ในหัวข้อนี้จะแสดงการคำนวณค่าองค์ประกอบของวงจรพีไอดีซึ่งได้เกริ่นไว้ในหัวข้อที่ 3.2.2.2 สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ที่ได้กล่าวไว้ดังตารางที่ 3.1

เริ่มต้นจากค่า K_i ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1 กำหนดให้ C_2 มีขนาด 10 μF ดังนั้นคำนวณค่า R_1 ได้เป็น

$$R_1 = 1 / (K_i \times C_2) = 1 / (1 \times 10 \mu\text{F}) = 100 \text{ k}\Omega$$

จากนั้นพิจารณาค่า K_p ซึ่งมีค่าเท่ากับ 5 และกำหนดให้สัดส่วนของ C_1 ต่อ C_2 มีค่าน้อยมากจึงสมมุติให้เป็น 0 ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่า R_2 เป็น

$$R_2 = K_p \times R_1 = 5 \times 100 \text{ k}\Omega = 500 \text{ k}\Omega$$

กำหนด K_D ให้มีค่าเท่ากับ 0.01 จาก R_2 ที่คำนวณได้มีค่า 500 $\text{k}\Omega$ ดังนั้นสามารถคำนวณค่า C_1 ได้เป็น

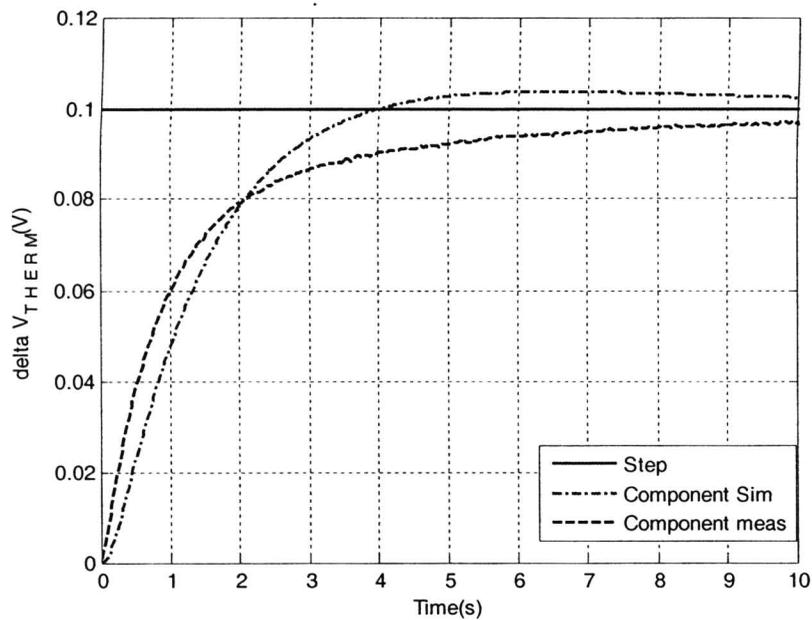
$$C_1 = K_D / R_2 = 0.01 / 500 \text{ k}\Omega = 20 \text{ nF}$$

โดยที่องค์ประกอบ R_1 , R_2 , C_1 และ C_2 ที่จัดหาได้มีค่า 100 $\text{k}\Omega$, 500 $\text{k}\Omega$, 22 nF และ 10 μF ดังนั้นจะทำให้ค่า K_p , K_i และ K_D มีการเปลี่ยนแปลงไปซึ่งสรุปได้ดังตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 ค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณได้จากองค์ประกอบจริง

ค่าคงที่	ตามทีออกแบบ	ตามองค์ประกอบที่หาได้
K_p	5	$= (500\text{k}/100\text{k} + 22 \text{ n}/10\mu) = 5.0022$
K_i	1	$= 1/(100\text{k} \times 10 \mu) = 1$
K_D	0.01	$= (500\text{k} \times 22\text{n}) = 0.011$

เมื่อนำค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณตามองค์ประกอบที่หาได้ มาจำลองผลจะ
 ได้การตอบสนองเป็นเส้นประจุด (Component Sim) ดังรูปที่ 3.27 พบว่ามีความผิดพลาด
 ในสถานะอยู่ตัวเล็กน้อย จากนั้นนำองค์ประกอบที่หาได้มาเชื่อมต่อเป็นวงจรวีไอดีตามรูปที่
 3.16 และทำการวัดผลตอบสนองได้เป็นเส้นประ (Component meas) พบว่าการตอบสนอง
 เข้าสู่สถานะคงตัวช้ากว่าที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งเป็นผลมาจากการที่มีผลของการควบคุมแบบ
 ปริพันธ์ไม่เพียงพอ ดังนั้นจึงลองเพิ่มค่า K_i ให้มีค่ามากขึ้นเป็น 2 แล้วคำนวณองค์ประกอบ
 ของวงจรวีไอดีใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 3.27 เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบเมื่อกำหนดให้ K_i มีค่าเท่ากับ 1

เมื่อค่า K_i เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าโดยยังคงค่า C_2 เท่ากับ 10 μF เช่นเดิมดังนั้น R_1 มีค่า

$$R_1 = 1 / (K_i \times C_2) = 1 / (2 \times 10 \mu\text{F}) = 50 \text{ k}\Omega$$

จากนั้นพิจารณาค่า K_p ซึ่งมีค่าเท่ากับ 5 และกำหนดให้สัดส่วนของ C_1 ต่อ C_2 มีค่า
 เป็น 0 เช่นเดียวกับการคำนวณในครั้งแรก คำนวณค่า R_2 ได้ใหม่ได้เป็น

$$R_2 = K_p \times R_1 = 5 \times 50 \text{ k}\Omega = 250 \text{ k}\Omega$$

สุดท้ายกำหนด K_D ให้มีค่าเท่ากับ 0.01 และจากค่า R_2 เท่ากับ 250 $\text{k}\Omega$ ดังนั้น
 สามารถคำนวณค่า C_1 ได้เป็น

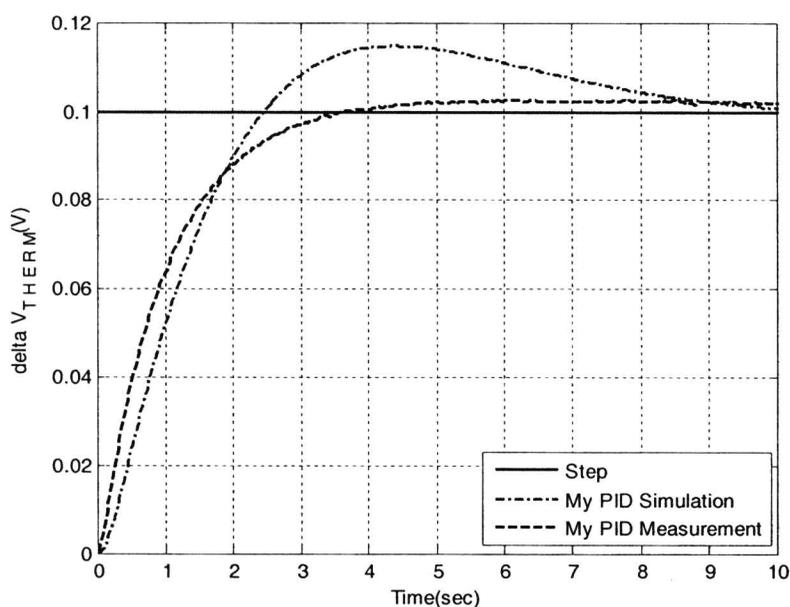
$$C_1 = K_D / R_2 = 0.01 / 250 \text{ k}\Omega = 40 \text{ nF}$$

โดยที่องค์ประกอบ R_1 , R_2 , C_1 และ C_2 ที่จัดหาจริงได้มีค่า 47.5 $\text{k}\Omega$, 243 $\text{k}\Omega$, 47
 nF และ 10 μF ดังนั้นจะทำให้ค่า K_p , K_i และ K_D สรุปได้ดังตารางที่ 3.7

ตารางที่ 3.7 ค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณได้จากองค์ประกอบจริง เมื่อเพิ่ม K_i เป็น 2

ค่าคงที่	ตามทีออกแบบ	ตามองค์ประกอบที่หาได้
K_p	5	$= (243K/47.5K + 47 n/10u) = 5.12$
K_i	2	$= 1/(47.5K \times 10 u) = 2.11$
K_D	0.01	$= (243K \times 47n) = 0.011$

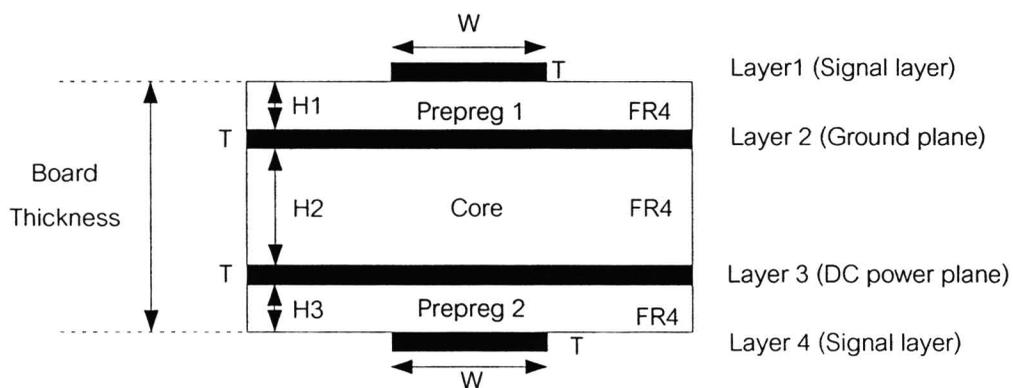
เมื่อนำค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณตามองค์ประกอบที่หาได้ซึ่งมาจำลองผลจะ
 ได้การตอบสนองเป็นเส้นประจุด (My PID Simulation) แสดงรูปที่ 3.28 พบว่าระบบให้การ
 ตอบสนองชั่วคราวแบบหน่วงขาดที่มีการพุ่งเกินเล็กน้อย แล้วค่อยๆเข้าสู่สถานะคงตัว
 จากนั้นนำองค์ประกอบที่หาได้มาเชื่อมต่อเป็นวงจรวัดที่ไอดีตามรูปที่ 3.16 และทำการวัดผล
 ตอบสนองได้เป็นเส้นประ (My PID Measurement) พบว่าการเพิ่มค่า K_i จาก 1 เป็น 2
 ระบบมีการตอบสนองที่ดีขึ้นมากโดยใช้เวลาเพียง 4 วินาทีในการเข้าสู่สถานะคงตัว เมื่อ
 เทียบกับกรณีที่ K_D เท่ากับ 1 ที่ใช้เวลามากถึง 10 วินาที



รูปที่ 3.28 เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบเมื่อกำหนดให้ K_i มีค่าเท่ากับ 2

3.3 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมินี้ เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ประเภท 4 ชั้น โดยเป็นชั้นทองแดง 4 ชั้นสลับกับชั้นไดอิเล็กตริก 3 ชั้น ดังรูปที่ 3.29 โดยที่ชั้นนำไฟฟ้าประกอบด้วย (1) ชั้นที่ 1 (Layer 1) เป็นชั้นสำหรับเส้นสัญญาณทั่วไปทั้งอัตราเร็วสูงและต่ำ, (2) ชั้นที่ 2 (Layer 2) เป็นชั้นกราวด์ของแผ่นวงจรพิมพ์, (3) ชั้นที่ 3 (Layer 3) เป็นชั้นจ่ายไฟเลี้ยงให้กับองค์ประกอบต่างๆที่ติดอยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ และ (4) ชั้นที่ 4 (Layer 4) เป็นชั้นสำหรับเส้นสัญญาณทั่วไป ซึ่งใช้เป็นเส้นทางเสริมในกรณีที่เส้นสัญญาณทับกันในชั้นที่ 1 ส่วนชั้นไดอิเล็กตริกมีอยู่ด้วยกัน 3 ชั้น คือ (1) Prepreg 1, (2) Core, และ (3) Prepreg 2



รูปที่ 3.29 โครงสร้างของวงจรพิมพ์ประเภท 4 ชั้น

เนื่องจากในการส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูงระดับ 10 Gb/s สิ่งสำคัญที่มีผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณได้แก่ (1) วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ และ (2) การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.1 และ 3.3.2 ตามลำดับ

3.3.1 วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์

วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) ตัวนำไฟฟ้า และ (2) ไดอิเล็กตริก โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.1.1 และ 3.3.1.2 ตามลำดับ

3.3.1.1 ตัวนำไฟฟ้า

ตัวนำไฟฟ้าที่เลือกใช้บนแผ่นวงจรพิมพ์ส่วนมากแล้วใช้แผ่นทองแดง ซึ่งมีค่าสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity) เท่ากับ 5.8×10^7 S/m เนื่องจากมีราคาถูกเมื่อเทียบกับตัวนำไฟฟ้าชนิดอื่น โดยมีหลายขนาดด้วยกัน ได้แก่ 0.5 (หนา 0.7 mil), 1 (หนา 1.4 mil) หรือ 2 oz/ft² (หนา 2.8 mil) เป็นต้น ซึ่งต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมกับการใช้งานและตาม

ลักษณะการจ่ายไฟ โดยที่ถ้ายิ่งทองแดงมีขนาดหนาก็จะยิ่งสามารถจ่ายไฟได้ดี แต่ในขณะเดียวกันก็ต้องพิจารณาถึงเรื่องอัตราการสูญเสียที่เพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นกัน ดังนั้นการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้ทองแดงหนา 1.4 mil หรือหนัก 1 oz/ft²

3.3.1.2 ไดอิเล็กตริก

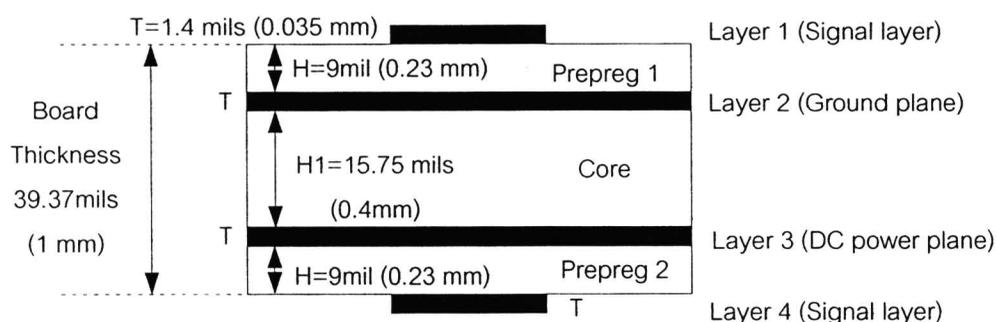
ไดอิเล็กตริกที่นำไปใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ในปัจจุบัน มีหลากหลายชนิด แสดงตัวอย่างดังตารางที่ 3.8 [43] ซึ่งการเลือกประเภทไดอิเล็กตริกไปใช้ต้องคำนึงถึงช่วงความถี่ของงานที่จะนำไปใช้ด้วย เพราะการสูญเสียจะมีมากขึ้นเมื่อใช้งานกับสัญญาณที่มีความถี่สูงขึ้น จากตาราง FR4 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.4 และค่า loss tangent เท่ากับ 0.015 เป็นไดอิเล็กตริกเพียงชนิดเดียวที่สามารถผลิตได้ภายในประเทศ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ FR4 ในการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์

ตารางที่ 3.8 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกกับค่า loss tangent ของสารไดอิเล็กตริกต่างๆ

ชนิดไดอิเล็กตริก	ϵ_r	$Tan\delta$ (1 Ghz)	$Tan\delta$ (10 Ghz)	ราคา(เท่า)
FR4	4.4	0.015	N/A	1
NELCO 4000-13 SI	3.4	0.008	0.008	1.5
ARLON 25FR and 25N	3.38	N/A	0.0025	1.75
ROGER 4003	3.38	0.0027	0.0027	2
ROGER 4350	3.5	0.0031	0.0037	2
TEFLON GLASS	2.4	N/A	0.0014	2
TEFLON CERAMIC FILLED	2.98	0.004	0.0025	2
SPEEDBOARD C	2.6	0.004	0.004	2
FASTRISE 27	2.7	0.002	0.002	2
TSM29	2.94	0.0012	0.0014	2

3.3.2 การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

การออกแบบลายเส้นสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูง เริ่มต้นจากการกำหนดความหนาในแต่ละชั้นของแผ่นวงจรพิมพ์ เนื่องจากไดอิเล็กตริกแต่ละชั้นมีเพียงบางความหนาที่โรงงานสามารถผลิตได้จึงถูกจำกัดด้วยค่าเหล่านั้นก่อน จากนั้นจึงค่อยปรับเปลี่ยนความกว้างของลายเส้นสัญญาณ เพื่อคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โดยความหนาของแผ่นวงจรพิมพ์เลือกใช้ความหนาตามมาตรฐาน XFP เนื่องจากเป็นมาตรฐานที่อุตสาหกรรมกำลังนิยมใช้ในการพัฒนาตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (Optical Transceiver) มาตรฐานดังกล่าวได้กำหนดให้แผ่นวงจรพิมพ์มีความหนาโดยรวมเท่ากับ 1 mm จากข้อมูลผู้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ บริษัท PCB TECH มีไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้น Core 2 ขนาด คือ 0.4 mm และ 0.6 mm ในขณะที่ชั้น prepreg มีความหนา 2 ขนาดเช่นกัน คือ 0.23 mm (9 mil) และ 0.13 mm (5.07 mil) ดังนั้นเพื่อให้ได้ขนาดโดยรวมตามมาตรฐาน XFP จึงเลือกใช้ไดอิเล็กตริกและทองแดงแสดงดังรูปที่ 3.30 โดยมีไดอิเล็กตริกในส่วนของ core หนา 0.4 mm และในส่วนของ prepreg หนา 0.23 mm (9 mil) ดังนั้นเมื่อรวมกับชั้นนำไฟฟ้าทั้ง 4 ชั้นซึ่งมีความหนา 1.4 mil จะได้แผ่นวงจรพิมพ์มีความหนารวม 39.73 mil หรือประมาณ 1 mm เมื่อกำหนดความหนาเรียบร้อยแล้ว ถัดไปจะเป็นการคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว และแบบผลต่างโดยแต่ละชนิดมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.2.1 และ 3.3.2.2 ตามลำดับ

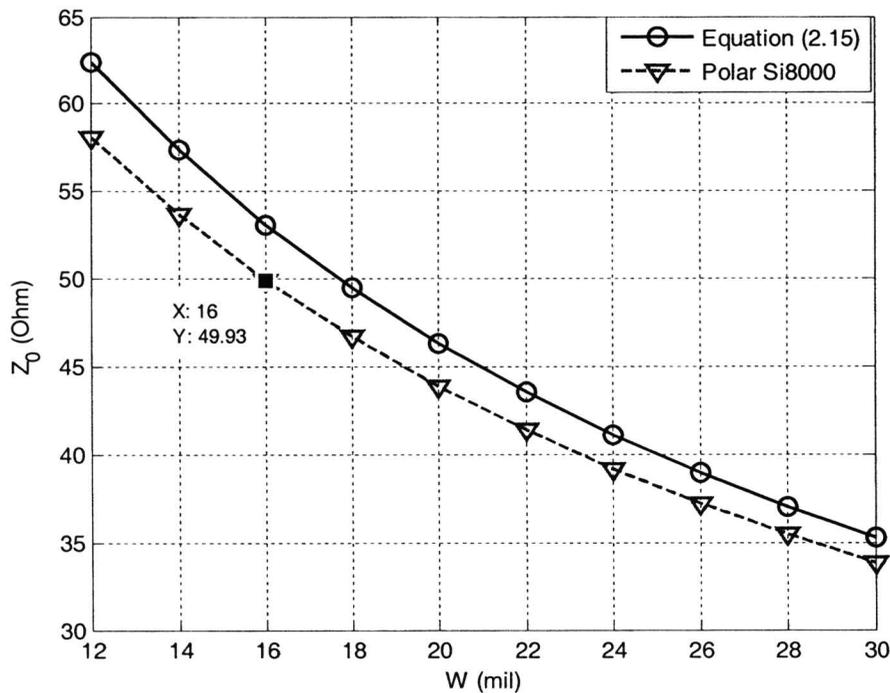


รูปที่ 3.30 แผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ โดยมีความหนาตามมาตรฐาน XFP

3.3.2.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

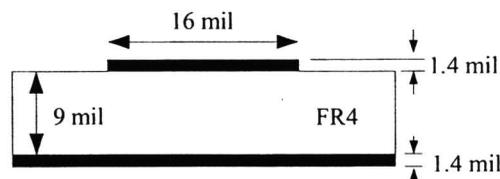
ลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ใช้เป็นลายเส้นของสัญญาณข้อมูลขาออกจากตัวขับมอดูเลเตอร์ ต้องการค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) เท่ากับ 50Ω ซึ่งคำนวณหาได้จากการเปลี่ยนความกว้างของเส้นสัญญาณ (W) โดยกำหนดให้ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (H) เท่ากับ 9 mil, ความหนาของทองแดง (T) เท่ากับ 1.4 mil, ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ของ FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า loss tangent เท่ากับ 0.015 โดยใช้การคำนวณ

จาก 2 แหล่ง คือ (1) สมการที่ (2.15) และ โปรแกรม PolarSi80000 [44] ของบริษัท Polarinstruments จากนั้นนำผลการคำนวณที่ได้มาเปรียบเทียบกัน



รูปที่ 3.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z_0 กับความกว้างของเส้นสัญญาณ (W) ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

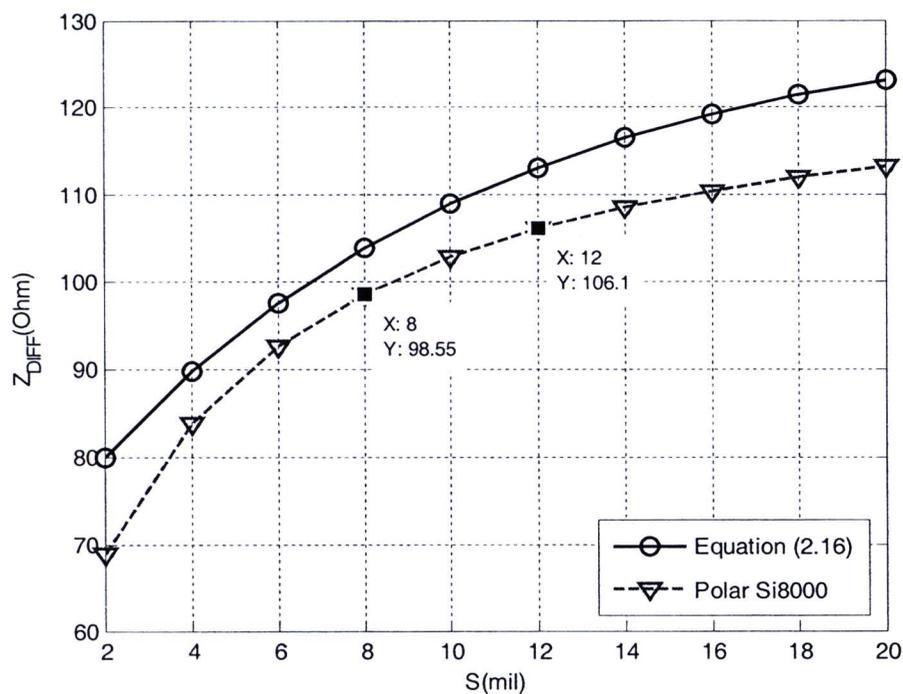
จากการคำนวณทั้ง 2 แหล่งได้ความสัมพันธ์แสดงดังรูปที่ 3.31 จะสังเกตได้ว่าเมื่อเพิ่มค่า W ค่า Z_0 ทั้ง 2 แหล่งมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่สมการที่ (2.15) จะให้ค่า Z_0 มากกว่าประมาณ 5 Ω ที่ความกว้างเดียวกัน (W เท่ากับ 12 mil) แต่มีแนวโน้มเข้าใกล้กับค่าที่คำนวณจากโปรแกรมมากขึ้นเมื่อ W มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นในการออกแบบครั้งนี้ต้องการค่า Z_0 เท่ากับ 50 $\Omega \pm 10\%$ เพื่อความผิดพลาดจากที่เกิดจากการผลิต ดังนั้น ค่า W เท่ากับ 16 mil ซึ่งมีค่า Z_0 เท่ากับ 49.93 Ω ซึ่งคำนวณโดยโปรแกรม Polar Si8000 เป็นค่าที่อยู่กึ่งกลางระหว่างค่า Z_0 ที่ผิดพลาด ดังนั้นจึงออกแบบให้เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวมีความกว้างเท่ากับ 16 mil แสดงดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ออกแบบ

3.3.2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง

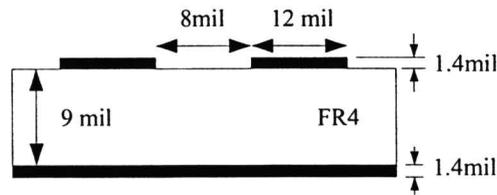
เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างใช้สำหรับป้อนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาแบบผลต่างเข้าไปยังตัวขับมอดูเลเตอร์ ต้องการค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่าง (Z_{DIFF}) เท่ากับ 100 Ω ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์สองตัว ได้แก่ (1) ความกว้างของลายเส้น (W) และ (2) ระยะห่างระหว่างขอบด้านในของเส้นสัญญาณ (S) เนื่องจากความกว้างในแต่ละขาของฐานชิปตัวขับมอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นชิปที่มีแพ็คเกจชนิด Quad Flat No lead (QFN) ขนาด 4mm X 4mm มีขาชิปทั้งหมด 24 ขา แต่ละขามีระยะห่าง 10 mil และมีความกว้าง 10 mil แต่การออกแบบลายเส้นรองรับขาชิป (pad) บนแผ่น PCB จะแนะนำให้ขนาดของลายเส้นรองรับขาชิปกว้าง 12 mil ดังนั้นในการคำนวณ Z_{DIFF} จึงกำหนดให้ W มีค่า 12 mil, ความหนาของชั้นทองแดง (T) เท่ากับ 1.4 mil, ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า loss tangent เท่ากับ 0.015 จากนั้นจึงคำนวณหาค่า S จากสมการที่ (2.16) และโปรแกรม PolarSi80000 เปรียบเทียบเช่นเดียวกับเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว



รูปที่ 3.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z_{DIFF} ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างกับระยะห่างระหว่างขอบด้านในของเส้นสัญญาณ (S)



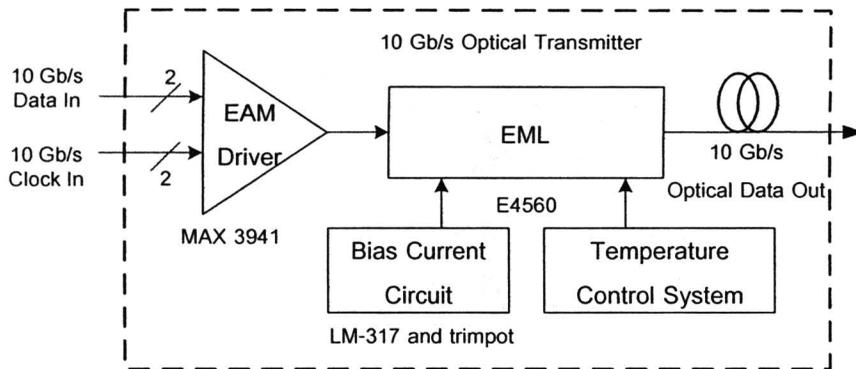
จากการคำนวณทั้ง 2 วิธี จะได้ความสัมพันธ์ของค่า Z_{DIFF} กับ ค่า S ของเส้นสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.33 โดยที่ทั้งสองกรณีมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน โดยที่ยิ่งลายเส้นมีระยะห่างของขอบมากขึ้น ก็จะมีค่า Z_{DIFF} เพิ่มมากขึ้นเช่นกัน ดังนั้นในการออกแบบครั้งนี้ต้องการค่า Z_{DIFF} เท่ากับ $100 \Omega \pm 10\%$ เพื่อความผิดพลาดอันเนื่องมาจากกระบวนการผลิต ดังนั้นกรณีที่มีค่า S เท่ากับ 8 mil และ W เท่ากับ 12 mil ให้ค่า Z_{DIFF} เท่ากับ 98.55Ω ซึ่งคำนวณโดยโปรแกรม Polar SI8000 เป็นค่าที่ต่ำกว่า 100Ω อยู่ 1.5% ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ ดังนั้นจึงออกแบบให้เส้นสัญญาณแบบผลต่างมี S เท่ากับ 8 mil และ W เท่ากับ 12 mil ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างที่ออกแบบ

3.4 การออกแบบลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิประกอบด้วย 4 ส่วน คือ (1) ลายวงจรฐานยึด EML, (2) ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์, (3) ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์ และ (4) ลายวงจรตัวขับ EAM โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.4.1 ถึง 3.4.4 ตามลำดับ แผนภาพการเชื่อมต่อขององค์ประกอบต่างๆ แสดงดังรูปที่ 3.35 และมีลายวงจรทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 3.36

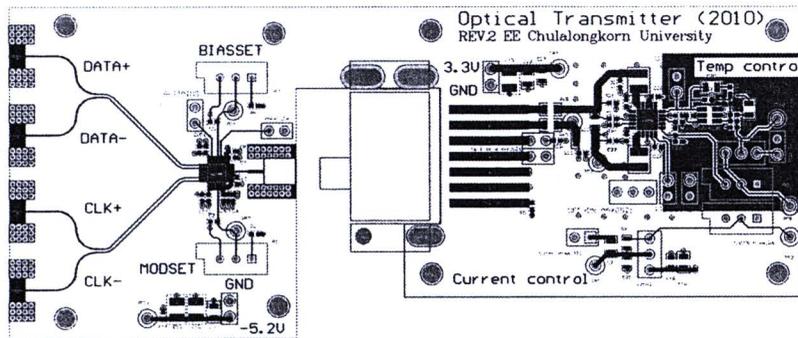


รูปที่ 3.35 การเชื่อมต่อขององค์ประกอบภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

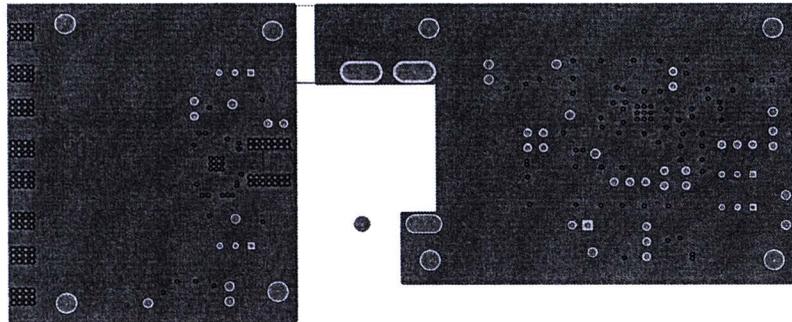
ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมินี้ ได้ออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ โดยมี FR4 เป็นไดอิเล็กตริกและทองแดงเป็นเส้นสัญญาณมีทั้งหมด 4 ชั้น คือ

- Signal Layer (1) เป็นชั้นของลายวงจรสำหรับทุกวงจร
- Ground Plane เป็นชั้นกราวด์ของทั้งบอร์ด
- Power Plane เป็นชั้นไฟเลี้ยงโดยจะแบ่งออกเป็นพื้นที่ย่อยสำหรับไฟเลี้ยงแต่ละค่า ซึ่งได้แก่ ค่าแรงดัน 3.3 V สำหรับเลเซอร์และระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์ และค่าแรงดัน -5.2 V สำหรับตัวขับ EAM
- Signal Layer (2) เป็นชั้นสำรองสำหรับเส้นสัญญาณที่อาจวางเส้นทางซ้อนทับกัน จะเวีย (via) ลงมายังชั้นนี้แทน

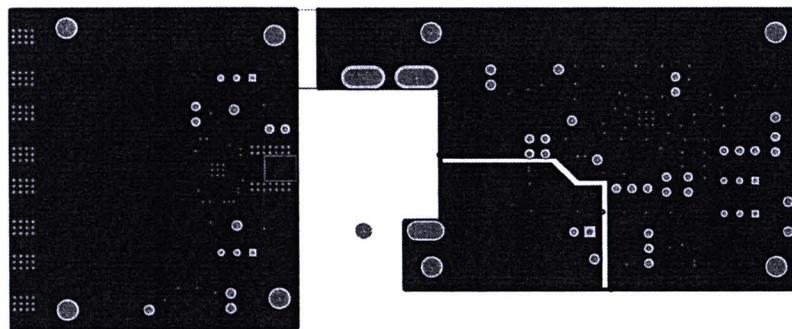
ลายเส้นของแต่ละชั้นที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.36 ตามลำดับ



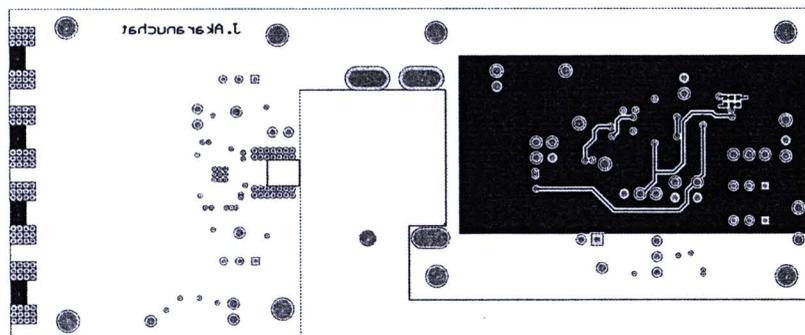
(ก) Signal Layer (1)



(ข) Ground Plane



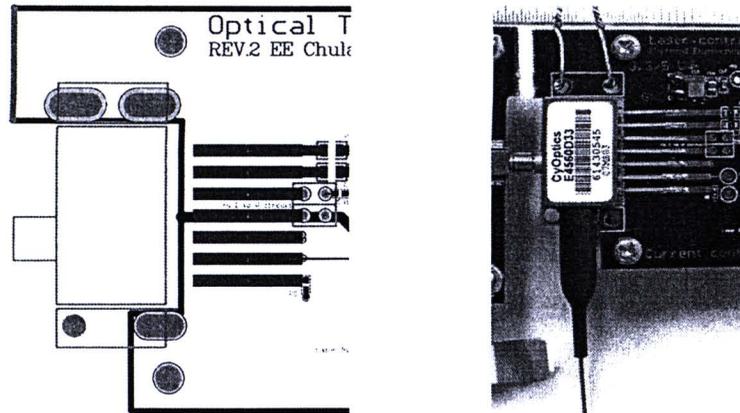
(ค) Power Plane



(ง) Signal Layer (2)

รูปที่ 3.36 ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ มีทั้งหมด 4 ชั้น คือ (ก) ชั้น Signal Layer (1), (ข) ชั้น Ground Plane, (ค) ชั้น Power Plane และ (ง) Signal Layer (2)

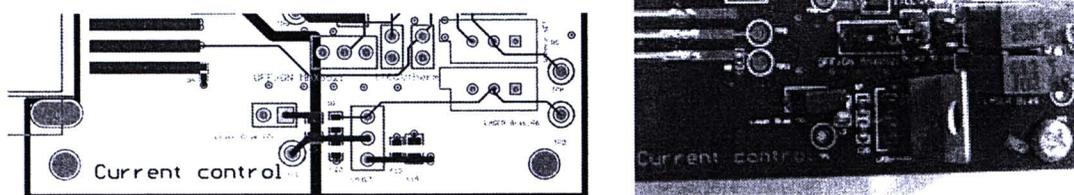
3.4.1 ลายวงจรฐานยึด EML



รูปที่ 3.37 ลายวงจรฐานยึด EML

ลายวงจรสำหรับยึด EML โมดูลแสดงดังรูปที่ 3.37 วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ยึด EML ให้มีความมั่นคงรวมทั้งมีแพด (pad) สำหรับยึดน๊อตและยังเป็นการเชื่อมต่อ Ground ให้กับ EML อีกด้วย สำหรับลายวงจรถูกเชื่อมต่อกับ EML นั้นแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ (1) ส่วนที่รับสัญญาณข้อมูล RF เข้ามายังมอดูเลเตอร์ผ่านหัวต่อชนิด SMP และ (2) ส่วนที่เป็นสัญญาณ DC เพื่อควบคุมการทำงานของ EML โมดูลมีทั้งหมด 7 ขา ประกอบด้วยขา Thermistor (GND), Thermistor, DFB Laser Anode, Monitor Anode -, Monitor Cathode +, TEC -, และ TEC + โดยแต่ละขามีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1

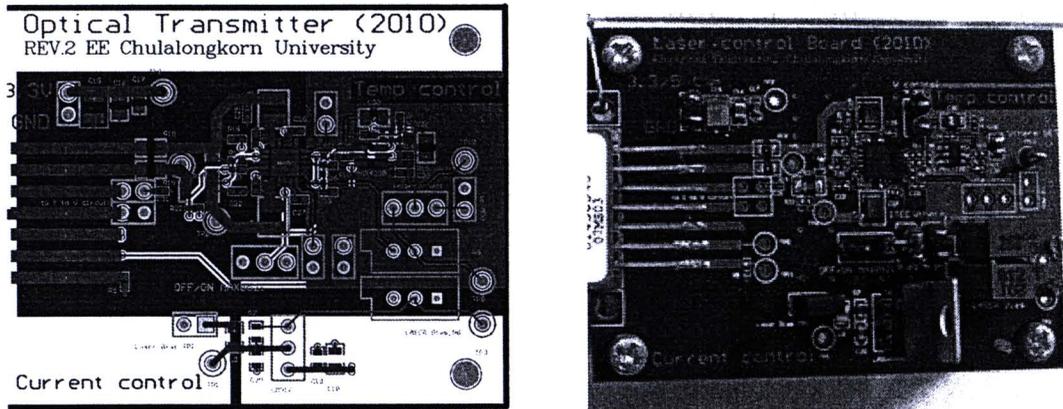
3.4.2 ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์



รูปที่ 3.38 ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์

ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์ แสดงดังรูปที่ 3.38 วงจรนี้ใช้หลักการป้อนกระแสให้กับ EML โดยเพิ่มแรงดันไบแอสไปข้างหน้าจาก Regulator ซึ่งรายละเอียดของวงจรถูกกล่าวในหัวข้อที่ 3.1.2 การจ่ายไฟของวงจรมีไฟจาก Power Plane ค่า 3.3 V ขึ้นมาผ่าน Regulator เพื่อปรับขนาดรวมทั้งความนิ่งของแรงดันและกระแสไบแอสขาออก (50-100 mA) ก่อนที่จ่ายไปยัง Power Plane สำหรับ EML โดยเฉพาะ เพื่อคงระดับความนิ่งของกระแสไบแอส จากนั้น EML จะดึงไฟมาใช้ผ่านขา 3 ซึ่งเป็นขาเลเซอร์แอโนด

3.4.3 ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์



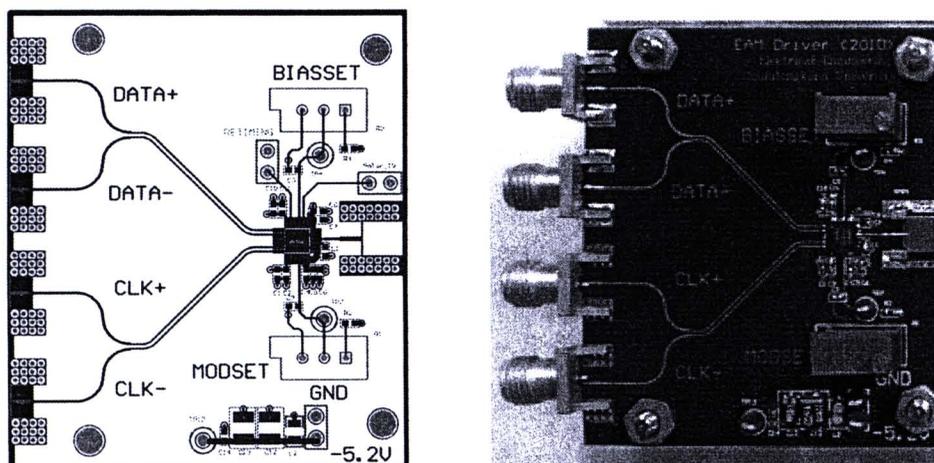
รูปที่ 3.39 ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์

ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์แสดงดังรูปที่ 3.39 วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ด้วยหลักการควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งองค์ประกอบและหลักการทำงานได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 2.2.2 และ 2.2.3 ตามลำดับ ลายวงจรนี้ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ (1) ลายวงจรควบคุมพีไอดี และ (2) ลายวงจรของตัวขับเคลื่อนกระแสสองขั้ว

ในส่วนของลายวงจรพีไอดีมีการเปรียบเทียบผลต่างระหว่างอุณหภูมิที่วัดได้ (V_{THERM}) จากเทอร์มิสเตอร์กับอุณหภูมิที่ตั้งค่า (V_{SET}) โดยจะมีค่าผลต่างอยู่ในระดับ μV ดังนั้นเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอก จึงมีการทำวงแหวนป้องกัน (Guard Ring) เชื่อมต่อกับชั้นกราวด์ไว้โดยรอบวงจร รวมทั้งส่วนของวงจรรอ่านค่าอุณหภูมิจากเทอร์มิสเตอร์ด้วยเช่นกัน

ลายวงจรของตัวขับเคลื่อนกระแสสองขั้ว โมดูล MAX8521 จากบริษัท MAXIM เป็นแพ็คเกจชนิด QFN ขนาด $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ มีขาชิปทั้งหมด 20 ขา แสดงลายวงจรสำหรับวางชิปดังรูปที่ 3.39 ส่วนรายละเอียดของชิปได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 3.2.1.4 โดยชิปต้องการแรงดันควบคุม ($V_{CONTROL}$) ซึ่งได้มาจากวงจรควบคุมพีไอดี เพื่อกำหนดการจ่ายกระแสให้กับ TEC โดยจำกัดให้ชิปจ่ายกระแสได้สูงสุดขนาด 1.3 A (สำหรับ I_{TEC+}) และ -0.5 A (สำหรับ I_{TEC-}) ดังนั้นลายเส้นสำหรับการจ่ายกระแส TEC ไปยังขาที่ 6 (TEC+) และ 7 (TEC-) ของ EML โมดูลจึงต้องออกแบบให้มีความกว้างกว่าปกติโดยมีขนาด 50 mil นอกจากนี้เนื่องจากความร้อนที่เกิดขึ้นภายในชิปค่อนข้างสูง ดังนั้นการเวียลายวงจรสำหรับวางชิปลงกราวด์เชื่อมต่อกับวงแหวนป้องกัน ก็เป็นส่วนช่วยในการระบายความร้อนให้กับชิปได้

3.4.4 ลายวงจรตัวขับ EAM

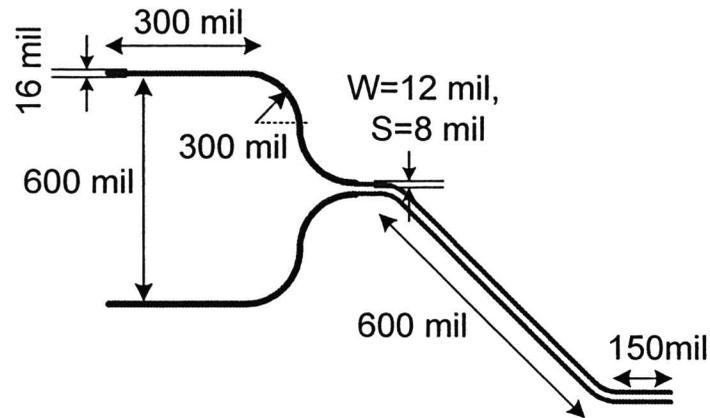


รูปที่ 3.40 ลายวงจรตัวขับ EAM

ลายวงจรตัวขับ EAM แสดงดังรูปที่ 3.40 วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ส่งสัญญาณ RF อัตรา 10 Gb/s ชนิดผลต่างจากเครื่อง BERT เข้ามาทางหัวต่อ SMA ไปยังตัวขับ EAM ชิพ MAX3941 โดยเส้นสัญญาณแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ (1) เส้นสัญญาณขาเข้าซึ่งประกอบด้วยเส้นสัญญาณข้อมูล (DATA) และสัญญาณนาฬิกา (CLK) ในส่วนนี้เป็นลายเส้นไมโครสตริปชนิดผลต่าง, และ (2) เส้นสัญญาณข้อมูลขาออกเป็นลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยว

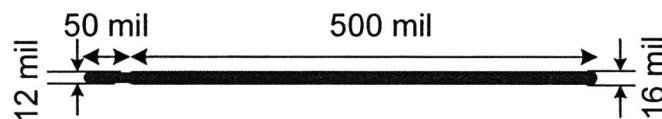
ลายเส้นสัญญาณแบบผลต่างที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.41 แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสำหรับสัญญาณข้อมูลขาเข้าจากหัวต่อ SMA เนื่องจากหัวต่อ SMA มีขนาดใหญ่จึงทำให้ระยะห่างของลายเส้นสัญญาณข้อมูลบวก (DATA+) กับข้อมูลลบ (DATA-) ห่างกัน 600 mil ก่อนที่จะทำมุมโค้งบรรจบเข้าหากันกลายเป็นลายเส้นในส่วนที่ 2 สำหรับลายเส้นในส่วนที่ 1 นี้เลือกใช้เป็นเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวกว้าง 16 mil (Z_0 ประมาณ 50 Ω ซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.3.2.1), และ (2) ส่วนที่สองเป็นลายเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างกว้าง 12 mil มีระยะห่างขอบด้านใน 8 mil (Z_{DIFF} ประมาณ 100 Ω ตามที่คำนวณไว้ในหัวข้อที่ 3.3.2.2) ทำมุมเฉียง 45 องศา ก่อนจะทำมุมโค้งแล้ววิ่งขนานเข้าสู่ลายวงจรสำหรับวงชิพ MAX3941 ซึ่งมีแพ็คเกจเป็นชนิด Quad Flat No lead (QFN) ขนาด 4mm X 4mm มีขาชิพทั้งหมด 24 ขา โดยชิพต้องการสัญญาณข้อมูลและนาฬิกาขาเข้าเป็นสัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal) และให้สัญญาณข้อมูลขาออกเป็นสัญญาณแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal) ส่วนรายละเอียดของชิพได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 3.1.3

โดยลายวงจรสำหรับวางชิปมีความกว้าง pad เท่ากับ 12 mil ดังนั้นการออกแบบลายเส้นผลต่างจึงคงความกว้างของเส้นสัญญาณไว้ที่ 12 mil และเลือกระยะห่างของเส้นสัญญาณให้มีขนาด 8 mil เพื่อให้ได้ค่า Z_{DIFF} ประมาณ 100 Ω



รูปที่ 3.41 เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างที่ออกแบบ

เส้นสัญญาณขาออกจากชิป MAX3941 เลือกใช้เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว ตามชนิดสัญญาณขาออกจากชิปแสดงดังรูปที่ 3.42 ประกอบด้วยลายวงจรจากขาชิปกว้าง 12 mil ยาว 50 mil และเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวกว้าง 16 mil ยาว 500 mil ซึ่งมีค่า Z_0 เท่ากับ 50 Ω เชื่อมต่อกับหัวต่อ SMP เพื่อส่งสัญญาณจากชิป MAX3941 ไปยังมอดูเลเตอร์

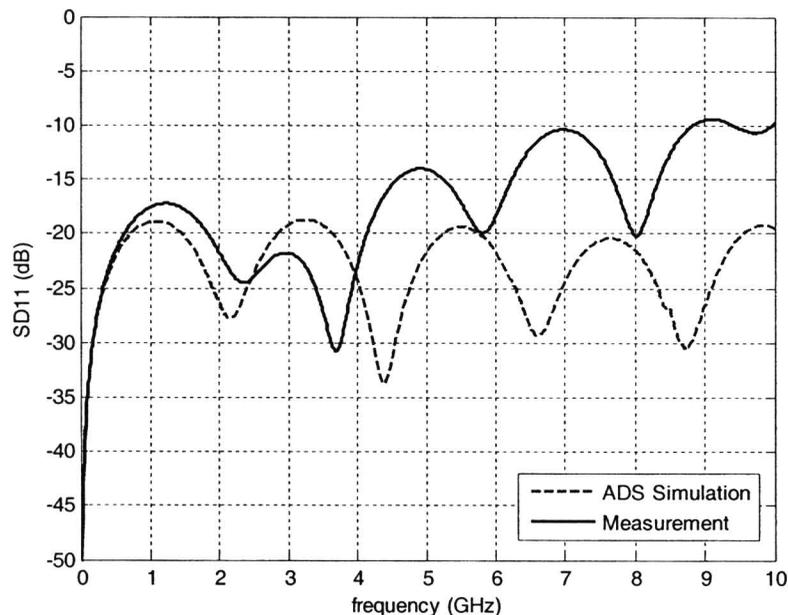


รูปที่ 3.42 เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ออกแบบ

การออกแบบลายเส้นสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โปรแกรม Advance Design System (ADS) 2009 Update 1 [45] เนื่องจากโปรแกรม ADS เป็นโปรแกรมจำลองผลแบบ 2.5 มิติ ดังนั้นทุกการจำลองผลจะไม่พิจารณาผลของหัวต่อ SMA ที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อสัญญาณป้อนเข้าสู่เส้นสัญญาณ การจำลองผลของคุณลักษณะของเส้นสัญญาณทั้งหมด 3 พารามิเตอร์ประกอบด้วย (1) S-parameter, (2) Time-Domain Reflectometer (TDR), และ (3) แผนภาพรูปตา (Eye-diagram) โดยจะแสดงผลการวัดเปรียบเทียบกับ การจำลองผลเฉพาะกรณีของ S-parameter และ TDR ส่วนแผนภาพรูปตาแสดงเฉพาะการจำลองผลเท่านั้น โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.4.4.1 ถึง 3.4.4.3 ตามลำดับ

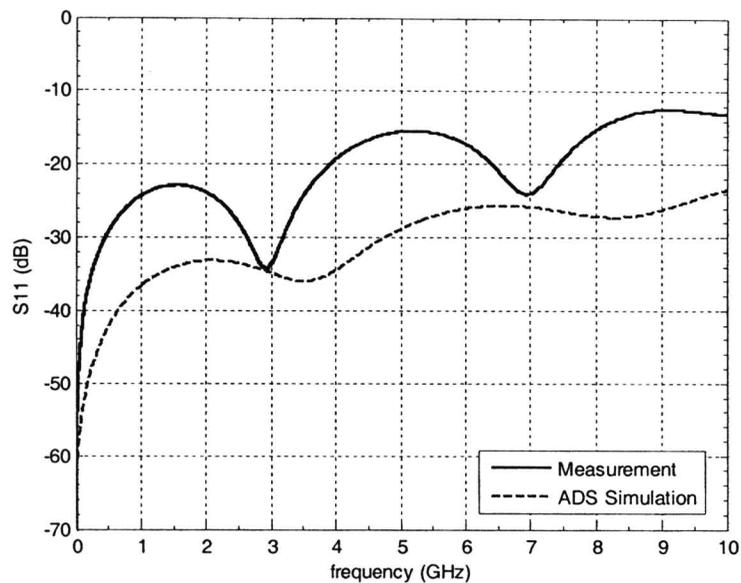
3.4.4.1 S-parameter

ผลการจำลองและผลการวัดการสะท้อนของสัญญาณแบบผลต่าง ค่า SD11 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปชนิดผลต่างแสดงดังรูปที่ 3.43 จากการจำลองผลค่า SD11 มีค่าสูงสุดประมาณ -19 dB ตลอดช่วงความถี่ 10 GHz ในขณะที่ผลการวัดซึ่งวัดผลโดยเครื่อง Network Analyzer Agilent PNA-X รุ่น N5242A ที่มีช่วงแบนด์วิดท์ถึง 26.5 GHz [36] พบว่าค่า SD11 มีแนวโน้มเพิ่มมากขึ้นเมื่อความถี่มากขึ้น โดยมีค่าสูงสุดประมาณ -9 dB ที่ความถี่ 9 GHz ถ้าพิจารณาแบนด์วิดท์ของสัญญาณ 10 Gb/s มีค่าประมาณ 7 GHz ดังในรูปที่ 2.36 พบว่าเส้นสัญญาณนี้มีแบนด์วิดท์กว้างพอที่จะส่งสัญญาณอัตราเร็วดังกล่าวได้



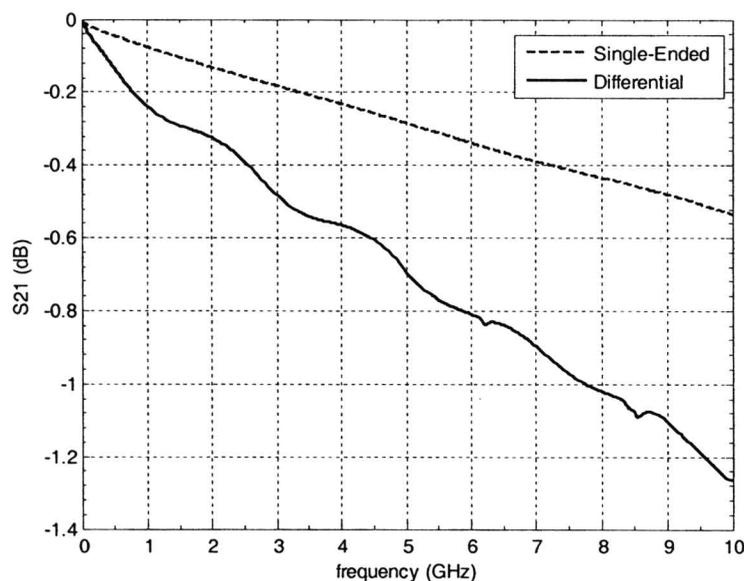
รูปที่ 3.43 เปรียบเทียบการสะท้อนของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง (SD11)

ผลการจำลองและผลการวัดการสะท้อนของสัญญาณแบบเดี่ยวค่า S11 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.44 จากการจำลองผลพบว่าค่า S11 มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นโดยมีค่าสูงสุด -24 dB ในขณะที่ค่า S11 จากผลการวัดมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเช่นกันแต่จะมีค่าสูงกว่าตลอดช่วงความถี่ 10 GHz โดยที่มีค่า S11 สูงสุดเท่ากับ -11 dB ที่ความถี่ 9 GHz ซึ่งยังเพียงพอต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลขาออก 10 Gb/s ที่มีค่าประมาณ 7 GHz



รูปที่ 3.44 เปรียบเทียบค่าการสะท้อนของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว (S11)

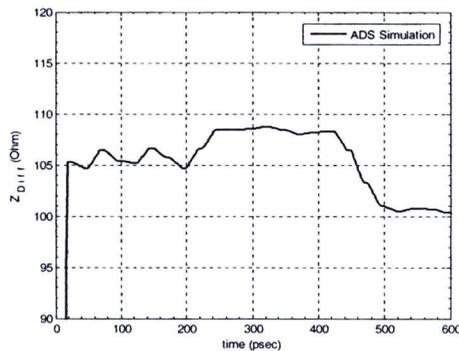
การจำลองการส่งผ่านของสัญญาณ ค่า S21 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างและแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.45 โดยแสดงเฉพาะการจำลองผลเนื่องจากเส้นสัญญาณมีการบัดกรีเชื่อมต่อกับชิป MAX3941 ดังลายวงจรแสดงดังรูปที่ 3.40 ดังนั้นจึงไม่สามารถวัดค่า S21 ได้ จากการจำลองผลพบว่าค่า S21 ของลายเส้นทั้งสอง มีแนวโน้มลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น โดยที่เส้นแบบผลต่างพบว่ามีค่า S21 เท่ากับ -1.3 dB ในขณะที่เส้นแบบเดี่ยวมีค่า -0.55 dB ที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งค่า S21 ทั้งสองมีค่ามากกว่า -3 dB ทั้งจึงเพียงพอต่อการส่งสัญญาณข้อมูล 10 Gb/s



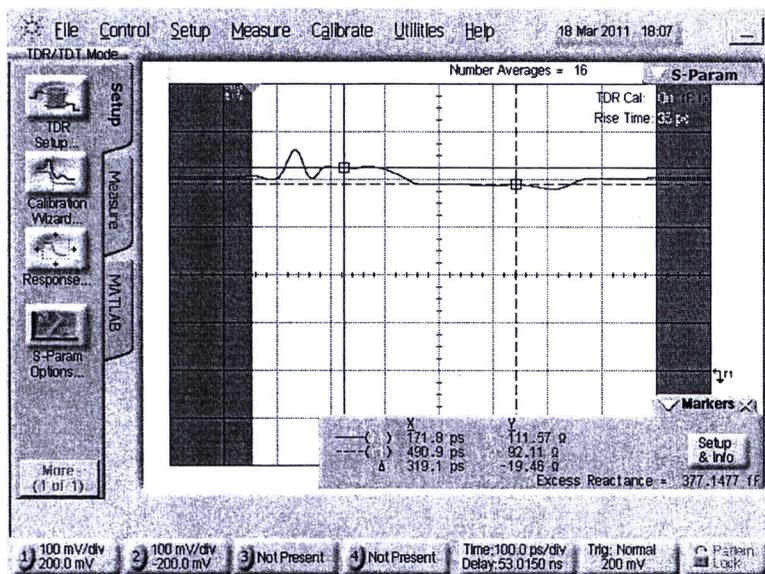
รูปที่ 3.45 ผลการจำลองการส่งผ่านของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวและแบบผลต่าง

3.4.4.2 TDR

ผลการจำลองจากซอฟต์แวร์ ADS และผลการวัดค่า Z_{DIFF} จากเครื่อง TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างแสดงดังรูปที่ 3.46 และ รูปที่ 3.47 ตามลำดับ จากการจำลองพบว่าค่า Z_{DIFF} มีค่าประมาณ 105 Ω ซึ่งเป็นช่วงแรกที่เส้นสัญญาณทำมุมโค้งเข้าหากัน เมื่อเข้าสู่ช่วงที่สองซึ่งเป็นลายเส้นแบบผลต่างพบว่าค่า Z_{DIFF} มีค่าประมาณ 108 Ω ในขณะที่ผลการวัดจะมีการสะท้อนสัญญาณ อันเนื่องมาจากหัวต่อ SMA ตามตัวอย่างผลการวัดทดสอบหัวต่อ SMA ของบริษัท Gigalane ใน datasheet [46] จากนั้นจะเข้าสู่ช่วงการทำมุมพบว่าค่า Z_{DIFF} ลดลงเหลือประมาณ 112 Ω และสุดท้ายเป็นช่วงของเส้นสัญญาณผลต่างซึ่งวัดค่า Z_{DIFF} ได้ประมาณ 92 Ω จากผลการวัดพบว่าค่าที่ได้ผิดพลาดไปจากผลการจำลองประมาณ + 6.7 % และ -15 % สำหรับเส้นสัญญาณผลต่างในช่วงแรกและช่วงที่สองตามลำดับ ส่วนรายละเอียดการวัดค่า Z_{DIFF} ด้วยเครื่อง TDR สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ง. การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง TDR

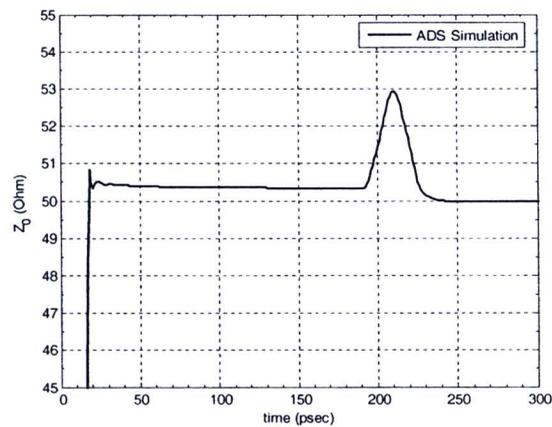


รูปที่ 3.46 การจำลองผล TDR ของลายเส้นไมโครสตริปแบบผลต่าง

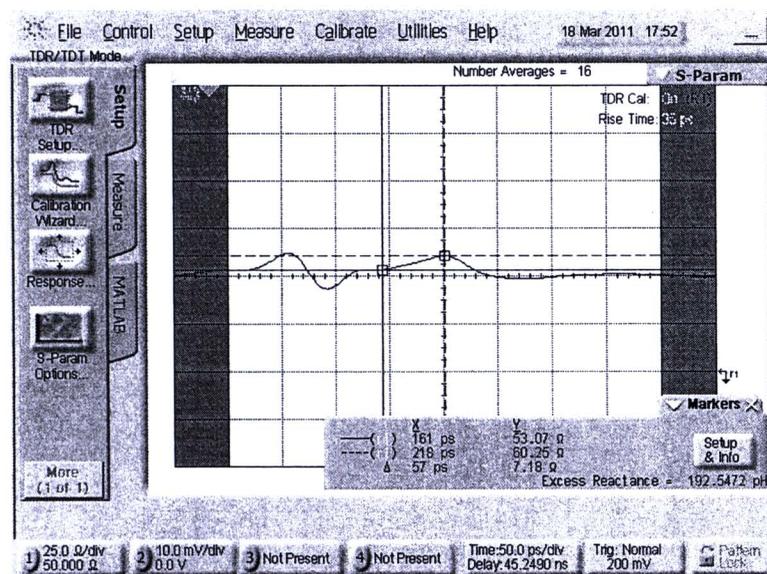


รูปที่ 3.47 ผลการวัด TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง

สำหรับผลการจำลองและผลการวัดค่า Z_0 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวจะทดสอบจากด้านหัวต่อ SMA เข้ามายังขาชิปซึ่งมีค่าความกว้างของเส้นสัญญาณเป็น 16 mil ก่อนและตามด้วย 12 mil แสดงค่า Z_0 ดังรูปที่ 3.48 และ รูปที่ 3.49 ตามลำดับ จากการจำลองพบว่าลายเส้นกว้าง 16 mil และ 12 mil มีค่า Z_0 ประมาณ 50.5 Ω และ 53 Ω ตามลำดับ ในขณะที่ผลการวัดจะมีการสะท้อนสัญญาณเช่นเดียวกับเส้นสัญญาณแบบผลต่าง อันเนื่องมาจากหัวต่อ SMA ทำให้ค่า Z_0 เพิ่มสูง เมื่อผ่านหัวต่อเข้าสู่เส้นสัญญาณที่มีความกว้าง 16 mil วัดค่า Z_0 ได้ประมาณ 53 Ω และช่วงความกว้าง 12 mil ค่า Z_0 เพิ่มขึ้นเป็น 60 Ω จากผลการวัดพบว่าค่าที่ได้ผิดพลาดจากผลการจำลองประมาณ + 5% สำหรับช่วงลายเส้นกว้าง 16 mil และ +13% สำหรับช่วงลายเส้นกว้าง 12 mil ที่ขาชิป ส่วนรายละเอียดการวัดค่า Z_{DIFF} ด้วยเครื่อง TDR สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ง. การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง TDR



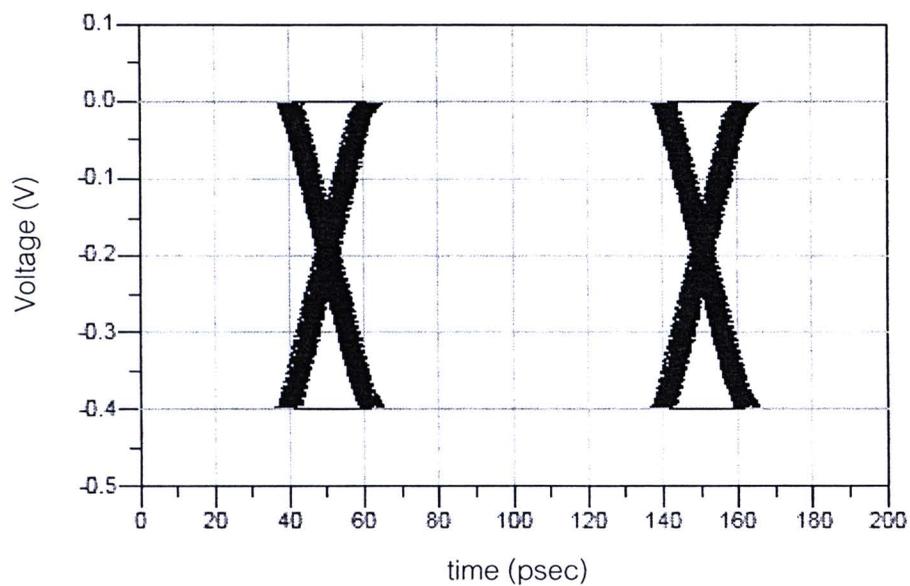
รูปที่ 3.48 การจำลองผล TDR ของลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยว



รูปที่ 3.49 ผลการวัด TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

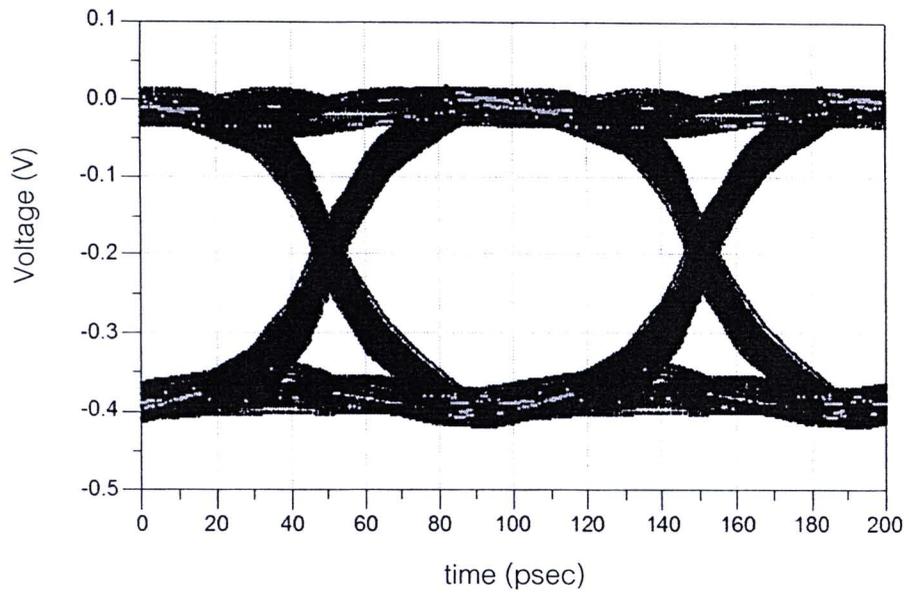
3.4.4.3 Eye-diagram

ในหัวข้อนี้จะจำลองการส่งข้อมูลผ่านเส้นสัญญาณที่ออกแบบ เพื่อพิจารณาคุณภาพของสัญญาณหลังจากเดินทางผ่านเส้นสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้ จากแผนภาพรูปตาซึ่งเป็นตัวบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของเส้นสัญญาณในการส่งผ่านข้อมูล โดยสัญญาณที่ใช้ทดสอบแสดงดังรูปที่ 3.50 เป็นสัญญาณ PRBS 2^7-1 บิต ชนิด CML ขนาดแรงดัน 0.4 V โดยมี V_{HI} เท่ากับ 0 V และ V_{LOW} เท่ากับ -0.4 V อัตรา 9.95328 Gb/s ตามมาตรฐาน OC-192/STM-64

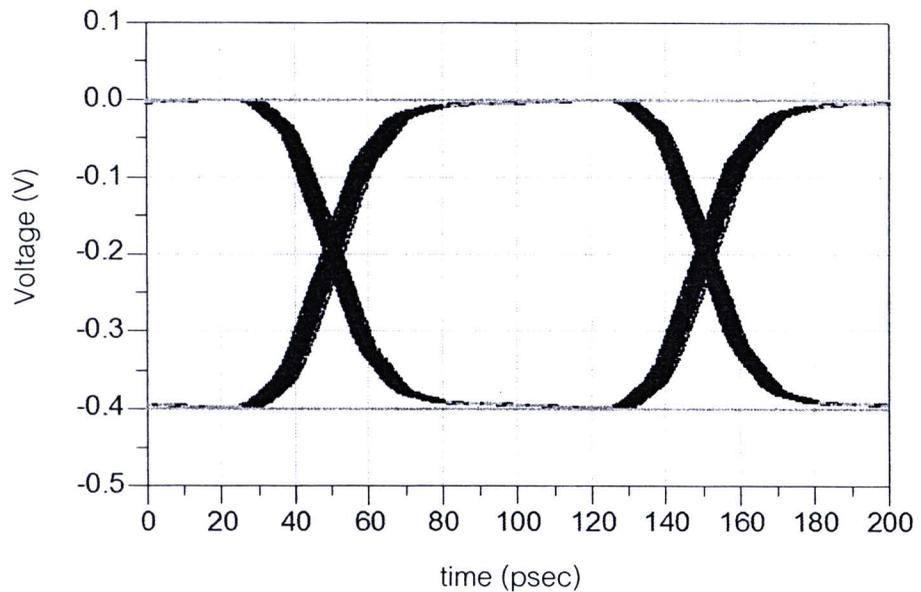


รูปที่ 3.50 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลในการจำลองผล

แผนภาพรูปตาของการจำลองการส่งข้อมูลผ่านเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างและแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.51 และรูปที่ 3.52 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาแผนภาพรูปตาจากเส้นสัญญาณแบบผลต่าง พบว่าแผนภาพรูปตามีความหนาขึ้นเล็กน้อยแสดงถึงการสะท้อนของสัญญาณที่เกิดขึ้นแต่ยังคงแผนภาพรูปตาให้เปิดกว้างได้ ในขณะที่เส้นสัญญาณแบบเดี่ยวให้ผลที่ตึกกว่าเพราะมีการสะท้อนของสัญญาณน้อยกว่า อย่างไรก็ตาม จากแผนภาพรูปตาทั้งสองสรุปได้ว่า เส้นสัญญาณทั้งสองสามารถนำมาใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูง 10 Gb/s ได้



รูปที่ 3.51 แผนภาพรูปตาขาออกจากเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง



รูปที่ 3.52 แผนภาพรูปตาขาออกจากเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว