

รายงานโครงการฉบับสมบูรณ์

เรื่อง

เซนเซอร์สารกึ่งตัวนำตรวจจับความร้อนแบบรอยต่อพีเอ็น

P-N junction Thermal Semiconductor Sensor

โดย

รศ.ดร.เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล

Assoc. Prof. Dr. Toempong Phetchakul

RCH

TK

7891.86

๓๓๗๑๕

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน.....120224

วัน, เดือน, ปี.....10.07.2555

เสนอ

สภาวิจัยแห่งชาติ

b.....12๖๖๕0๕๙

i.....

(ได้รับทุนสนับสนุนจากสภาวิจัยแห่งชาติประจำปีงบประมาณ 2551)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

โครงการวิจัยนี้เสนอการวัดอุณหภูมิในวงจร PTAT (Proportional To Absolute Temperature) ที่มีซีเนอร์ไดโอด โดยทำการศึกษาการทำงานของรอยต่อพี-เอ็นในย่านไบอัสไปข้างหน้า (Forward bias) ที่มีผลต่ออุณหภูมิ การทำงานของรอยต่อซีเนอร์ในย่านไบอัสย้อน (Reverse bias) ที่มีผลต่ออุณหภูมิ ผลของอุณหภูมิที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์อะวาลันช์ (Avalanche) และทันเนล (Tunneling) ในรอยต่อซีเนอร์ การออกแบบวงจร PTAT แบบพื้นฐาน หรือ PTAT อนุกรมกับความต้านทานโหลดเอาต์พุต วงจร PTAT แบบรอยต่อซีเนอร์กับรอยต่อพี-เอ็น วงจร PTAT แบบรอยต่อซีเนอร์กับรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อและวงจร PTAT โดยการเพิ่มพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า

จากผลการทดลองในการวิจัยพบว่าความไว ($\Delta V / \Delta T$) ของวงจรที่มีซีเนอร์ไดโอด ที่แรงดันพังทลายทางด้านไบอัสย้อนกลับมีค่าประมาณ 5.1 โวลต์ ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 6.9 โวลต์ กระแสที่ไหลผ่านรวม (I_T) ในอุณหภูมิห้องมีค่าประมาณ 40 มิลลิแอมป์ ซึ่งอาศัยปรากฏการณ์อะวาลันช์ ในการเพิ่มความไวให้กับอุปกรณ์ มีค่าประมาณ 22 เท่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจร PTAT แบบพื้นฐาน และหากต้องการเพิ่มค่าของ $\Delta V / \Delta T$ สามารถทำได้โดยการนำรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมเพิ่ม n รอยต่อเข้าไปภายในวงจร ทั้งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ยังคงมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและมีขนาดใหญ่มากพอที่จะนำมาใช้โดยไม่ต้องต่อวงจรขยายเหมือนที่ผ่านมา รวมทั้งยังช่วยลดปัญหาสัญญาณรบกวนที่สัญญาณเอาต์พุตได้ หรืออัตราการเปลี่ยนแปลงต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามาก และสามารถพัฒนาเพื่อใช้เป็นวงจรรวมต่อไป

ABSTRACT

This research presents a temperature measurement based on the principle of the zener junction in conjunction with a PTAT (Proportional To Absolute Temperature) circuit. It covers a study on temperature dependency of the p-n junction in forward bias, a study on temperature dependency of the zener junction in reverse bias, a study on temperature dependency of Avalanche and Tunneling effect, a design of a conventional PTAT circuit, a design of a PTAT circuit with a zener junction and two p-n junctions, and a design of a PTAT circuit with increased emitter area by 8 times.

Results from research experiments show that the temperature sensitivity of the PTAT circuit with the zener diode, which has 5.1 volts breakdown voltage, a voltage source at 6.9 volts and an idle current (I_T) at 40 mA at room temperature, using Avalanche effect to increase the sensitivity of the device, is about 22 times compared with a conventional PTAT circuit. The sensitivity can be increased by connecting more p-n junctions in series. The output voltage is still linear and high enough so that it can be used directly without additional amplifier. This also improves S/N ratio and can be further developed for integrated circuit in the future.

กิตติกรรมประกาศ

ในนามผู้วิจัยขอขอบคุณสภาวิจัยแห่งชาติที่ให้การสนับสนุนงบประมาณในงานวิจัยนี้เป็นอย่างสูง ทำให้ผู้วิจัยสามารถดำเนินงานวิจัยสำเร็จตามวัตถุประสงค์ทุกประการ

ผู้วิจัยขอขอบคุณนักศึกษาปริญญาโท นางสาวพรศิริ ทรงมาลัย ที่มีส่วนสำคัญในการวิจัยนี้ ขอขอบคุณศูนย์เทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์ (TMEC) ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) ที่ได้สนับสนุนเครื่องมือ ตลอดจนข้อมูล ที่ใช้ในการทำวิจัย โดยเฉพาะคุณเอกราช รัตนอุดมพิสุทธิ

สุดท้ายผู้วิจัยขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ห้องปฏิบัติการไมโครอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่อำนวยความสะดวกไม่ว่าจะเป็นเครื่องมือ สถานที่ และบุคลากร อาทิเช่นนักศึกษาและนักวิจัย

รศ.ดร.เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎี.....	6
2.1 อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ.....	6
2.1.1 คุณสมบัติการขยายตัวของของเหลว.....	4
2.1.2 คุณสมบัติการขยายตัวของโลหะ.....	8
2.1.3 คุณสมบัติของความต้านทานทางไฟฟ้า.....	9
2.1.3.1 อาร์ทีดี.....	10
2.1.3.2 เทอร์มิสเตอร์.....	11
2.1.4 คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า.....	12
2.1.5 คุณสมบัติของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ.....	15
2.1.5.1 เทอร์โมไดโอด.....	16
2.1.5.2 เทอร์โมทรานซิสเตอร์.....	18
2.2 โครงสร้างและหลักการของพื้นฐานของวงจร PTAT.....	19
2.2.1 การออกแบบวงจรวัดค่า.....	20
2.2.2 การออกแบบวงจร PTAT.....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นแต่กรณีที่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3 โครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นและผลของอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อพี-เอ็น	23
2.3.1 รอยต่อพี-เอ็นในภาวะสมดุล.....	23
2.3.2 รอยต่อพี-เอ็นขณะได้รับแรงดันไบอัสไบข้างหน้า.....	25
2.3.3 รอยต่อพี-เอ็นขณะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ.....	29
2.3.4 ผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อพี-เอ็น.....	32
2.4 ผลของอุณหภูมิที่มีต่อการพังทลายแบบซีเนอร์.....	34
บทที่ 3 กระบวนการออกแบบวงจร PTAT แบบมีซีเนอร์ไดโอดและการทดสอบชุดทดสอบวงจร วัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด.....	37
3.1 การออกแบบวงจร PTAT แบบมีซีเนอร์ไดโอด.....	37
3.1.1 ความสัมพันธ์ของกระแส I_1, I_2, I_3 และ I_4	41
3.1.2 ความคำนวณหาความต้านทาน R_{out} และแหล่งจ่าย แรงดันไฟ V_{CC}	46
3.1.3 การหาอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิ.....	48
3.2 การใช้โปรแกรม PSpice ในการออกแบบวงจร PTAT โดยแบบมีซีเนอร์ไดโอด.....	49
3.2.1 การสร้างวงจรด้วยและจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Pspice.....	48
3.2.2 การหาความต้านทาน R_{out}, V_{CC} และจุดทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม Pspice.....	49
3.2.3 การวัดผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ วงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice.....	51
3.3 อุปกรณ์ชุดทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด.....	54
3.3.1 อุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ.....	54
3.3.2 การทำงานของอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ.....	55
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	58
4.1 การศึกษาผลของอุณหภูมิที่มีต่อพารามิเตอร์ที่ในการวิเคราะห์ผลของวงจร PTAT ที่ ใช้รอยต่อซีเนอร์.....	58
4.1.1 การทดลองผลของอุณหภูมิที่มีต่อพารามิเตอร์ในการวิเคราะห์ผลของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์.....	59
4.1.2 การใช้โปรแกรม Pspice ในการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อระดับแรงดัน พังทลายที่ต่างกันของรอยต่อซีเนอร์.....	63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 พงทลายที่ต่างกันของรอยต่อซีเนอร์.....
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.1.3 การใช้โปรแกรม Pspice ในการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่ส่งผลต่อแรงดันไป ข้างหน้าของรอยต่อพี-เอ็น.....	66
4.1.4 การใช้โปรแกรม Pspice ในการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อแรงดันเอาต์พุตของ วงจร PTAT อนุกรมกับโหลดความต้านทาน.....	68
4.1.5 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่ต่อแรงดันฟังกทลายที่ต่างระดับกันของรอยต่อซี เนอร์โดยการทดสอบจริง.....	69
4.1.6 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่ส่งผลต่อแรงดันไปข้างหน้าของรอยต่อพี-เอ็น โดยการทดสอบจริง.....	71
4.1.7 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อชนิดความต้านทาน โดยการทดสอบจริง.....	72
4.1.8 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจร PTAT อนุกรมกับ โหลดความต้านทาน โดยการทดสอบจริง.....	72
4.2 การศึกษาการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อความแตกต่างของรอยต่อพี-เอ็นและ รอยต่อซีเนอร์โดยใช้วงจร PTAT.....	73
4.2.1 การทดลองผลตอบแทนต่ออุณหภูมิของความแตกต่างระหว่างรอยต่อพี-เอ็น และรอยต่อซีเนอร์โดยใช้วงจร PTAT	74
4.2.2 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม 1 หรือ 2 รอยต่อกับวงจร PTAT ระหว่างผลการจำลองการทำงานและ การวัดจริง.....	76
4.2.3 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดเมื่อปรับระดับ ฟังกทลายของรอยต่อซีเนอร์ตั้งแต่ 4.3 ถึง 5.1 โวลต์.....	77
4.3 การศึกษาผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อวงจร PTAT โดยการเพิ่มพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า.....	80
4.4 วิเคราะห์ผลการทดลอง.....	82
4.4.1 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตรา การเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิของแต่ละชนิดของอุปกรณ์.....	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิของแต่ละชนิดของอุปกรณ์.....
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4.2 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตรา การเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และ รอยต่อพี-เอ็นอนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ $n=1$ และ 2.....	85
4.4.3 การเปรียบเทียบผลระหว่างการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตรา การเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิของวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ ไดโอด เมื่อปรับระดับแรงดันพียงหลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์.....	86
4.4.4 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตรา การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิของแต่ละวงจร	87
4.4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตการจำลองการทำงานและ การวัดจริงกับสมการที่ 3.39	88
บทที่ 5 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	91
บรรณานุกรม.....	93
ภาคผนวก.....	95
ภาคผนวก ก. การคำนวณหาสัมพัทธ์ของ V_{CC} และ R_{out} โดยใช้โปรแกรม Matchcad 2001.....	96
ภาคผนวก ข. Datasheet.....	97
ภาคผนวก ค. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	124

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานไฟฟ้า (α) ของวัสดุตัวนำบางชนิด.....	9
1.2 แสดงความไวและย่านการทำงานของเทอร์โมคัปเปิลแต่ละแบบ.....	14
3.1 สมการความสัมพันธ์เอาท์พุทของเทอร์โมทรานซิสเตอร์โดยใช้โครงสร้างของวงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทานเมื่อ $i_{c1} = i_{c2}$ หรือ $I_1 = I_2$	37
3.2 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของเซนเซอร์อุณหภูมิวัดอุณหภูมิโดยใช้โครงสร้าง ของวงจร PTAT ก่อนและหลังการนำความสัมพันธ์ของรอยต่อซีเนอร์และพี-เอ็นมาใช้ โดยทั้งนี้กำหนดให้ $I_{C1} = I_{C2}$	41
4.1 สรุปผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_Z / \Delta T$ ที่อุณหภูมิ- 60°C ถึง 160 °C ของกราฟรูปที่ 4.11-4.13.....	65
4.2 ผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_{Dn} / \Delta T$ ของรูปที่ 4.15 ระหว่างอุณหภูมิ- 60°C ถึง 160 °C.....	67
4.3 สรุปผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_Z / \Delta T$ ที่อุณหภูมิ- 60°C ถึง 160 °C ของกราฟรูปที่ 4.19.....	70
4.4 สรุปผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_D / \Delta T$ ที่อุณหภูมิ- 60°C ถึง 160 °C ของกราฟรูปที่ 4.20.....	71
4.5 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของซีเนอร์ไดโอด เบอร์ 1N5229 ถึง 1N5231.....	83
4.6 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของ รอยต่อ พี-เอ็นอนุกรมตั้งแต่ 1 ถึง 4.....	84
4.7 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}	84
4.8 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n ที่ใช้รอยต่อกำหนดให้ n = 1 และ 2.....	86
4.9 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT ขณะปรับระดับแรงดันฟังกทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ถึง 5.1 โวลต์.....	87
4.10 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT ของแต่ละวงจร.....	88
4.11 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการ จำลองการทำงานโดยใช้เงื่อนไขของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ n = 1 และ 2.....	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง(ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.12 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการจำลองการทำงานโดยใช้เงื่อนไขของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ขณะปรับระดับแรงดันฟังกทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์.....	89
4.13 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการวัดจริงโดยใช้เงื่อนไขของรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ n=1 และ 2.....	90
4.14 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการวัดจริงโดยใช้เงื่อนไขของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ขณะปรับระดับแรงดันฟังกทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์.....	90



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ภาพเทอร์โมมิเตอร์แบบ liquid-in-glass.....	8
2.2 ภาพแผ่นโลหะคู่ bimetallic strip.....	8
2.3 ลักษณะของ RTD ชนิดต่างๆ.....	11
2.4 ลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ชนิดต่างๆ.....	12
2.5 แรงเคลื่อนที่ตกคร่อมวงจรปิด.....	13
2.6 แรงเคลื่อนเทอร์โมคัปเปิลกับอุณหภูมิสำหรับจุดอ้างอิง 0°C โดยให้ความไวและความไม่เป็นเชิงเส้นแตกต่างกัน.....	15
2.7 ลักษณะของเทอร์โมคัปเปิลชนิดต่างๆ.....	15
2.8 การแปรผันของแรงดันต่ออุณหภูมิของรอยต่อพี-เอ็นแบบฐานรองซิลิคอนกรณีสไปนแอสไปข้างหน้า ($I = 10\mu A$).....	17
2.9 Block Diagram IC LM3911.....	17
2.10 การประยุกต์ใช้เทอร์โมไดโอดเบอร์ LM3911.....	18
2.11 แสดงตัวอย่าง Block Diagram ของ IC เบอร์ AD590.....	19
2.12 แหล่งจ่ายกระแสแบบวิคตาห์.....	20
2.13 ความไม่เป็นอิสระของกระแส I_{C2} ต่อแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรวิคตาห์.....	21
2.14 แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT.....	21
2.15 การหาค่าจุดทำงาน (Operating point).....	22
2.16 ลักษณะแถบพลังงานเมื่อรอยต่ออยู่ในภาวะสมดุล.....	24
2.17 แสดงลักษณะคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่บริเวณรอยต่อพี-เอ็น.....	25
2.18 เปรียบเทียบลักษณะแถบพลังงานของรอยต่อ (ก)เมื่อไม่ได้รับไบอัส กับ (ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัส V_A	26
2.19 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้า (ก) เมื่ออยู่ในภาวะสมดุล และ(ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัสตรง V_A	27
2.20 การกระจายความหนาแน่นของพาหะที่ด้านทั้งสองของรอยต่อ (ก) เมื่อไม่ได้รับแรงดันไบอัส (ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัส V_A	28
2.21 คุณสมบัติกระแส-แรงดันในอุดมคติของไดโอดรอยต่อพี-เอ็น.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 เปรียบเทียบลักษณะแถบพลังงานของรอยต่อ (ก) เมื่อไม่ได้รับไบอัส กับ(ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ $-V_A$	30
2.23 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าเมื่ออยู่ในภาวะสมดุลกับเมื่อได้รับแรงดันไบอัสไบอัส $-V_A$	31
2.24 การกระจายความหนาแน่นของพาหะที่ด้านทั้งสองของรอยต่อ.....	31
2.25 ผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อ n_i ของสารกึ่งตัวนำ GaAs, Si และ Ge	33
2.26 ผลการจำลองผลกระทบของอุณหภูมิต่อรอยต่อพี-เอ็นขณะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกับดังรูป (a)และไปอัสตรง(b).....	34
2.27 การเกิดปรากฏการณ์การทะลุผ่านกำแพงศักย์(Tunneling).....	36
2.28 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติการพังทลายแบบอะวาลันซ์และแบบซีเนอร์.....	36
3.1 วงจรโครงสร้างเซ็นเซอร์อุณหภูมิ PTAT โดยมีรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์.....	39
3.2 ส่วนของวงจร PTAT ที่ใช้ในการหากระแส I_1 และ I_2	41
3.3 ส่วนของวงจร PTAT ที่ใช้ในการหากระแส I_3 และ I_4	43
3.4 จุดทำงานของวงจร PTAT.....	45
3.5 วงจร PTAT ที่มีซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมกับความต้านทาน R_{out}	46
3.6 จำลองการทำงานของวงจร PTAT ที่ซีเนอร์ไดโอดมีค่า $V_Z = 4.3V$	49
3.7 การปรับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{CC} ตั้งแต่ 0-10V โดยใช้โปรแกรม PSpice.....	50
3.8 จุดทำงานของวงจรที่ 3.6 โดยกระแส $I_3 = I_4 < 20 \text{ mA}$	50
3.9 จุดทำงานของวงจรที่ 3.6 โดยกระแส $I_3 = I_4 = 20 \text{ mA}$	51
3.10 จำลองการทำงานที่กระแส $I_3 \approx I_4 \approx 20 \text{ mA}$	51
3.11 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_{PTAT} / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C	52
3.12 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_D / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C	52
3.13 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_Z / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C	53
3.14 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_{out} / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C	53
3.15 แผนภาพชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ.....	54
3.16 ภาพถ่ายจริงชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ.....	55
3.17 ภาพถ่ายจริงในการเทโนโทรเจนเหลว.....	56
3.18 กราฟความสัมพันธ์แรงดันของเทอร์โมคัปเปิลต่ออุณหภูมิ -50°C ถึง 150°C	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 บล็อกไดอะแกรมและวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์.....	59
4.2 วงจรที่ใช้ทดสอบการตอบสนองต่ออุณหภูมิของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่อยู่ภายในระบบ.....	60
4.3 ภาพถ่ายผลของกระแส $I_3 = 19.96\text{mA}$, $I_4 = 20.33\text{mA}$ จากการวัดโดยใช้มัลติมิเตอร์.....	60
4.4 ตัวอย่างหัววัดรอยต่อพีเบอร์ 1N4152 และรอยต่อซีเนอร์เบอร์ 1N5229.....	61
4.5 ตัวอย่างหัววัดของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่พร้อมจะทำการทดสอบจริง.....	61
4.6 ตัวอย่างตัวต้านทาน R_{out}	62
4.7 วงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทาน R_{out} ที่ใช้ทดสอบจริง.....	62
4.8 ตัวอย่างตัวต้านทาน R_{out} ที่พร้อมจะทดสอบจริง.....	62
4.9 วงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทาน R_{out} ที่พร้อมจะทดสอบจริง.....	63
4.10 วงจรที่ใช้ในการทดสอบผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดโดยใช้โปรแกรม PSpice.....	63
4.11 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5229.....	64
4.12 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5230.....	64
4.13 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5231.....	65
4.14 วงจรที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นโดยใช้โปรแกรม Pspice.....	66
4.15 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของไดโอดเบอร์ 1N4152 ในกรณีที่ $n=1$ ถึง 4.....	67
4.16 วงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}	68
4.17 ผลของกระแส I_3 และ I_4 ของวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}	68
4.18 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของแรงดันเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.16.....	69
4.19 ผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีต่อระดับแรงดัน V_Z ตั้งแต่ 4.3-5.1 โวลต์ของรอยต่อซีเนอร์ 70	
4.20 ผลการวัดรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อ โดยกำหนดให้ $n = 1, 2, 3$ และ 4 ต่ออุณหภูมิ.....	71
4.21 ผลวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อชนิดของตัวต้านทาน.....	72
4.22 ผลวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}	73
4.23 วงจรรวมสำหรับทดสอบคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์.....	75
4.24 วงจรรวมที่ใช้ในการทดสอบจริง.....	75
4.25 ผลการวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4.23(ก).....	76
4.26 ผลการวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4.23(ข).....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.27 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.23(ก) กรณี $V_{Z1} = 4.3V$	78
4.28 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.23(ก) กรณี $V_{Z2} = 4.7V$	78
4.29 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.23(ก) กรณี $V_{Z3} = 5.1V$	79
4.30 วงจร PTAT โดยเพิ่มขนาดของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า.....	80
4.31 วงจร PTAT โดยเพิ่มขนาดของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่าที่พร้อมจะทดสอบจริง.....	81
4.32 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.31.....	82
4.33 ผลการเปรียบเทียบการวัดผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ระหว่างรูปที่ 4.23(ก) และ 4.23(ข).....	85
4.34 ผลการเปรียบเทียบการวัดผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของวงจร PTAT ขณะปรับระดับ แรงดันพียงหลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์.....	86
5.1 ผลเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V / \Delta T$ ของรอยต่อพี-เอ็น (Vd) และรอยต่อซี-เอ็น (Vz) และ Vout (Newptat1).....	91
5.2 ผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงานที่อนุกรมรอยต่อพี-เอ็น โดยที่ $n=1, 2, \dots, 4$ และการ ปรับระดับแรงดันพียงหลายจาก 4.3 โวลต์ ถึง 5.2 โวลต์.....	92

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบการวัดตลอดจนระบบควบคุมการผลิตในโรงงานอุตสาหกรรม อุปกรณ์หลักที่สำคัญอย่างหนึ่งที่พบเห็นโดยทั่วไปคืออุปกรณ์เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิหรือ Temperature sensor ทำหน้าที่ในการแปลงความเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า เพื่อสามารถใช้ในการพัฒนาในการจัดเก็บข้อมูล ควบคุมอุปกรณ์ต่างๆที่อยู่ภายในโรงงานให้ทำงานได้มีประสิทธิภาพ ด้วยปัจจัยความสำคัญของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมินี้เองที่ทำให้เกิดการศึกษาเทคโนโลยี โครงสร้าง หลักการทำงาน การออกแบบและการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพ เพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการของอุตสาหกรรมที่ขยายตัวมากขึ้นเรื่อยๆ

ดังนั้นในการวัดและตรวจจับอุณหภูมิด้วยอุปกรณ์ที่เรียกว่าเซ็นเซอร์อุณหภูมินั้นจึงได้ถูกประดิษฐ์ขึ้นซึ่งมีอยู่หลายชนิด โดยในแต่ละชนิดนั้นจะมีคุณสมบัติ ลักษณะเฉพาะจุดเด่นและข้อด้อยที่แตกต่างกันไป ด้วยเหตุนี้จึงทำให้การนำเซ็นเซอร์อุณหภูมิไปใช้งานจำเป็นต้องพิจารณาคุณสมบัติต่าง ๆ เฉพาะของอุปกรณ์นั้นเพื่อให้มีความเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งาน

เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple) เป็นเซ็นเซอร์อุณหภูมิอย่างง่ายที่ถูกประดิษฐ์ขึ้นในช่วงต้น ๆ ซึ่งทำขึ้นจากวัสดุโลหะตัวนำต่างกัน 2 ชนิด โดยที่มีปลายด้านหนึ่งถูกเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน ซึ่งเมื่อได้รับอุณหภูมิจะทำให้มีกระแสไหลและเกิดแรงดันตกคร่อมที่ปลายอีกด้านหนึ่งขึ้น คุณสมบัติการตอบสนองต่ออุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลจะในช่วงการตอบสนองต่ออุณหภูมิได้กว้างและมีความเป็นเชิงเส้น แต่จะมีข้อจำกัดอยู่ที่ความไวในการตอบสนองต่ออุณหภูมียังมีค่าต่ำ และแรงดันเอาต์พุตที่ค่อนข้างต่ำทำให้มีปัญหาในเรื่องสัญญาณรบกวน และนอกจากนั้นยังต้องการวงจรสำหรับชดเชยอุณหภูมิที่รอยต่ออีกด้วย

อาร์ทีดี (RTD : Resistance Temperature Detector) เป็นเซ็นเซอร์อุณหภูมิอีกชนิดหนึ่งที่ถูกสร้างขึ้นจากชั้นฟิล์มบางโลหะด้วยการออกแบบเป็นตัวต้านทานบนฐานรอง (Substrate) โดยจะอาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงสภาพความต้านทาน (Resistivity) ของโลหะซึ่งมีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิ อุปกรณ์ RTD นี้จะให้การตอบสนองต่ออุณหภูมิได้ในช่วงกว้างและเป็นเชิงเส้นอย่างมาก โดยมีความไวในการตอบสนองต่ออุณหภูมิปานกลาง แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจาก RTD ส่วนใหญ่แล้วมักจะทำจากโลหะแพลทินัม (Platinum) ดังนั้นจึงทำให้ RTD มีราคาสูง นอกจากนั้น ยังต้องการแหล่งจ่ายแรงดันที่มีความแม่นยำสูง เพื่อให้การวัดมีความแม่นยำ และอาจต้องการการ

ขดเชยความต้านทานที่ขั้วต่อของ RTD รวมทั้งในการใช้งานภาคสนามจำเป็นต้องทำการสอบเทียบค่า (Calibrate) วงจรวัดก่อนทำการใช้งาน

เซ็นเซอร์อุณหภูมิอีกชนิดหนึ่งซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีคือ เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) เทอร์มิสเตอร์เป็นเซ็นเซอร์อุณหภูมิชนิดตัวต้านทานที่ไวต่ออุณหภูมิมาก สามารถสร้างได้ง่าย โดยมากมักจะทำจากวัสดุสารกึ่งตัวนำ แต่เซ็นเซอร์อุณหภูมิชนิดนี้การตอบสนองต่ออุณหภูมิไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) อีกทั้งยังสามารถเกิดปัญหาการกำเนิดความร้อนภายในได้ขณะที่ได้รับพลังงานเพียงพอหรือที่เรียกว่า เซฟฮีตติ้ง (Self-heating) ซึ่งจะทำให้เทอร์มิสเตอร์มีสภาพความต้านทานเพิ่มสูงขึ้นได้ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในงานที่ต้องการความละเอียดสูงในการตอบสนองต่ออุณหภูมิ

นอกจากนี้แล้วยังมีเซ็นเซอร์อุณหภูมิอีกชนิดหนึ่งซึ่งถูกประดิษฐ์ขึ้นจากวัสดุสารกึ่งตัวนำซิลิคอนรอยต่อชนิดเอ็นและพี (N-type and P-type) หรือที่เรียกว่า เทอร์โมไดโอด (Thermodiode) โดยมีข้อดีที่เป็นเซ็นเซอร์อุณหภูมิที่มีความเป็นเชิงเส้น อีกทั้งยังมีขนาดเล็กจึงทำให้สามารถสร้างตัวอุปกรณ์ให้มีความหนาแน่นสูงได้ในพื้นที่ที่จำกัด ดังนั้นจึงทำให้เซ็นเซอร์อุณหภูมิชนิดนี้มีราคาถูก แต่อย่างไรก็ตามจะพบว่าข้อจำกัดของเทอร์โมไดโอดนั้น คือมีย่านการทำงานแคบ และอาจต้องมีวงจรสำหรับชดเชยความผิดพลาดเนื่องจากความต้านทานแฝง (Parasitic Resistance) ซึ่งได้แก่ Trace Resistance และ Bulk Resistance บนฐานรองที่ใช้ทำไดโอด เพื่อให้เกิดความแม่นยำในการวัด ทำให้วงจรที่ใช้จะมีความซับซ้อนยิ่งขึ้น ตัวอย่างการประดิษฐ์ดังกล่าวได้แก่ สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกา US7,281,846 B2

ดังนั้นจากผลกระทบดังกล่าวจึงนำไปสู่การประดิษฐ์เซ็นเซอร์ที่ใช้โครงสร้างพื้นฐานแบบ PTAT (Proportional To Absolute Temperature) โดยมีความเป็นเชิงเส้นสูง ให้ผลตอบสนองเร็ว มีย่านการทำงานที่กว้าง

หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรเซ็นเซอร์อุณหภูมิแบบ PTAT คือ การจัดให้มีแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าซึ่งขนาดของกระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิสมบูรณ์ (Absolute Temperature) ของชิ้นส่วนอุปกรณ์ในวงจร จึงมีความต้องการวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น รวมทั้งไม่ให้แหล่งจ่ายกระแสเกิดกระแสรั่วไหล (Leakage Current) มีผลต่อกระแสทางด้านเอาต์พุต ดังตัวอย่างการประดิษฐ์แสดงในสิทธิบัตร สหรัฐอเมริกา US4,123,698 (“Integrated circuit two terminal temperature transducer”) และ US 5,334,929 (“Circuit for providing a current proportional to absolute temperature”) กระแสจากวงจรแหล่งจ่ายกระแส PTAT สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการแปลงเป็นแรงดันเอาต์พุตที่แปรผันตามอุณหภูมิสำหรับสร้างสัญญาณไฟฟ้าที่แสดงแทนอุณหภูมิ รวมถึงการสร้างเซ็นเซอร์อุณหภูมิโดยการนำเสนอ SJFET [1] เพื่อให้มีความไวที่ดีและผลตอบสนองที่เป็นเชิงเส้น เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและพัฒนาอุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจวัดอุณหภูมิแบบ PTAT โดยการนำความแตกต่างของรอยต่อพี-เอ็นแบบไบอัสไปข้างหน้า (Forward bias) และรอยต่อซีเนอร์ไดโอดแบบไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) เพื่อให้อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิ ($\Delta V / \Delta T$) สูง และระดับแรงดันเอาต์พุตที่สูง ทำให้ไม่ต้องต่อวงจรขยายเหมือนอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิอื่นเช่นเทอร์โมคัปเปิล นอกจากนี้ยังใช้งานตรวจวัดอุณหภูมิแบบสามขาได้ ทำให้นำไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย อีกทั้งยังมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนสามารถสร้างได้โดยใช้เทคโนโลยีกระบวนการสร้างวงจรรวมบนฐานรองซิลิกอนสารกึ่งตัวนำได้จึงทำให้มีขนาดเล็ก สามารถสร้างจำนวนตัวอุปกรณ์ให้มีความหนาแน่นสูงได้ในพื้นที่จำกัด จึงทำให้มีราคาถูก

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1. ศึกษาถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT
2. ศึกษาถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของรอยต่อพี-เอ็นรวมถึงผลของอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อพี-เอ็น
3. ศึกษาถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของซีเนอร์ไดโอดรวมถึงผลของอุณหภูมิที่มีต่อซีเนอร์ไดโอด
4. ศึกษาถึงหลักการทำงานของแหล่งจ่ายกระแส PTAT เมื่อนำรอยต่อพี-เอ็นและซีเนอร์ไดโอดมาอนุกรมภายในวงจร รวมถึงผลกระทบ ข้อดีและข้อเสียที่เกิดขึ้นหลังจากทำการเปลี่ยนแปลงโครงสร้าง

1.3 สมมุติฐานการศึกษา

1. แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT สามารถนำมาพัฒนาเป็นอุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิที่มีคุณสมบัติพิเศษคือ มีความเป็นเชิงเส้น มีความไวในการตอบสนองอุณหภูมิ
2. วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT สามารถพัฒนาโดยการนำความแตกต่างของรอยต่อพี-เอ็นและซีเนอร์ไดโอด มาอนุกรมภายในวงจร เพื่อทำให้มีความไวในการตอบสนองต่ออุณหภูมิมากขึ้น ทั้งยังคงความเป็นเชิงเส้นที่เป็นลักษณะเด่นของวงจร PTAT ไว้ได้
3. ความไวในการตรวจจับอุณหภูมิขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงรอยต่อพี-เอ็นและแรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage) ของซีเนอร์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

วงจรตรวจวัดอุณหภูมิแบบ PTAT [2] เป็นอีกรูปแบบหนึ่งที่นิยมนำมาใช้ในการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิเนื่องจากมีความเป็นเชิงเส้นสูง ให้ผลตอบสนองเร็ว ย่นการทำงานกว้าง และสามารถนำมาพัฒนาเป็นวงจรรวม (IC: Integrated circuit) ได้ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาโครงสร้างของวงจรตรวจวัดอุณหภูมิแบบ PTAT อุณหภูมิที่มีผลต่อโครงสร้างและการทำงานของรอยต่อพี-เอ็นแบบไบอัสไปข้างหน้า (Forward Bias) และซีเนอร์ไดโอดไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) รวมถึงการประยุกต์ใช้โดยนำโครงสร้างของ PTAT แบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาเป็นแหล่งจ่ายกระแสค่าที่ให้กับไดโอดจำนวนหนึ่งที่ต่อกันแบบอนุกรม อยู่กับตัวต้านทาน โดยมีซีเนอร์ไดโอดซึ่งต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกระแสที่ทำหน้าที่เป็นแรงดันอ้างอิงให้กับรอยต่อพี-เอ็นและตัวต้านทานดังกล่าว สัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ปรากฏตกคร่อมตัวต้านทานเกิดจากผลของความแตกต่างระหว่างแรงดันตกคร่อมรอยต่อพี-เอ็นและซีเนอร์ไดโอดเป็นสำคัญ ขณะที่อยู่ในสภาวะอุณหภูมิต่างๆ กัน ดังนั้นจึงทำให้วงจรตรวจวัดอุณหภูมิที่นำมาประยุกต์นี้สามารถตอบสนองต่ออุณหภูมิอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงอุณหภูมิกว้างได้ดีและมีความไวในการตอบสนองต่ออุณหภูมิสูง ในขณะที่ให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูง และเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลของวงจร PTAT แบบพื้นฐานผลปรากฏว่าให้แรงดันเอาต์พุตสูง และผลตอบสนองต่ออุณหภูมิสูงกว่าแบบเก่ามาก

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ขอบเขตการวิจัยนี้กล่าวถึงอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิโดยใช้วงจร PTAT แบบโครงสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โดยใช้รอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ในการเพิ่มความไวรวมถึงขยายสัญญาณเอาต์พุตให้กับตัวตรวจวัดอุณหภูมิ เริ่มศึกษาโครงสร้างพื้นฐานของวงจร PTAT ศึกษาการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อกระแสและแรงดันที่มีผลต่อรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ การวิเคราะห์ถึงการเปลี่ยนแปลงวงจร PTAT ในขณะที่เพิ่มรอยต่อพี-เอ็นและการปรับระดับแรงดันพังทลายซีเนอร์ไดโอด เปรียบเทียบผลเอาต์พุตของโครงสร้างของวงจร PTAT พื้นฐานกับวงจร PTAT แบบต่างๆ เช่น การเพิ่มความไวโดยการเพิ่มอัตราส่วนระหว่างพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า เป็นต้น

1.6 ขั้นตอนการวิจัย

1. ศึกษาอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิแบบต่างๆ

2. ศึกษาการทำงานและ โครงสร้างของตัวตรวจวัดอุณหภูมิโดยใช้วงจร PTAT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ศึกษาโครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็น
4. ศึกษาโครงสร้างของรอยต่อซีเนอร์
5. ศึกษาถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์
6. ศึกษาถึงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์

โดยเนื้อหาในรายงานนี้จะแบ่งเป็นบทต่างๆตามรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึงประเด็นของปัญหา วัตถุประสงค์ สมมุติฐาน ขั้นตอนการศึกษาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อทำความเข้าใจภาพรวมทั้งหมดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ กล่าวถึง อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิแบบต่างๆ เช่น เทอร์โมมิเตอร์ อาร์ทีดี (RTD: resistance temperature detector) เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) เป็นต้น รวมถึงลักษณะโครงสร้างของวงจร PTATและผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีต่อคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์

บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างวงจร PTAT พื้นฐานและการนำรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์มาประยุกต์ใช้ ทำวิเคราะห์เปรียบเทียบผลของความไวขณะเปลี่ยนแรงดันพังทลาย (Breakdown voltage) ของรอยต่อซีเนอร์และการเพิ่มจำนวนรอยต่อพี-เอ็นภายในวงจรและการสร้างชุดทดสอบการวัดคุณสมบัติที่ขึ้นกับอุณหภูมิ

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง กล่าวถึง การทดลองต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทดลองคุณลักษณะของอุปกรณ์ที่ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับช่วงอุณหภูมิ ผลตอบสนองระหว่างการเปลี่ยนของแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิ แสดงตาราง $\Delta V / \Delta T$ วัดของแต่ละวงจร รวมถึงผลการเปรียบเทียบกับค่าคำนวณ การจำลองการทำงานและการผลจากการวัดจริง

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ข้อจำกัดและการพัฒนาเพื่อไปสู่การสร้างเป็นวงจรรวมในอนาคต

บทที่ 2

ทฤษฎี

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิแบบต่างๆ โครงสร้าง หลักการพื้นฐานของวงจร PTAT โครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็น และการพังทลายแบบซีเนอร์ รวมถึงผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อของรอยต่อพี-เอ็นและการพังทลายแบบซีเนอร์ ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษาเพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับการสร้างวงจรตรวจวัดอุณหภูมิแบบ PTAT โดยใช้รอยต่อซีเนอร์ต่อไป

2.1 อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ

อุณหภูมิ (temperature) คือ ปริมาณทางฟิสิกส์ซึ่งเป็นหน่วยการวัดในการบ่งชี้ถึงระดับความร้อนหรือเย็นของอุปกรณ์สารใด ๆ โดยขณะที่เรารู้สึกว่าร้อนหรือเย็นนั้น สาเหตุก็เนื่องมาจากการเคลื่อนที่ของโมเลกุลภายในสาร กล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่า อุณหภูมิ คือ การวัดหรือการบ่งชี้ถึงระดับพลังงานจลน์เฉลี่ย (average kinetic energy) ของโมเลกุลอันเนื่องมาจากการเคลื่อนที่ของโมเลกุลภายในสารนั่นเอง หากระดับพลังงานจลน์ในการเคลื่อนที่มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้อุณหภูมิของสารมีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย และในทางกลับกันอุณหภูมิจะมีค่าลดลงเมื่อพลังงานจลน์ในการเคลื่อนที่ลดลง

การวัดอุณหภูมิโดยทั่วไปมักแสดงระดับของความร้อนหรือเย็นในอุปกรณ์ สารใด ๆ เมื่อเทียบกับระดับอุณหภูมิอ้างอิงซึ่งเป็นค่าคงที่ที่ได้ตั้งเอาไว้ โดยแสดงผลออกมาในหน่วยของการวัดอุณหภูมิซึ่งมีอยู่ 4 หน่วยการวัด คือ

- องศาฟาเรนไฮต์ (Fahrenheit, °F)
- องศาเซลเซียส (Celsius, °C)
- องศาเคลวิน (Kelvin, °K)
- องศาแรนकिन (Rankine, °R)

การตรวจวัดอุณหภูมิ เป็นหลักการวัดพื้นฐานที่มีความสำคัญอย่างมาก ทั้งนี้เนื่องจาก ณ ที่อุณหภูมิมีค่าต่างกันนั้น อุปกรณ์ สารแต่ละชนิดก็จะมีคุณสมบัติทางกายภาพ ตลอดจนพฤติกรรมที่มีลักษณะเปลี่ยนแปลงแตกต่างกันออกไป ตัวอย่างเช่น คุณสมบัติทางไฟฟ้าของสารจะเปลี่ยนไปเมื่ออุณหภูมิที่กระทำกับสารนั้นมีค่าเปลี่ยนแปลง ปริมาตรของสารไม่ว่าจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โลหะ ของเหลว หรือก๊าซ ก็จะมีการขยายตัวเมื่ออุณหภูมิมีค่าเปลี่ยนไป หรือแม้กระทั่งอุณหภูมิภายในร่างกายมนุษย์ หรือสัตว์ที่มีการเปลี่ยนแปลงขณะเจ็บป่วย ไม่สบาย เป็นต้น

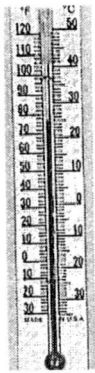
ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ข้อดี ข้อเสีย รวมถึงการนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุตสาหกรรมใดได้บ้าง

อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิที่ใช้กันในปัจจุบันมีอยู่มากมายหลายชนิด ซึ่งทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ การนำไปใช้งาน โดยอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้[3]

- คุณสมบัติการขยายตัวของของเหลว (liquid expansion)
- คุณสมบัติการขยายตัวของโลหะ (metal expansion and bimetallic strip)
- คุณสมบัติของค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (electrical resistance)
- คุณสมบัติของการเปลี่ยนอุณหภูมิเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า (thermoelectricity)
- คุณสมบัติของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ (solid state)

2.1.1 คุณสมบัติการขยายตัวของของเหลว (liquid expansion)

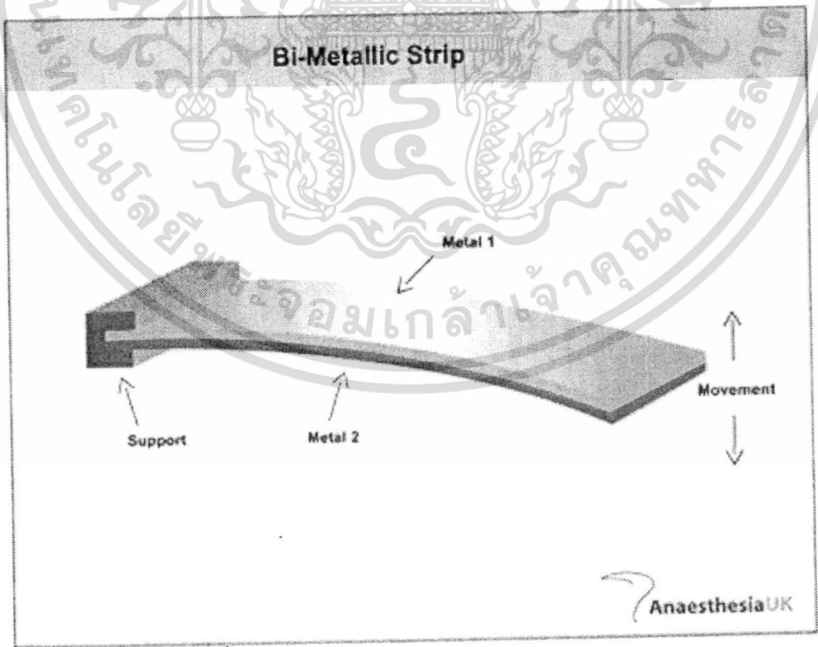
เทอร์โมมิเตอร์แบบนี้จะอาศัยคุณสมบัติการขยายตัวในเชิงปริมาตรของของเหลวเมื่ออุณหภูมิที่มากกระทำมีค่าเปลี่ยนแปลงไป โดยปริมาตรของเหลวที่เปลี่ยนแปลงไปนั้นจะถูกปรับเทียบเปลี่ยนสเกลออกมาให้อยู่ในรูปหน่วยของอุณหภูมินั่นเอง ทั้งนี้หากเปรียบเทียบกับคุณสมบัติการขยายตัวเชิงปริมาตรในโลหะและก๊าซ เมื่ออุณหภูมิมีค่าเปลี่ยนแปลงไปพบว่า ของเหลวจะมีคุณสมบัติในการขยายตัวเชิงปริมาตรได้มากกว่า สามารถสังเกตผลและอ่านค่าได้ชัดเจนกว่าการใช้โลหะหรือก๊าซเป็นสารในการตรวจสอบอุณหภูมิ เช่น เทอร์โมมิเตอร์แบบ liquid-in-glass ซึ่งเทอร์โมมิเตอร์แบบนี้มีข้อดีคือ มีราคาค่อนข้างถูก มีความยืดหยุ่นและใช้งานง่าย แต่มีข้อเสียคือแตกหักได้ง่าย การตอบสนองต่ออุณหภูมิต่ออุณหภูมิก่อนข้างช้า รวมถึงความถูกต้องของการวัดจะขึ้นกับทักษะและประสบการณ์ของผู้ที่ทำการวัดและอ่านค่าเป็นสำคัญ เหมาะสำหรับนำไปใช้งานทางด้านการแพทย์ หรือสัตวแพทย์ เพื่อตรวจวัดอุณหภูมิของร่างกายมนุษย์หรือสัตว์ ขอบเขตในการตรวจวัดอุณหภูมิแบบเทอร์โมมิเตอร์ปรอททั่วไปอยู่ที่ 238°K ถึง 783°K (หรือประมาณ -35°C ถึง 510°C) และขอบเขตในการตรวจวัดอุณหภูมิแบบเทอร์โมมิเตอร์แอลกอฮอล์ทั่วไปอยู่ที่ 193°K ถึง 343°K (หรือประมาณ -80°C ถึง 70°C) เป็นต้น



รูปที่ 2.1 ภาพเทอร์โมมิเตอร์แบบ liquid-in-glass

2.1.2 คุณสมบัติการขยายตัวของโลหะ (metal expansion and bimetallic strip)

ในที่นี้คำว่า “bimetallic strip” หมายถึง อุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยแผ่นโลหะสองชนิดที่มีความยาวเท่ากัน แต่มีค่าสัมประสิทธิ์การขยายตัว (coefficient of expansion) ต่างกัน นำมายึดติดไว้ด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ตัวอย่างของแผ่นโลหะคู่ bimetallic strip ที่นิยมนำมาใช้งาน เช่น แผ่นทองเหลืองซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การขยายตัวสูง กับแผ่นโลหะผสมระหว่างเหล็ก-นิกเกิลที่มีค่าสัมประสิทธิ์การขยายตัวต่ำ



รูปที่ 2.2 ภาพแผ่น โลหะคู่ bimetallic strip

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าปลายด้านหนึ่งของแผ่นโลหะคู่ bimetallic strip ถูกยึดอยู่กับที่ และเนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์การขยายตัวต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปของแผ่นโลหะทั้งสองชนิดที่มีค่าต่างกัน ดังนั้น เมื่ออุณหภูมิรอบข้างมีการเปลี่ยนแปลงจึงทำให้แผ่นโลหะคู่เกิดการโค้งงอขึ้น

เป็นไปตามสัดส่วนของค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป คุณสมบัติของแผ่นโลหะคู่ bimetallic strip ดังกล่าวข้างต้นเป็นหลักการทำงานพื้นฐานที่สำคัญของเทอร์โมมิเตอร์แบบ bimetallic ข้อดีของเทอร์โมมิเตอร์ดังกล่าวคือ มีย่านการทำงานกว้างกว่าแบบเทอร์โมมิเตอร์แบบปรอทและสามารถนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมได้ ข้อเสียคือ มีผลตอบสนองต่ออุณหภูมิค่อนข้างช้า และต้องทำการสอบเทียบในการวัดผลบ่อยเนื่องจากผลของแผ่นโลหะคู่ bimetallic strip เหมาะสมสำหรับนำมาใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมในกระบวนการผลิต โดยเฉพาะตรวจวัดอุณหภูมิในเตาเผาไฟฟ้า ท่อส่งน้ำร้อน หรือหม้อไอน้ำแรงดันสูง โดยขอบเขตในการตรวจวัดอุณหภูมิแบบทั่วไปของเทอร์โมมิเตอร์แบบ bimetallic อยู่ที่ 238°K ถึง 873°K (หรือประมาณ -35°C ถึง 600°C)

2.1.3 คุณสมบัติของค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (electrical resistance)

คุณสมบัติของค่าความต้านทานทางไฟฟ้าของวัสดุตัวนำใด ๆ จะมีการแปรค่าไปตามผลของอุณหภูมิรอบข้าง โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงสามารถเขียนอธิบายได้ด้วยสมการเชิงเส้นดังต่อไปนี้[3]

$$R_t = R_0 (1 + \alpha \Delta T) \quad (2.1)$$

เมื่อ R_0 คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุตัวนำที่อุณหภูมิเท่ากับ 0°C มีหน่วยเป็น โอห์ม (Ω)

R_t คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุตัวนำที่อุณหภูมิเท่ากับ $T^{\circ}\text{C}$ มีหน่วยเป็น โอห์ม (Ω)

α คือ ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุตัวนำ

และ

$$\Delta T \text{ คือ } T - T_0$$

กรณีที่วัสดุตัวนำต่างชนิดกันจะมีค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานไฟฟ้าต่างกัน ดังตารางที่ 1.1 ซึ่งแสดงตัวอย่างค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานไฟฟ้า (α) ของวัสดุตัวนำบางชนิด

ตารางที่ 1.1 ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานไฟฟ้า (α) ของวัสดุตัวนำบางชนิด [3]

วัสดุตัวนำ	สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าความต้านทานไฟฟ้า (α)
ทองแดง	4.3×10^{-3}
เงิน	3.9×10^{-3}
เหล็ก	6.5×10^{-3}
นิกเกิล	6.5×10^{-3}
แพลทินัม	3.9×10^{-3}

2.1.3.1 อาร์ทีดี (RTD : Resistance Temperature Detector)[4]

อาร์ทีดี เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิที่นำเอาคุณสมบัติพื้นฐานระหว่างความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุตัวนำกับอุณหภูมิรอบข้างมาประยุกต์ใช้งาน ซึ่งค่าความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าเพิ่มตามอุณหภูมิ เรียกว่า “สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงแบบบวก” (Positive Temperature Coefficient ; PTC)

เราพบว่าความนำ (Conductivity ; σ) หรือสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของโลหะใดๆ ในทางกลับกันค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity) ซึ่งเป็นส่วนกลับของความนำ ก็จะเปลี่ยนแปลงแทบจะเป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิในย่านอุณหภูมิห้อง เช่น อะลูมิเนียม ทองแดงและเงิน จะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 0.4% เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น 1 องศาเซลวิน ซึ่งแสดงค่าความนำของโลหะใดๆ ได้เป็น

$$\sigma = -\rho_e \mu_e \quad (2.2)$$

เมื่อ

ρ_e = ความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนอิสระมีค่าเป็นลบ

μ_e = ความสามารถในการเคลื่อนที่ได้ของอิเล็กตรอน; m/V. s

โดยเราสามารถสรุปความนำ σ ของโลหะที่ใช้ทำอาร์ทีดีได้ 4 แบบดังนี้

- แพลทินัม เป็นที่นิยมใช้มากที่สุด เขียนบอกไว้เป็น PT ได้แก่ PT-10, PT-100 และ PT-1000 มีความสามารถในการทำซ้ำสูง แต่ความไวต่ำ ราคาแพงมากเมื่อเปรียบเทียบกับนิเกิลซึ่งมีความสามารถในการทำซ้ำน้อย แต่มีความไวมากกว่า ราคาถูกกว่า
- ทองคำและเงิน ธาตุทั้งสองมีค่าความต้านทานจำเพาะต่ำ
- ทังสเตนมีค่าความต้านทานจำเพาะสัมพัทธ์สูง มักใช้กับการวัดอุณหภูมิที่มีค่าสูง เพราะหากใช้ที่อุณหภูมิปกติจะมีความเปราะบางและยากต่อการใช้งาน
- นิเกิล ใช้กับย่านวัดอุณหภูมิสูงๆ ความเป็นเชิงเส้นต่ำ ทำให้เกิดการ(drift) กับเวลา นอกจากนี้ยังมีวัสดุชนิดอื่นๆที่ใช้ทำอาร์ทีดี ได้แก่ เหล็กเป็นต้น

และสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงได้จากสมการที่ (2.1) โดยการทำอาร์ทีดีส่วนใหญ่นิยมทำมาจากแพลทินัมทำให้อาร์ทีดีมีลักษณะเด่นคือ ีความเป็นเชิงเส้นสูง พิสูจน์ได้จากสมการที่ (2.1) ย่านการทำงานกว้างและยังสามารถใช้งานในช่วงอุณหภูมิสูง ส่วนข้อจำกัด คือแพลทินัมมีราคาก่อนข้างแพงเมื่อเปรียบเทียบกับเนื้อวัสดุอื่น เช่น นิเกิล ทองแดง เป็นต้นทั้งยังให้ผลตอบสนองด้านอุณหภูมิไม่ค่อยมาก ผลตอบสนองช้าทางด้านเวลา การนำอาร์ทีดี ไปใช้ส่วนมากจะนำไปประยุกต์ใช้งานแบบเทอร์โมมิเตอร์แบบ

electrical resistance พบเห็นได้ในอุตสาหกรรมการผลิตต่างๆ เช่น อุตสาหกรรมการผลิตอาหาร เพื่อตรวจวัดอุณหภูมิของผลิตภัณฑ์อาหาร เช่น อุณหภูมิของเนื้อสัตว์ กระบวนการอุตสาหกรรมทางเคมีเพื่อตรวจวัดและทดสอบอุณหภูมิของน้ำยาเคมี เช่น น้ำยากัดกร่อน สีฟนรยนต์ เป็นต้น

โดยขอบเขตในการตรวจวัดอุณหภูมิทั่วไปของอาร์ทีดีแบบแพลทินัม อยู่ที่ 238°K ถึง 873°K (หรือประมาณ -35°C ถึง 600°C)



รูปที่ 2.3 ลักษณะของ RTD ชนิดต่างๆ

2.1.3.2 เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor)[4]

เทอร์มิสเตอร์ มาจากคำว่า “Thermally sensitive variable resistor” เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิอีกประเภทหนึ่งที่อาศัยความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุกับอุณหภูมิเช่นเดียวกับอาร์ทีดี เทอร์มิสเตอร์ทำจากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (semiconductor) ซึ่งเป็นส่วนผสมระหว่างทองแดงกับโลหะออกไซด์ เช่น แมงกานีส นิกเกิล โคบอล หรือโครเมียม เป็นต้น โดยปกติแล้วค่าความต้านทานทางไฟฟ้ามีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิมีค่าเพิ่มขึ้น คุณลักษณะดังกล่าวนี้เรียกว่ามี “สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเป็นลบ” (เอ็นทีซี) การเปลี่ยนแปลงนี้จะแปรตามความไม่บริสุทธิ์ในการเจือปน หากเจือปนมากเกินไป สารกึ่งตัวนำจะมีประสิทธิภาพของอุณหภูมิเป็นบวก สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิอยู่ในรูปเอกซ์โพเนนเชียล(exponential) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานต่ออุณหภูมิได้ดังสมการที่ (2.3)

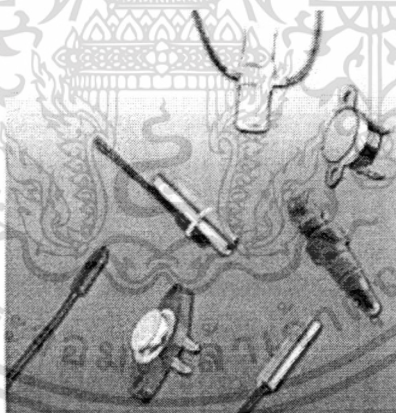
$$R_T = R_0 \exp \beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \tag{2.3}$$

- เมื่อ R_T = ความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ที่อุณหภูมิ T, Ω
- R_0 = ความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์ที่ 25°C หรืออุณหภูมิอ้างอิงอื่น, Ω
- β = ค่าคงที่ของเทอร์มิสเตอร์มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุที่นำมาทำ
- T = อุณหภูมิ, °K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และด้วยคุณสมบัติของคุณสมบัติดังกล่าวที่มีความไวสูงในการแปรค่าความต้านทานไฟฟ้าต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ดังนั้น ค่าอุณหภูมิเดียวกันเทอร์มิสเตอร์จึงมีคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานไฟฟ้าได้มากกว่าเมื่อเทียบกับอาร์ทีดี และมีความเป็นเชิงเส้นไม่ดีเท่าอาร์ทีดี เวลาในการตอบสนองของเทอร์มิสเตอร์ขึ้นอยู่กับประเภทของวัสดุและสภาพแวดล้อม เช่น ถ้าบรรจุอยู่ในอ่างน้ำมันผลตอบสนองประมาณ 0.5 วินาที และถ้าเป็นเทอร์มิสเตอร์ตัวเดียวกันที่อยู่ในอากาศอาจจะใช้เวลาในการตอบสนองถึง 10 วินาที และมีความเป็นเชิงเส้นและย่านการทำงานไม่ดีเท่าอาร์ทีดี อีกทั้งยังสามารถเกิดปัญหาการกำเนิดความร้อนภายในได้ในขณะได้รับพลังงานเพียงพอเรียกว่า (self-heating) ซึ่งจะทำให้เทอร์มิสเตอร์มีสภาพความต้านทานสูงขึ้นได้จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานที่ต้องการความละเอียดสูงในการตอบสนองต่ออุณหภูมิ รูปทรงของเทอร์มิสเตอร์สามารถออกแบบให้มีขนาดเล็กโดยที่ยังคงให้การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิทำได้อย่างรวดเร็ว ทำให้เทอร์มิสเตอร์สามารถนำมาใช้ในบริเวณที่มีพื้นที่แคบได้ ดังนั้นสามารถนำเทอร์มิสเตอร์มาประยุกต์ใช้งานในลักษณะงานทางด้านการแพทย์ การตรวจสอบอุณหภูมิของวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น

ขอบเขตในการตรวจวัดอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์มีค่าทั่วไปอยู่ในช่วงประมาณ 173°K ถึง 573°K (-100°C ถึง $+300^{\circ}\text{C}$)



รูปที่ 2.4 ลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ชนิดต่างๆ

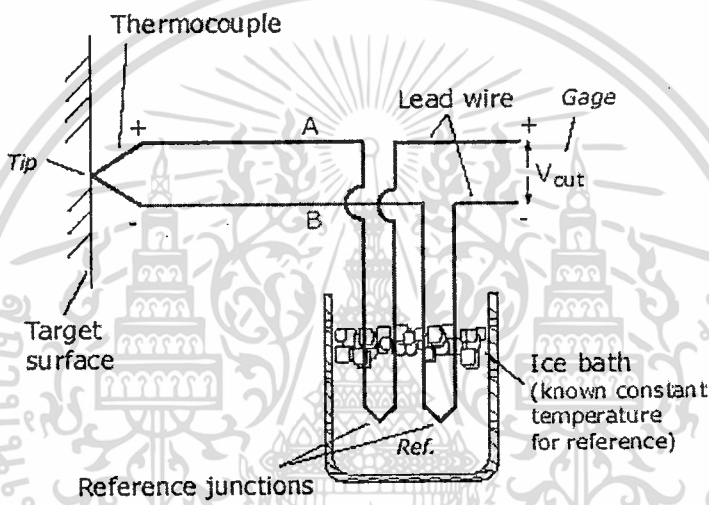
2.1.4 คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า (Thermoelectricity)

คุณสมบัติของการเปลี่ยนอุณหภูมิเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า (thermoelectricity) หมายถึง สัญญาณไฟฟ้าซึ่งกำเนิดโดยพลังงานความร้อน

ปรากฏการณ์ Seeback effect เกิดจากการนำเอาโลหะตัวนำต่างกันสองชนิด เช่น บิสมัท กับทองแดงนำมาเชื่อมปลายเข้าด้วยกันและให้ความร้อนจะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า e.m.f.[4] ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าและต้องอ้างถึงถึงน้ำของอุณหภูมิที่กระทำในไฟฟ้า (electromotive force) ขึ้นที่ปลายอีกด้านหนึ่ง และเรียกแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ว่า “แรงดันไฟฟ้า” หรือ

See Back voltage ; V_S ” และหลักการของ Seeback effect นี้เองได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิและตั้งชื่อว่า “เทอร์โมคัปเปิล”

เทอร์โมคัปเปิล คือ อุปกรณ์วัดอุณหภูมิโดยใช้หลักการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิหรือความร้อนเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้า (e.m.f.) เทอร์โมคัปเปิลทำมาจากโลหะตัวนำที่ต่างชนิดกัน 2 ตัว (แตกต่างกันทางโครงสร้างของอะตอม) นำมาเชื่อมต่อปลายทั้งสองข้างเข้าด้วยกันที่ปลายด้านหนึ่ง เรียกว่าจุดวัดอุณหภูมิ ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งปล่อยเปิดไว้ เรียกว่าจุดอ้างอิง หากที่จุดวัดอุณหภูมิและจุดอ้างอิงมีอุณหภูมิที่ต่างกัน ก็จะทำให้มีการนำกระแสในวงจรเทอร์โมคัปเปิลทั้งสองขึ้นดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แรงเคลื่อนที่ตกคร่อมวงจรปิด

โดยเราสามารถวิเคราะห์แรงเคลื่อนไฟฟ้า, ϵ โดยใช้ทฤษฎีโซลิตสเตตและได้จากการอินทิเกรตอุณหภูมิดังสมการที่ (2.4)

$$\epsilon = \int_{T_1}^{T_2} (Q_A - Q_B) dT \tag{2.4}$$

ผลที่ได้จากสมการ(2.4) จะพบว่า

- ค่า e.m.f. ที่เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของอุณหภูมิ จึงเกิดความแตกต่างของค่าคงที่ในการส่งผ่านความร้อนของโลหะ
- ถ้าใช้โลหะชนิดเดียวกันมาทำเทอร์โมคัปเปิลค่า e.m.f.ที่ได้จะเป็นศูนย์และ
- ถ้าอุณหภูมิทั้งสองจุดคือจุดวัดและจุดอ้างอิงเหมือนกับค่า e.m.f.ก็จะเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า โดยค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากเทอร์โมคัปเปิลนั้นจะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของอุณหภูมิที่จุดอ้างอิง ซึ่งหาได้จากความสัมพันธ์ของสมการต่อไปนี้

$$V = a + bT + cT^2 + dT^3 + eT^4 + fT^5$$

(2.5)

โดย V คือ แรงดันเอาต์พุตของเทอร์โมคัปเปิล มีหน่วยเป็น โวลต์
 T คือ อุณหภูมิที่จุดตรวจสอบ
และ a, b, c, d, e, f คือ ค่าคงที่ซึ่งเป็นฟังก์ชันขึ้นกับชนิดของโลหะตัวนำที่นำมา
ทำเป็นเทอร์โมคัปเปิล

โดยจากการที่เทอร์โมคัปเปิลทำจากธาตุบริสุทธิ์ จะให้ความเป็นเชิงเส้นที่ดี และค่อนข้าง
มีความเป็นเชิงเส้นสามารถพิสูจน์ได้จากสมการ (2.5) แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้ค่อนข้างต่ำทำให้เกิด
ปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน จากตารางที่ 1.2 แสดงความไวโดยทั่วไปความไวมีค่าน้อยกว่า 100
mV / °C และในรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าในกรณีที่เป็ธาตุบริสุทธิ์จะมีความเป็นเชิงเส้นและย่านการ
ทำงานกว้างเมื่อเปรียบเทียบกับอาร์ทีดีและเทอร์มิสเตอร์ แต่การที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าค่อนข้างต่ำ
ทำให้ต้องปรับสภาพสัญญาณ(signal Coditioning)และยังต้องการวงจรสำหรับชดเชยอุณหภูมิที่
รอยต่อทำให้การนำมาใช้งานค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิแบบอื่น
เทอร์โมคัปเปิลถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในกระบวนการอุตสาหกรรมต่างมากมาย ยกตัวอย่าง
เช่น ในการตรวจวัดอุณหภูมิในเตาเผา อุตสาหกรรมหลอมเหล็ก หรือแม้กระทั่งในเตาปฏิกรณ์
นิวเคลียร์ เป็นต้น

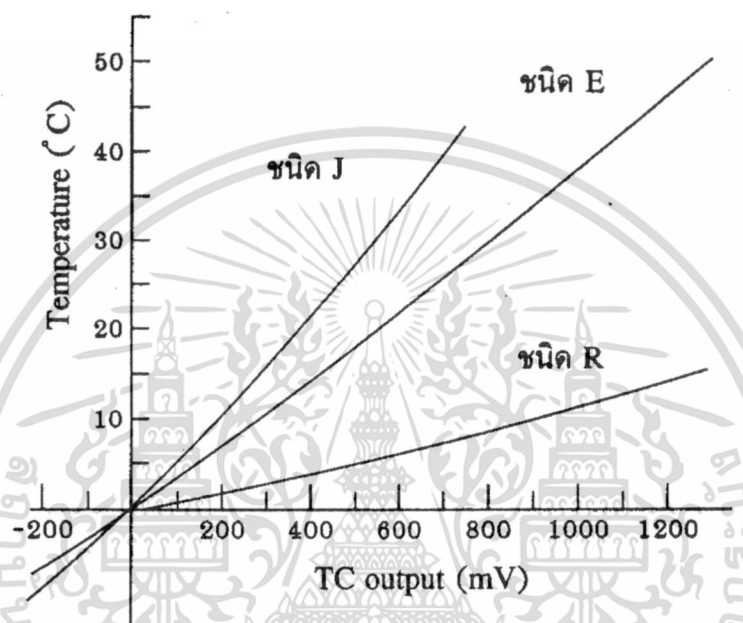
ตารางที่ 1.2 แสดงความไวและย่านการทำงานของเทอร์โมคัปเปิลแต่ละแบบ[4]

ประเภทของโลหะ	วัสดุเทอร์โมคัปเปิล(ชนิด)	ความไวโดยประมาณ mV/°K	ย่านอุณหภูมิที่ใช้วัด (°K)	ความแน่นอน โดยประมาณ
Base metal	ทองแดง-คอนสแตนแตน(T)	0.05	3-673	±1/2%
Base metal	ทองแดง-คอนสแตนแตน(J)	0.05	63-1473	±1%
Base metal	โครเมิล-อะลูเมล(K)	0.04	3-1643	±1%
Base metal	โครเมิล-คอนสแตนแตน(E)	0.08	3-1273	±1%
Real metal	แพลทินัม-แพลทินัม/โรเดียม 10%(S)	0.01	223-2033	±1/2%
Real metal	แพลทินัม-แพลทินัม/โรเดียม 13%(R)	0.012	223-2033	±1/2%
Real metal	แพลทินัม-โรเดียม 30%- แพลทินัม/โรเดียม 6%(B)	0.012	223-2033	±1/2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำ
ไปใช้เพื่อการพาณิชย์ Base metal คือ เทอร์โมคัปเปิลที่ใช้ส่วนผสมของโลหะบริสุทธิ์และโลหะผสม ทองแดง
และนิกเกิล ใช้กับอุณหภูมิถึง 1450 °K โดยปกติและส่วนใหญ่จะถูกใช้ในทางปฏิบัติ ซึ่งจะให้

ความไวกว่า ถูกกว่า และมีคุณสมบัติใกล้เคียงความเป็นเชิงเส้นสูงกว่า หลักสำคัญที่สุดคือจะต้องกำจัด ยานการใช้งานให้ต่ำสุด เพราะว่าโลหะจำพวกนี้จะมีจุดหลอมละลายต่ำ และมีโอกาสการ เกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันได้ง่าย

Rara metal คือ เทอร์โมคัปเปิลใช้ส่วนผสมของโลหะบริสุทธิ์และโลหะผสมของ แพลทินัม ใช้กับอุณหภูมิได้สูงถึง 2000 °K หากเป็นส่วนผสมของทั้งสแตน โรเดียม และ โมลิบดีนัม ใช้สำหรับอุณหภูมิถึง 2900 °K



รูปที่ 2.6 แรงเคลื่อนเทอร์โมคัปเปิลกับอุณหภูมิสำหรับจุดอ้างอิง 0 °C โดยให้ความไวและความ ไม่เป็นเชิงเส้นแตกต่างกัน (Curtis D.Johnson 1997:173)[4]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า...
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้... รูปที่ 2.7 ลักษณะของเทอร์โมคัปเปิลชนิดต่างๆ...
...ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 คุณสมบัติของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ (solid-state)

จากคุณสมบัติในการทำงานของเซนเซอร์ตรวจวัดอุณหภูมิทั้งสามชนิด คือ เทอร์มิสเตอร์ อาร์ทีดี และเทอร์โมคัปเปิล ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายทั่วไบนั้น จะพบว่าผลตอบสนองของเทอร์มิสเตอร์มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงและมีย่านการวัดแคบ ในขณะที่อาร์ทีดีจะมีผลตอบสนองที่มีความเป็นเชิงเส้นแต่ยังคงมีขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเล็กมาก ส่วนเทอร์โมคัปเปิลจะให้ผลตอบสนองค่อนข้างไม่ค่อยเป็นเชิงเส้น มีย่านการวัดกว้าง แต่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีขนาดเล็กมาก ทั้งยังต้องการจุดอ้างอิงอุณหภูมิในการวัดอีกด้วย ด้วยปัจจัยสำคัญที่เป็นข้อจำกัดในการใช้งานของเซนเซอร์ตรวจวัดอุณหภูมิทั้งสามชนิดข้างต้น จึงได้มีการพัฒนานำเอาคุณสมบัติของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำมาทำในรูปแบบของวงจรรวม (integrated circuit ; IC) เพื่อใช้เป็นเซนเซอร์ตรวจวัดอุณหภูมิ เช่น LM3911, LM335 , LM34 ,AD590 เป็นต้น

2.1.5.1 เทอร์โมไดโอด (Thermodiode)[2]

เทอร์โมไดโอด เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิที่นำเอาวัสดุสารกึ่งตัวนำซิลิคอนรอยต่อชนิดเอ็น และชนิดพี (N-type and P-type) มาใช้ โดยอาศัยหลักการความสัมพันธ์ของไดโอดระหว่างแรงดันกับกระแสที่มีผลต่ออุณหภูมิ ดังสมการที่ (2.6)

$$V = T \left(\frac{k}{q} \right) \ln(I/I_S + 1) \quad (2.6)$$

เมื่อ I_S = กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ
 V = แรงดันไบอัสข้างหน้า (Forward bias)
 k = Boltzman's constant

กำหนดให้กระแส $\frac{I}{I_S} \gg 1$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.6) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

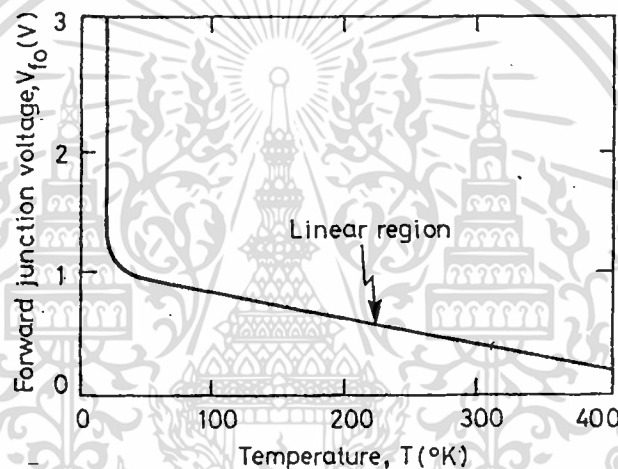
$$V = T \left(\frac{k}{q} \right) \ln(I/I_S) \quad (2.7)$$

โดยทั่วไปแล้วกระแส I_S มีผลน้อยมากในกรณีที่ไดโอดทำงานในย่านไบอัสข้างหน้า ทำให้สมการที่ (2.7) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V = T \left(\frac{k}{q} \right) \ln(I) \quad (2.8)$$

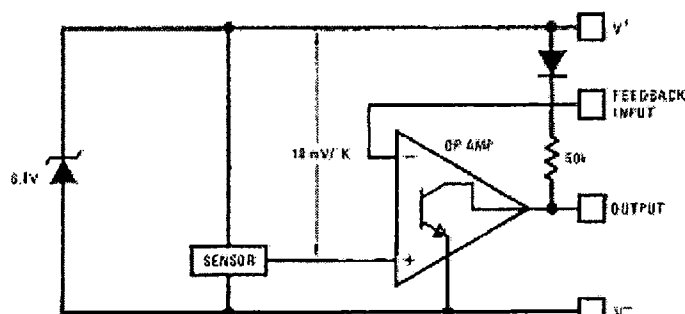
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และจากรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นการวัดผลของซิลิคอนไดโอด โดยกำหนดกระแสไบอัสไปไม่จำกัดโดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ข้างหน้าเริ่มต้นที่ $10\mu A$ จากการกราฟค่าแรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิลดลง และเริ่ม

วัดผลได้ตั้งแต่ 50°K ถึง 300°K (-233 ถึง 27°C) แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิอยู่ประมาณที่ $-20\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ และมีความเป็นเชิงเส้น สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิได้ดังสมการที่ (2.7) โดยแรงดันตกคร่อมไดโอดโดยทั่วไปอยู่ที่ 0.7V ที่อุณหภูมิ 25°C และ 0.25V สำหรับ germanium จากกราฟแสดงให้เห็นว่าเทอร์โมไดโอดที่ทำจากซิลิคอน อุณหภูมิเริ่มแรกแรงดันตกคร่อมไดโอดในกรณีที่จ่ายกระแสไปข้างหน้า ไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากความผิดพลาดจากคุณลักษณะเฉพาะของซิลิคอนเมื่อนำมาทำไดโอด อันเกิดจากการไม่ ionized ของอะตอมในขณะอุณหภูมิต่ำ และในทางกลับกันถ้าใช้ในอุณหภูมิสูงที่มากกว่า 200°C ทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของอะตอมอย่างมากส่งผลให้รอยต่อเกิดการเสียหายเป็นผลให้ซิลิคอนถูกจำกัดในย่านการทำงานที่ค่อนข้างแคบ



รูปที่ 2.8 การแปรผันของแรงดันต่ออุณหภูมิของรอยต่อพี-เอ็นแบบฐานรองซิลิคอนกรณีไบอัสไปข้างหน้า ($I = 10\mu\text{A}$) [2]

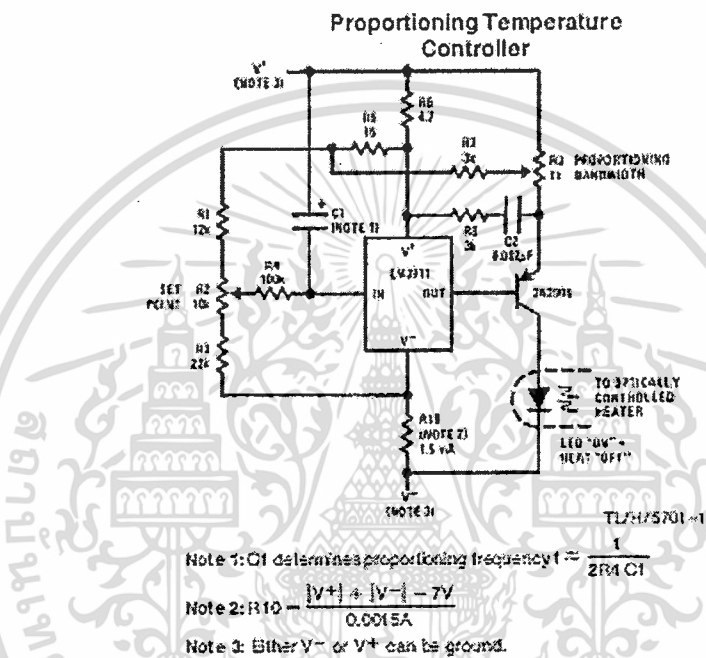
รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่าง Block Diagram ของ IC เบอร์ LM3911 ของบริษัท National Semiconductor ซึ่งภายในบรรจุวงจรออปแอมป์ สำหรับชดเชยความถี่เพื่อทำให้เกิดความแม่นยำในการวัด โดยให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิอยู่ที่ $20\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ให้อยู่ช่วงอุณหภูมิประมาณ -25°C ถึง 85°C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 1Block Diagram IC LM3911

และด้วยคุณสมบัติดังกล่าวทำให้เทอร์โมไดโอด มีความไวสูง มีความเป็นเชิงเส้น ทั้งยังมีขนาดเล็ก ซึ่งสามารถนำมาใช้งานในพื้นที่จำกัดได้ อีกทั้งยังราคาถูกเนื่องจากต้นทุนต่ำ แต่มีข้อจำกัดอยู่ที่ย่านการทำงานแคบ และหากต้องการความแม่นยำในการวัด ต้องออกแบบชดเชยความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ทำให้วงจรที่นำมาใช้มีความซับซ้อนดังรูปที่ 2.10 เทอร์โมไดโอดถูกนำไปใช้ในการติดตั้งกับบอร์ดอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องใช้เนื้อที่จำกัด และนำมาพัฒนาเพื่อให้มีความหลากหลายในการใช้งาน



รูปที่ 2.10 การประยุกต์ใช้เทอร์โมไดโอดเบอร์ LM3911

2.1.5.2 เทอร์โมทรานซิสเตอร์ (Thermotransistors)[2]

เทอร์โมทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หนึ่งที่น่ามาเป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิ เนื่องจากเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างง่าย ซึ่งแรงดันตกคร่อมระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (V_{be}) จะขึ้นตรงต่ออุณหภูมิเหมือนความสัมพันธ์ของไดโอด

ดังนั้นหากเรานำหลักการนี้มาประยุกต์เป็นเครื่องมือในการวัดอุณหภูมิซึ่งกำหนดให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่หนึ่งมีกระแส collector i_{c1} และให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่สองมีค่ากระแส collector i_{c2} โดยกำหนดให้ $i_{c1} \square i_{c2}$ ซึ่งความแตกต่างของแรงดัน ΔV_{be} ภายใต้การควบคุมของกระแส collector ทำให้เรานำมาเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (2.9)

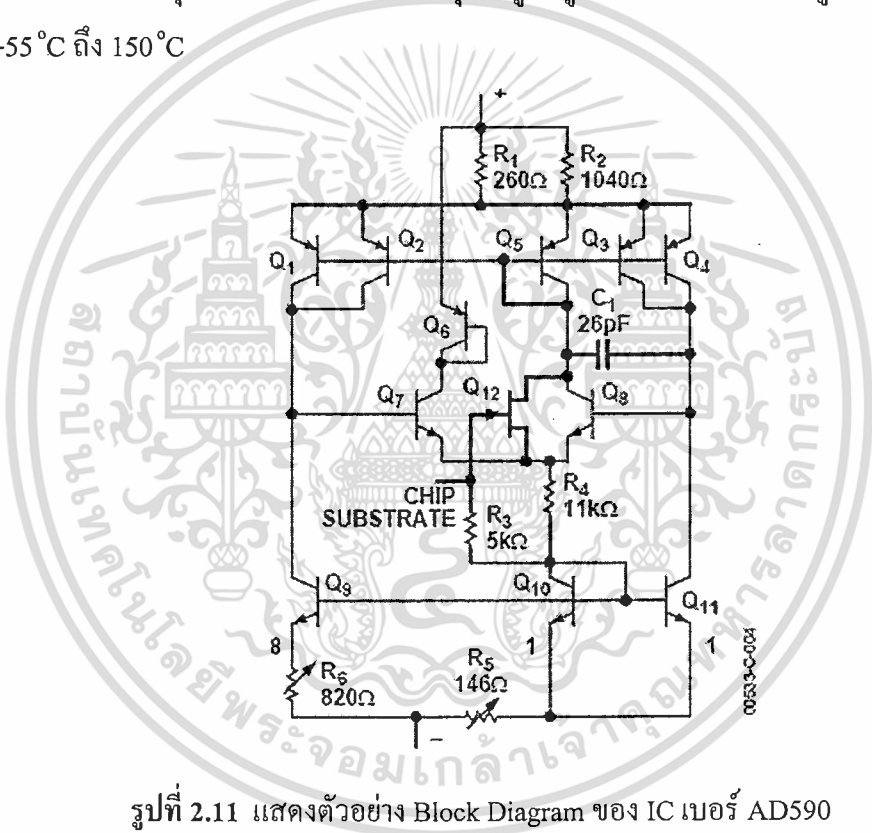
$$\Delta V_{be} = (V_{be1} - V_{be2}) = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{i_{c1}}{i_{c2}} \right) \text{ เมื่อ } i_{c1} \square i_{c2} \tag{2.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งโครงสร้างของวงจร PTAT เหมือนกับเทอร์โมไดโอด ที่เอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิสัมบูรณ์ (Proportional To Absolute Temperature) ดังนั้นโครงสร้างของวงจร PTAT จึงนำมาประยุกต์ใช้เป็นเทอร์โมทรานซิสเตอร์

และด้วยคุณสมบัติในสมการที่ 2.9 ทำให้เทอร์โมทรานซิสเตอร์มีความเป็นเชิงเส้นสูง และให้ผลตอบสนองเร็ว และมีย่านการทำงานที่กว้างกว่าเทอร์โมไดโอด แต่การออกแบบมีความซับซ้อน และให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดเล็ก

รูปที่ 2.11 แสดงตัวอย่าง Block Diagram ของ IC เบอร์ AD590 ของบริษัท Analog Device ซึ่งใช้โครงสร้างของวงจร PTAT เป็นหลักดังจะกล่าวในหัวข้อที่ 2.2 โดย IC เบอร์ AD590 ให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิอยู่ที่ $1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ใช้ในช่วงอุณหภูมิประมาณ -55°C ถึง 150°C



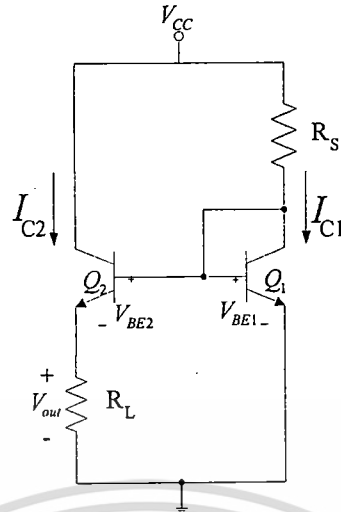
รูปที่ 2.11 แสดงตัวอย่าง Block Diagram ของ IC เบอร์ AD590

2.2 โครงสร้างและหลักการพื้นฐานของวงจร PTAT

ก่อนที่จะเข้าใจถึงหลักการพื้นฐานของแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ควรเข้าใจถึงหลักการพื้นฐานของวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบวิดลาร์ (Widlar current souce) ก่อน

วงจรวิดลาร์ดัดแปลงมาจากวงจรแหล่งจ่ายกระแสอย่างง่าย(Current source)[8] โดยกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 มีค่าแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิสเตอร์ V_{BE} ต่างกัน โดยการต่อค่าความต้านทานอนุกรมที่ขาอิมิสเตอร์ของ Q_2 ดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แหล่งจ่ายกระแสแบบวิดลาร์

2.2.1 การออกแบบวงจรวิดลาร์

กำหนดให้ $I_{C1} \approx 0$ ทำให้ Q_1 ส่งผลในย่านไบอัสไปข้างหน้า (Forward Bias) จากรูปที่ 2.12 Q_1 ต่อแบบรอยต่อไดโอด (diode connected) และกำหนดให้ Q_2 ทำงานในย่านไบอัสไปข้างหน้าด้วยเช่นกัน ทำให้ผู้ออกแบบสามารถใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Voltage Law : KVL) [21] รอบรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ (base-emitter junction) ของ Q_1 และ Q_2 ได้ดังสมการที่ (2.9)

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{C2}R_L = 0 \quad (2.10)$$

ซึ่งในที่นี้กำหนดให้ $\beta_F \rightarrow \infty$, $V_A \rightarrow \infty$ และ $V_{CC} \gg V_{BE(on)}$ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ

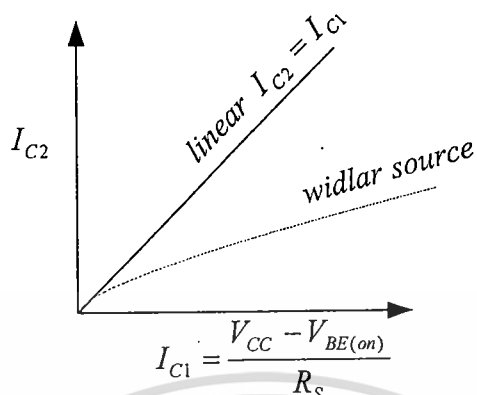
จากสมการ (2.10) สามารถนำความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสไดโอดในสมการที่ (2.7) มาใช้โดยกำหนดให้กระแสคอลเลกเตอร์ (collector current ; I_C) มีค่าเช่นเดียวกันกระแสที่ไหลผ่านไดโอด I และกำหนดให้ $V_T = kT/q$

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} - I_{C2}R_L = 0 \quad (2.11)$$

เนื่องจาก Q_1 และ Q_2 เป็นเบอร์เดียวกันดังนั้น $I_{S1} = I_{S2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

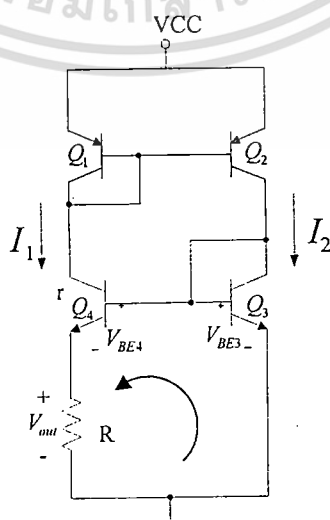
โดยที่
$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_S}$$



รูปที่ 2.13 ความไม่เป็นอิสระของกระแส I_{C2} ต่อแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรวิดลาร์

จากสมการ (2.12) พบว่ากระแส I_{C1} สามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามแหล่งจ่ายแรงดัน V_{CC} ที่จ่ายให้แก่วงจร ส่งผลให้ค่ากระแส I_{C2} เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย จากความสัมพันธ์ดังกล่าวจึงทำให้วงจรแบบนี้ ไม่เหมาะที่จะใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแส (current source) ให้กับวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

ในการนำวงจรวิดลาร์นั้นกระแส I_{C2} ต้องมีค่าน้อยกว่า I_{C1} เสมอจึงทำให้สมการเป็นจริงเสมอ (วงจร current source อย่างง่าย $I_{C1} = I_{C2}$ เสมอ ดังรูปที่ 2.13) ส่วนข้อดีของวงจรวิดลาร์สามารถใช้งานที่ค่า V_{CC} มีค่าน้อยกว่าแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสอย่างง่าย (simple current source) และค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจรมีค่าน้อยเทียบกับการใช้แบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสอย่างง่าย ด้วยข้อจำกัดของวงจรวิดลาร์ที่อัตราส่วนของกระแสเปลี่ยนแปลงตามแหล่งจ่ายแรงดันทำให้นักวิจัยได้นำเสนอวงจร PTAT (Proportional to absolute temperature) ขึ้นมา [7] ดังรูปที่ 2.14



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสารเพื่อใช้ในการนำออกจำหน่าย

รูปที่ 2.14 แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT

2.2.1 การออกแบบวงจร PTAT

จากรูปที่ 2.14 กำหนดให้กระแส I_1 มีค่าเท่ากับ I_2 เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสที่สร้างจาก Q_1 และ Q_2 มีพื้นที่เท่ากัน ส่งผลให้กระแสคอลเลคเตอร์ (collector) ของ Q_3 มีค่าเท่ากับกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_4 จากรูปที่ 2.14 Q_4 มีพื้นที่บริเวณขาอิมิตเตอร์ (emitter) มากกว่า Q_3 อยู่ r เท่า ส่งผลให้ค่า I_{S4} ของ Q_4 มีค่ามากกว่า I_{S3} ของ Q_3 อยู่ r เท่าด้วย โดยสมการ V_{out} สามารถหาได้โดยการ KVL

$$V_{BE3} - V_{BE4} - V_{out} = 0 \quad (2.13)$$

$$V_{out} = I_1 R \quad (2.14)$$

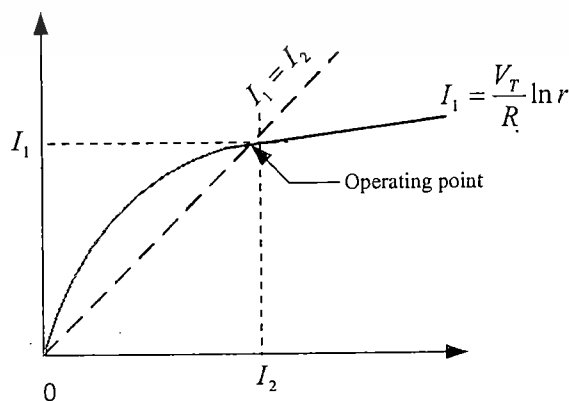
นำความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.13) และ (2.14) มาจัดให้อยู่ในรูปของกระแส I_1 และ I_2 โดย V_{BE3} และ V_{BE4} นำมาจากความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.7 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_T \ln \frac{I_2}{I_{S3}} - V_T \ln \frac{I_1}{I_{S4}} &= I_1 R \\ V_{out} &= V_T \ln \frac{I_2}{I_{S3}} \frac{I_{S4}}{I_1} \end{aligned} \quad (2.15)$$

กำหนดให้ $I_{S4} = r I_{S3}$ และ $I_2 = I_1$
 ดังนั้น V_{out} ที่ตกคร่อม R มีค่า

$$V_{out} = V_T \ln(r) \quad (2.16)$$

และค่ากระแส I_1 มีค่าเท่ากับ $(V_T \ln r) / R$ และจากสมการ (2.16) สรุปได้ว่า V_{out} ของวงจร PTAT แปรตามอุณหภูมิเป็นเชิงเส้น [14]



รูปที่ 2.15 การหาจุดทำงาน (Operating point)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

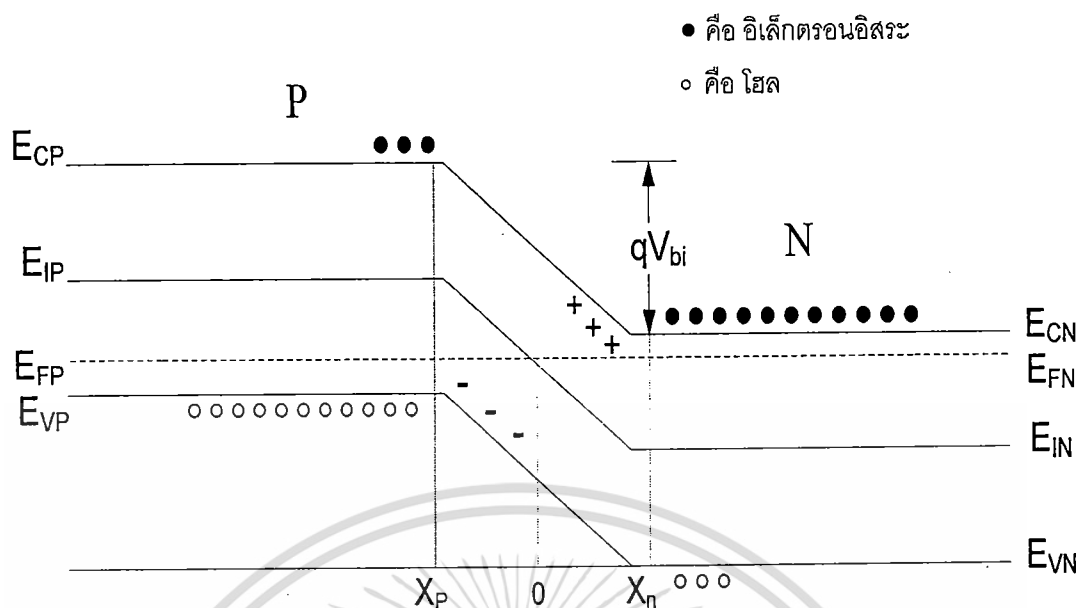
ในการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสโดยใช้หลักการของself bias เพื่อลดผลของค่ากระแสกับการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_{CC} โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแทนที่ตัวต้านทานต่อเข้ากับแหล่งจ่ายแรงดันเหมือนวงจรวิดลาร์ ซึ่งวิธีการนี้จะมีการป้อนกลับของกระแส ทำให้การตอบสนองต่อแหล่งจ่ายแรงดันมีค่าน้อย การทำงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับกระแส I_2 และ I_1 และให้วงจรสะท้อนกระแสมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง จากกราฟความสัมพันธ์ของ I_2 และ I_1 มีจุดตัดเกิดขึ้น 2 จุด ซึ่งจุดทำงานของวงจรเป็นจุดที่ต้องนำมาใช้งานในการออกแบบ ส่วนจุด(0,0) นั้นเป็นจุดที่ไม่ต้องการนำมาใช้งานเนื่องจากกระแส I_2 และ I_1 มีค่าเป็นศูนย์ ดังรูปที่ 2.15

2.3 โครงสร้างของรอยต่อพี-เอ็นผลอณภูมิที่มีต่อรอยต่อพี-เอ็น

วิธีการหนึ่งในการนำสารกึ่งตัวนำไปสร้างเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำสามารถทำได้โดยการเติมอะตอมสารเจือ (impurity atoms) ลงไป เพื่อทำให้เกิดเป็นสารกึ่งตัวนำที่ไม่บริสุทธิ์ชนิดพีและชนิดเอ็น จากนั้นจึงนำไปสร้างเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เรียกว่าอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (semiconductor devices) โครงสร้างง่ายที่สุดในการนำมาสร้างคือ โครงสร้างของรอยต่อ พี-เอ็น (p-n junction) ซึ่งนำมาพัฒนาเป็นไดโอดชนิดต่างๆ [5] เป็นต้น

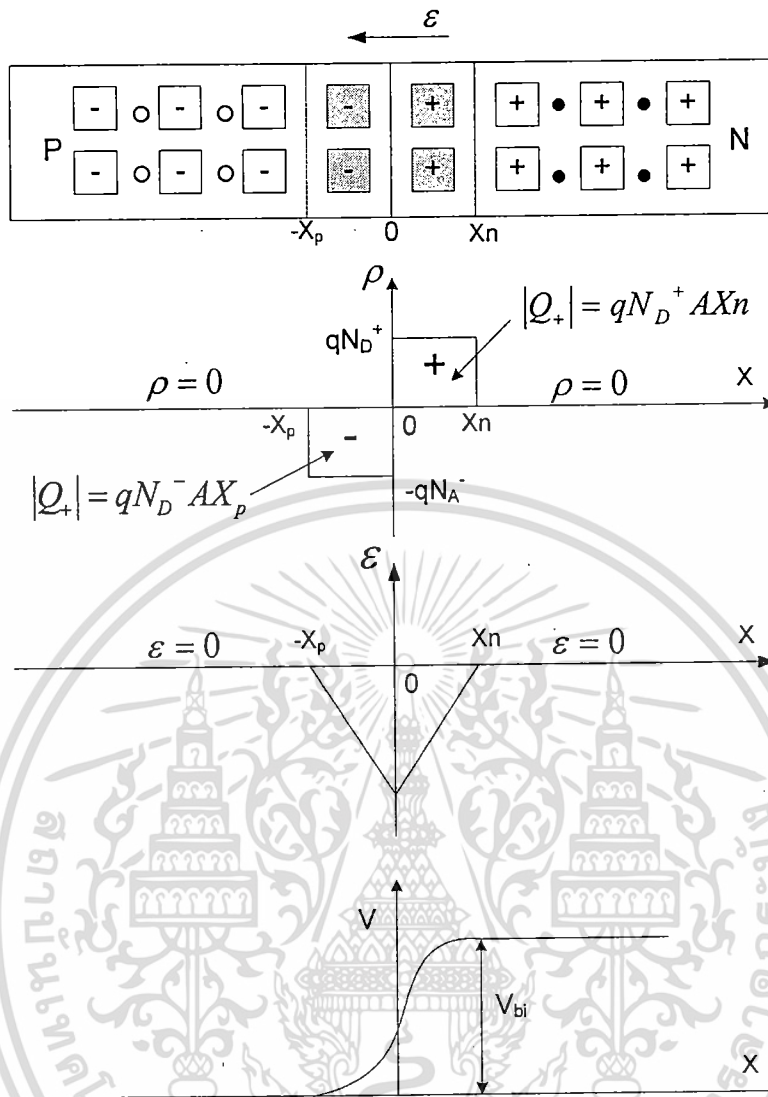
2.3.1 รอยต่อพี-เอ็นในภาวะสมดุล

ในเบื้องต้นนี้จะเริ่มพิจารณาถึงรอยต่อพี-เอ็นชนิดขั้นบันได (step junction) เป็นโครงสร้างที่ง่ายที่สุดในการทำความเข้าใจ เนื่องจากความหนาแน่นประจุพาหะของด้านทั้งสองของรอยต่อพี-เอ็นมีค่าไม่เท่ากัน จึงเกิดการแพร่ข้ามรอยต่อของประจุพาหะ เพื่อให้ด้านทั้งสองมีความหนาแน่นประจุพาหะเท่ากัน โดยอิเล็กตรอนทางด้านเอ็นจะแพร่ข้ามไปยังด้านพีและโฮลทางด้านพีก็จะแพร่ข้ามไปยังด้านเอ็นพิจารณาได้จากลักษณะแถบพลังงาน ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ลักษณะแถบพลังงานเมื่อรอยต่ออยู่ในภาวะสมดุล[5]

เมื่อเกิดการแพร่ข้ามรอยต่อของประจุพาหะจะทำให้เกิดการรวมตัว (recombination) ระหว่างอิเล็กตรอน-โฮล และทำให้อะตอมสารเจือผู้ให้ทางด้านเอ็นที่บริเวณรอยต่อมีสภาพเป็นไอออนบวก ส่วนอะตอมสารเจือผู้รับทางด้านพีมีสภาพเป็นไอออนลบ ซึ่งประจุไฟฟ้าดังกล่าวทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้นบริเวณรอยต่อและเกิดการสะสมประจุไฟฟ้าขึ้นบริเวณรอยต่อ โดยอำนาจของสนามไฟฟ้าจะต่อต้านการเคลื่อนที่ของประจุพาหะส่วนมากในการข้ามรอยต่อจนในที่สุดการแพร่ข้ามรอยต่อดำเนินไปจนถึงภาวะสมดุล(equilibrium) นั่นคือ กระแสการแพร่มีค่าเท่ากับกระแสดริฟท์ ทำให้บริเวณรอยต่อนั้นแทบจะไม่มีพาหะอยู่เลย เนื่องจากถูกอิทธิพลของสนามไฟฟ้าพัดพาออกไป จึงเรียกรวมบริเวณนี้ว่า บริเวณปลอดพาหะ (depletion region) และการที่มีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นบริเวณรอยต่อแสดงว่ามีความต่างศักย์ทำให้เกิดแรงดันภายในขึ้น(built in voltage)ระหว่างด้านพีและด้านเอ็น หรืออาจเรียกว่า ศักย์สัมผัส (contact potential)ซึ่งสามารถแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.19

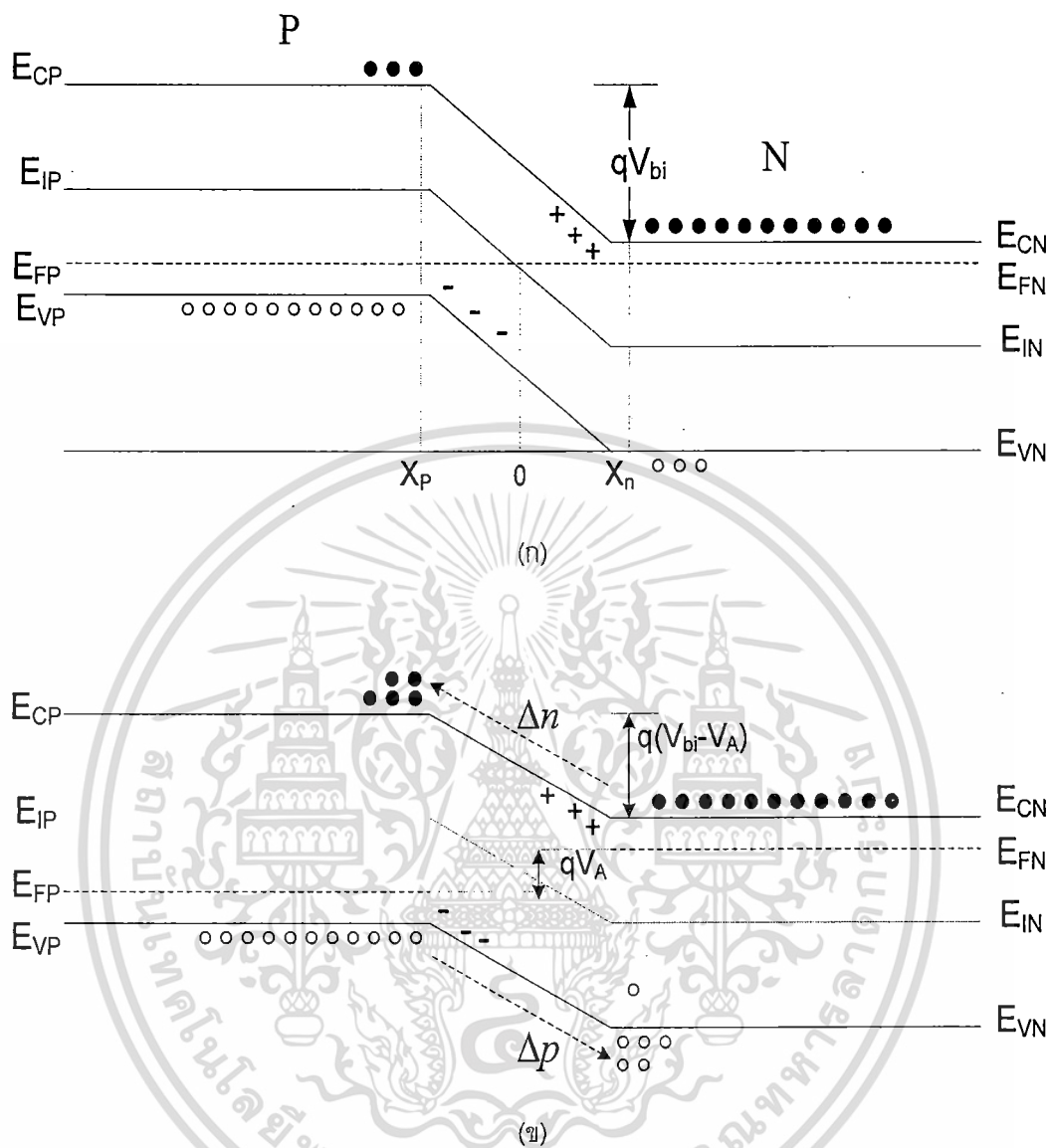


รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่บริเวณรอยต่อพี-เอ็น[5]

2.3.2 รอยต่อพี-เอ็น ขณะได้รับแรงดันไบอัสไปข้างหน้า

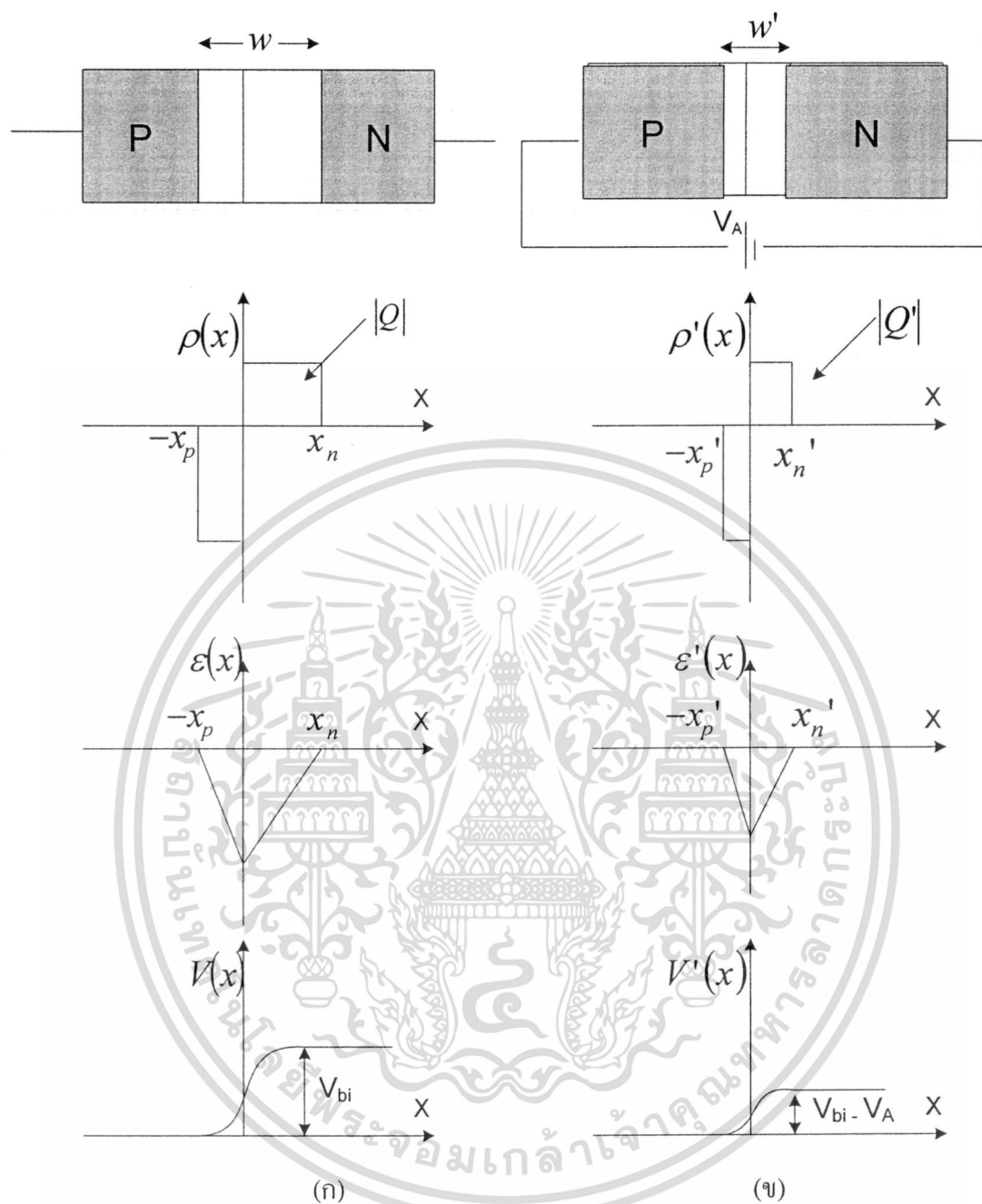
การให้แรงดันไบอัสไปข้างหน้า (forward bias : V_A) ทำได้โดยการให้ศักย์ไฟฟ้าที่ด้านพีเป็นบวก เมื่อเทียบกับด้านเอ็นโดยการกำหนดให้ความต้านทานในส่วนของเนื้อสารกึ่งตัวนำมีค่าน้อยมาก จึงพิจารณาได้ว่าไม่มีแรงดันตกคร่อมในส่วนของสารกึ่งตัวนำ ดังนั้นแรงดัน V_A ทั้งหมดจะไปปรากฏที่รอยต่อพี-เอ็นและมีทิศทางตรงข้ามกับศักย์ภายในรอยต่อจึงเกิดการหักล้างของแรงดัน กำแพงศักย์จะมีค่าลดลงเป็น $(V_{bi} - V_A)$ ทำให้สนามไฟฟ้าภายในรอยต่อมีขนาดลดลง จึงเกิดการแพร่ของประจุพาหะได้มากขึ้น โดยโฮลทางด้านพีจะแพร่ไปยังด้านเอ็นและอิเล็กตรอนทางด้านเอ็นจะแพร่ไปด้านพีและกลายเป็นพาหะส่วนน้อย ระดับพลังงานเฟอร์มิของด้านทั้งสองของรอยต่อจะแตกต่างกัน qV_A ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



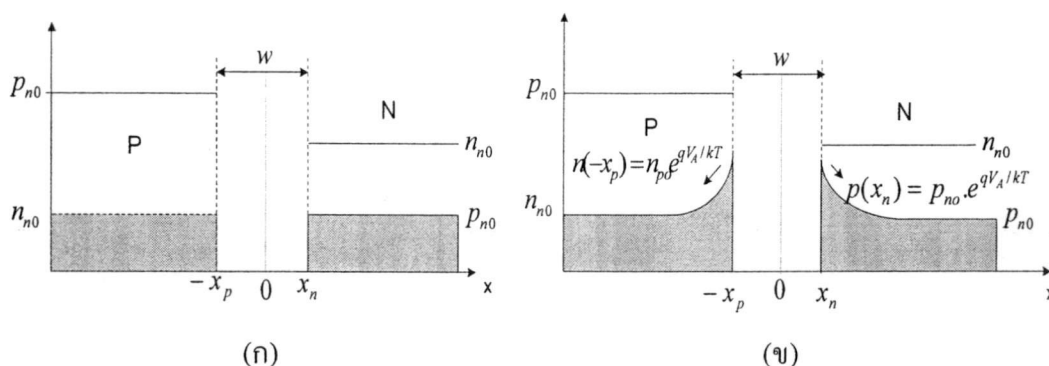
รูปที่ 2.18 เปรียบเทียบลักษณะแถบพลังงานของรอยต่อ (ก)เมื่อ ไม่ได้รับ โปอิส กับ (ข) เมื่อ ได้รับ แรงดันโปอิส V_A [5]

เมื่อเกิดการแพร่ของประจุพาหะก็จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในวงจร เรียกว่า กระแส โปอิสตรง และการที่สนามไฟฟ้าบริเวณรอยต่อลดลงจะทำให้ขนาดความกว้างบริเวณปลอดพาหะ ลดลง หรือก็คือการลดลงของประจุไฟฟ้าที่บริเวณรอยต่อนั่นเอง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติ ทางไฟฟ้าดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้า (ก) เมื่ออยู่ในภาวะสมดุล และ(ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัสตรง V_A [5]

ส่วนการเพิ่มขึ้นของพาหะส่วนน้อยที่ขอบของบริเวณปลอดพาหะอธิบายได้จากสมการ (2.19) กฎของรอยต่อ p_{n0} และ n_{p0} ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 การกระจายความหนาแน่นของพาหะที่ด้านทั้งสองของรอยต่อ (ก) เมื่อไม่ได้รับแรงดันไบอัส (ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัส V_A [5]

เมื่อ p_{p0} คือ ความหนาแน่นของโฮลทางด้านพี

เมื่อ n_{p0} คือ ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนทางด้านพี

เมื่อ n_{n0} คือ ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนทางด้านเอ็น

เมื่อ p_{n0} คือ ความหนาแน่นของโฮลทางด้านเอ็น

ส่วนการลดลงของพาหะส่วนน้อยเมื่อระยะห่างออกไปจากบริเวณปลอดพาหะจะเกิดการรวมตัว(recombination) ของพาหะทำให้ปริมาณของพาหะที่ถูกฉีดเข้ามาลดลงจนกระทั่งในที่สุดที่ระยะ L_e และ L_n ความหนาแน่นของประจุส่วนน้อยจะลดลงจนเป็นศูนย์ เนื่องจากความหนาแน่นของประจุพาหะส่วนมาก n_{n0} และ p_{p0} มีค่ามากกว่าปริมาณของพาหะที่ถูกฉีดเข้ามา รอยต่อมาก ดังนั้นค่าของประจุพาหะดังกล่าวที่บริเวณรอยต่อจะไม่เปลี่ยนแปลง ถึงแม้ว่าจะมีการฉีดพาหะข้ามรอยต่อ แต่จะถือว่ามีย่าน้อยมากดังนั้นความหนาแน่นกระแสที่ไหลผ่านรอยต่อจึงเป็นความหนาแน่นกระแสการแพร่ของประจุพาหะส่วนน้อย ซึ่งสามารถแยกพิจารณาเป็นความหนาแน่นกระแสโฮลและความหนาแน่นกระแสอิเล็กตรอนและจะได้เป็นความหนาแน่นของกระแสรวมทั้งหมดในรอยต่อพีและเอ็น[13]คือ

$$J = J_p(x_n) + J_n(-x_p) = (ni)^2 \left(\frac{N_A p_{n0}}{L_p} + \frac{N_D n_{p0}}{L_n} \right) \left(\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right) \quad (2.17)$$

สมการ (2.17) เป็นความสัมพันธ์กระแส-แรงดันของรอยต่อพี-เอ็น เราอาจนิยามตัวพารามิเตอร์ J_s ดังนี้คือ

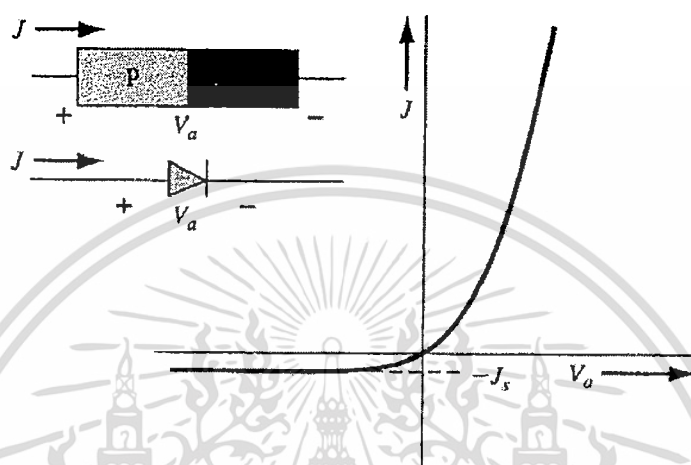
$$J_s = (ni)^2 \left(\frac{N_A p_{n0}}{L_p} + \frac{N_D n_{p0}}{L_n} \right) \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ดังนั้นสมการ (2.19) เขียนใหม่ได้เป็น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งนั้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J = J_s \left(\exp\left(\frac{eV_a}{kT}\right) - 1 \right) \quad (2.19)$$

เมื่อ N_A คือ ความหนาแน่นอะตอมสารเจือผู้รับ (อะตอม/ลบ.ซม)

N_D คือ ความหนาแน่นอะตอมสารเจือให้ (อะตอม/ลบ.ซม)



รูปที่ 2.21 คุณสมบัติกระแส-แรงดันในอุดมคติของไดโอดรอยต่อพี-เอ็น[13]

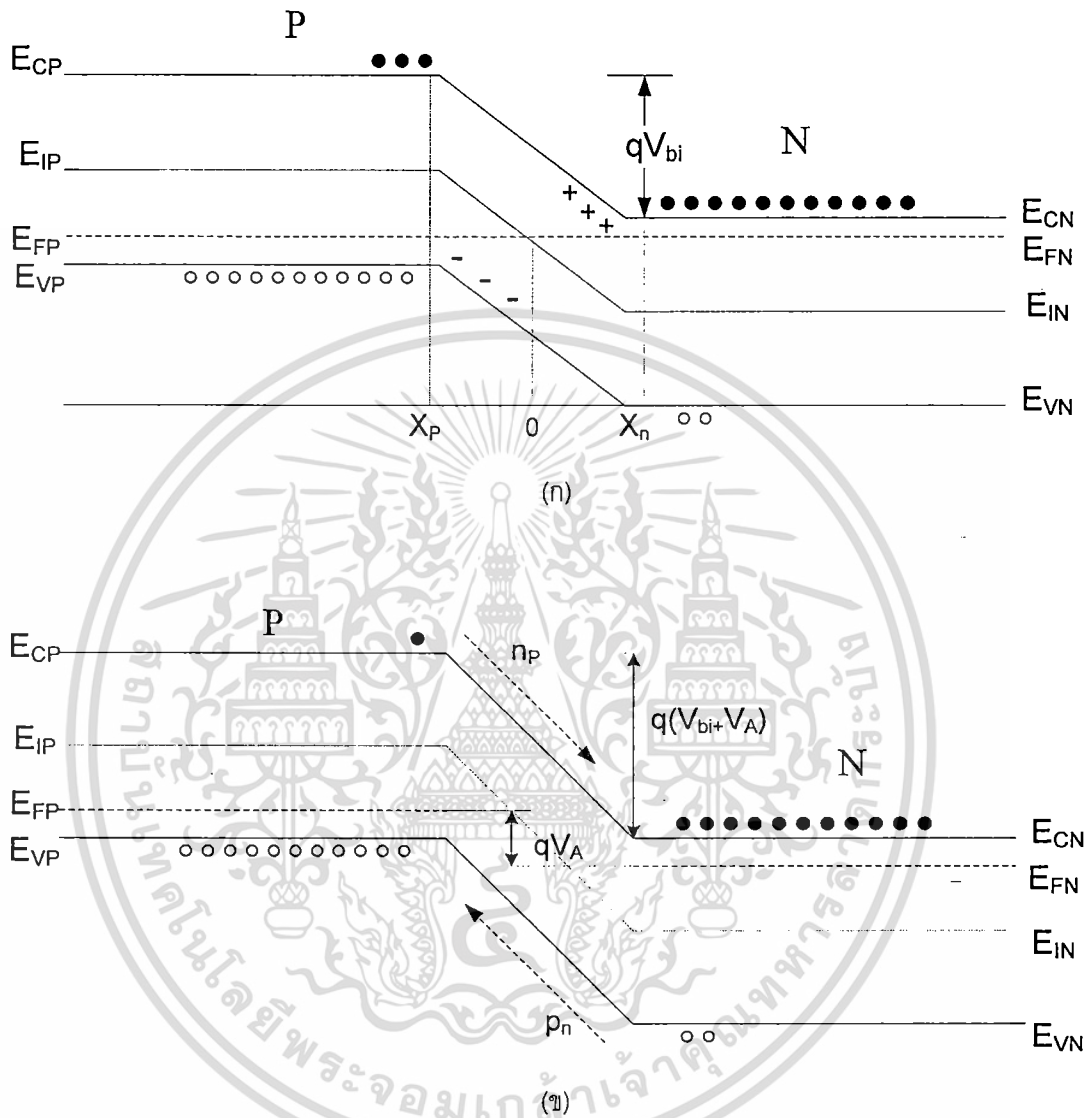
สมการ(2.19) เป็นที่รู้จักในนาม “สมการไดโอดในอุดมคติ” ที่อธิบายถึงความสัมพันธ์กระแส-แรงดันของรอยต่อพี-เอ็นตลอดช่วงกว้างของกระแสและแรงดัน แม้ว่าสมการ (2.19) หาได้จากการตั้งสมมุติฐานแรงดันไบอัสไปข้างหน้า ($V_a > 0$) แต่ไม่มีเหตุผลใดที่จะห้ามไม่ให้ V_a มีค่าเป็นลบไม่ได้ (ไบอัสย้อนกลับ) สมการ (2.19) ถูกพลอตลงในรูปที่ 2.21 เป็นความสัมพันธ์กับแรงดันไบอัสไปข้างหน้า V_a ถ้าแรงดัน V_a เป็นลบ(ไบอัสย้อนกลับ) ด้วยค่าสองสาม kT/e โวลต์ แล้วค่าความหนาแน่นกระแสนย้อนกลับจะไม่ขึ้นกับค่าแรงดันไบอัสย้อนกลับ ตัวพารามิเตอร์ J_s ถูกอ้างอิงว่าเป็นความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวย้อนกลับ(reverse-saturation current density) คุณสมบัติกระแส-แรงดันของไดโอดรอยต่อพี-เอ็นจะเห็นได้ชัดว่าไม่เป็นแบบสองทาง

2.3.3 รอยต่อพี-เอ็น ขณะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ

การให้แรงดันไบอัสย้อนกลับ(Reverse bias : $-V_A$) ทำได้โดยการให้ศักย์ไฟฟ้าที่ด้านพีเป็นลบ เมื่อเทียบกับด้านเอ็นโดยการกำหนดให้ความต้านทานในส่วนของเนื้อสารกึ่งตัวนำมีค่าน้อยมาก จึงพิจารณาได้ว่าไม่มีแรงดันตกคร่อมในส่วนของสารกึ่งตัวนำ ดังนั้นแรงดัน V_A ทั้งหมดจะไปปรากฏที่รอยต่อพีเอ็นและมีทิศทางเดียวกับศักย์ภายในรอยต่อจึงเกิดการเสริมกันของแรงดัน ทำให้กำแพงศักย์มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น $(V_{bi} + V_A)$ ทำให้สนามไฟฟ้าภายในรอยต่อมีขนาดเพิ่มขึ้น ประจุพาหะโฮลทางด้านพีอิเล็กตรอนทางด้านเอ็นจะถูกสนามไฟฟ้าผลักให้เคลื่อนที่ห่างออกไป

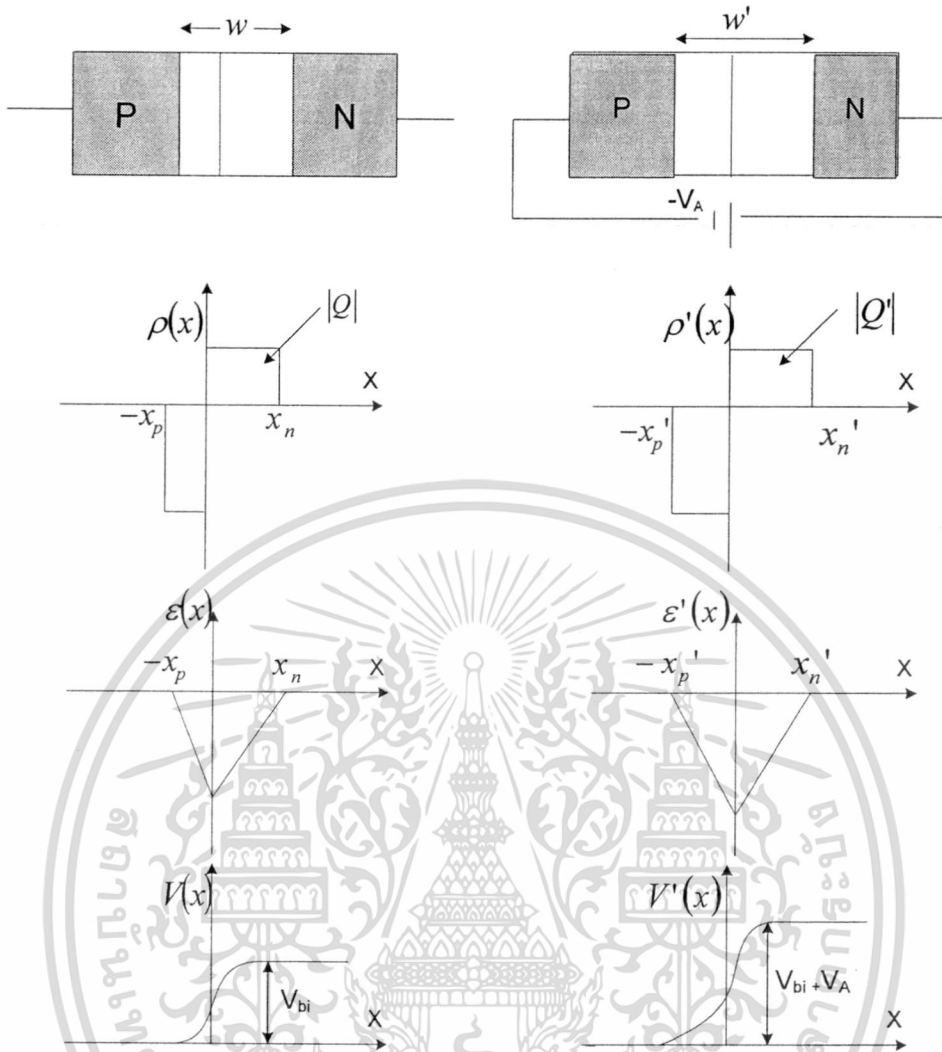
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้และใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายกว้างมากขึ้น ระดับพลังงานเฟอร์มิของด้านพีจะสูงกว่าด้านเอ็น qV_A ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.22



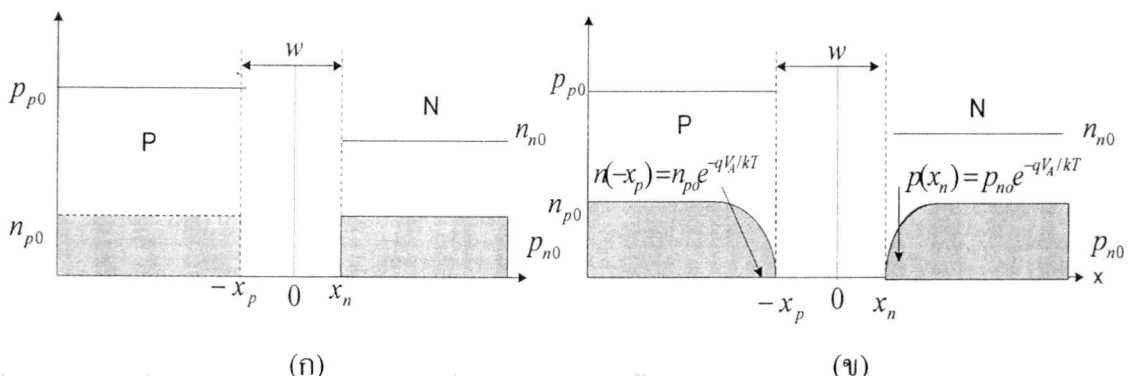
รูปที่ 2.22 เปรียบเทียบลักษณะแถบพลังงานของรอยต่อ (ก) เมื่อไม่ได้รับไบอัส กับ(ข) เมื่อได้รับ แรงดันไบอัสย้อนกลับ $-V_A$ [5]

เมื่อค่าแรงศักย์เพิ่มขึ้นจึงเกิดการแพร่ของประจุพาหะได้น้อยลง ทำให้โฮลจากด้านพี และอิเล็กตรอนจากด้านเอ็นไม่สามารถเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อได้ มีแต่เพียงพาหะส่วนน้อยเท่านั้นที่สามารถจะเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปได้จึงทำให้เกิดมีกระแสค่าหนึ่งที่มีขนาดน้อยมากไหลผ่านรอยต่อ เรียกกระแสนี้ว่า กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ และจะพบว่ากรณีที่สนามไฟฟ้าบริเวณรอยต่อเพิ่มขึ้นจะทำให้ขนาดความกว้างบริเวณปลอดพาหะเพิ่มขึ้น หรือก็คือการเพิ่มขึ้นของประจุไฟฟ้าที่บริเวณรอยต่อนั่นเอง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 เปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าเมื่ออยู่ในภาวะสมดุลกับเมื่อได้รับแรงดันไบอัสไบอัส $-V_A$ [5]

ส่วนการลดลงของพาหะส่วนน้อยที่ขอบของบริเวณปลอดพาหะอธิบายได้จากสมการกฎของรอยต่อ p_n และ n_p ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.24



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.24 การกระจายความหนาแน่นของพาหะที่ด้านทั้งสองของรอยต่อ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
(ก) เมื่อไม่ได้รับแรงดันไบอัส (ข) เมื่อได้รับแรงดันไบอัส $-V_A$

ในขณะที่รอยต่อได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ $-V_A$ เมื่อแทนค่าลงไปในสมการ (2.19) แล้วจะพบว่าเทอมของ $(e^{qV_A/kT})$ จะมีค่าน้อยกว่า 1 มากๆ ดังนั้น

$$I_R = -I_0 = -qAn_i \quad (2.20)$$

2.3.4 ผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อพี-เอ็น[20]

ความหนาแน่นกระแสในตัวย้อนกลับในทางอุดมคติ J_s หาได้จากสมการที่ (2.18) เป็นความสัมพันธ์ของความเข้มข้นพาหะส่วนน้อยที่สมดุลความร้อน n_{p0} และ p_{n0} ความเข้มข้นเหล่านี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ n_i^2 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์กับอุณหภูมิอย่างมาก ดังสมการที่ (2.21)

$$n_i = 2 \left(\frac{2kT\pi}{h^2} \right)^{3/2} (m_n^* m_p^*)^{3/4} \exp \left(-\frac{E_g}{2kT} \right) \quad (2.21)$$

หรือ

$$n_i = K T^{3/2} \exp \left(-\frac{E_g}{2kT} \right) \quad (2.22)$$

โดยที่

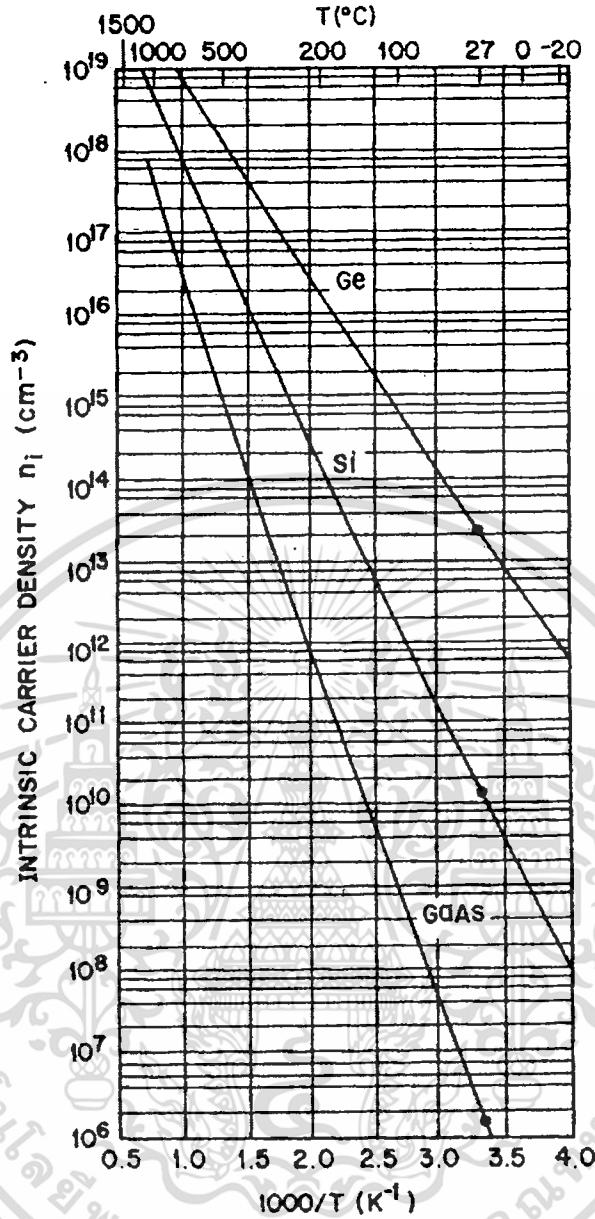
n_i คือ ความหนาแน่นของพาหะในสารกึ่งตัวนำสารอินทรินซิก หรือ ความหนาแน่นอินทรินซิก (Intrinsic concentration)

K คือ ค่าที่คงที่ ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ $= 2 \left(\frac{2k\pi}{h^2} \right)^{3/2} (m_n^* m_p^*)^{3/4}$

E_g คือ ขนาดความกว้างของช่องว่างพลังงานของสารกึ่งตัวนำ

ดังนั้นจากสมการที่(2.20) ส่วนที่เป็นผลต่ออุณหภูมิคือ $T^{3/2}$ และ E_g ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับส่วนของเฟอร์มิอินทรินซิก เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นค่าของ n_i จะมีค่ามากขึ้น จึงทำให้โอเล็คตรอนวาเลนซ์ ที่อยู่ต่ำกว่าระดับชั้น E_v ลงไปสามารถที่จะถูกกระตุ้นขึ้นไปอยู่ในแถบนำไฟฟ้าได้ด้วยจำนวนโอเล็คตรอนนำไฟฟ้าและโฮลจึงมีปริมาณเพิ่มขึ้น ดังนั้นการที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นค่าของ n_i มีค่าเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.25 และจากกราฟสัมพันธ์ดังกล่าวทำให้เห็นว่า n_i เปลี่ยนตามอุณหภูมิอย่างเป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 ผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อ n_i ของสารกึ่งตัวนำ GaAs, Si และ Ge[8]

และสามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (2.23)[13]

$$J_s \propto n_i^2 \propto (T)^3 \exp\left(\frac{-E_g}{kT}\right) \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.21) จะเห็นว่าหาทำการเปรียบเทียบโดยการเพิ่มอุณหภูมิขึ้น 10°C จากอุณหภูมิห้องจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

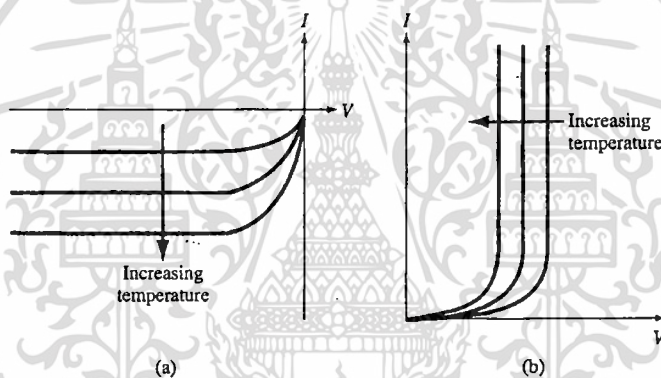
$$\frac{J_s(310\text{K})}{J_s(300\text{K})} = \left(\frac{310}{300}\right)^3 \frac{\exp[-1.12/(8.62 \times 10^{-5})(310)]}{\exp[-1.12/(8.62 \times 10^{-5})(300)]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในงานวิจัยที่ศึกษาหาข้อมูลเพื่อใช้ในการประกอบการตัดสินใจ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\frac{J_s(310\text{K})}{J_s(300\text{K})} = 4.46$$

ดังนั้นเมื่อเพิ่มอุณหภูมิขึ้นทุกๆ 10°C จากอุณหภูมิห้อง จะทำให้ J_s มีค่าเพิ่มขึ้น 4.46 ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับขณะได้รับไบอัสตรง(forward-bias) จากสมการที่ (2.19) จะทำให้เห็นว่าแฟกเตอร์ที่มีผลต่ออุณหภูมิคือ J_s และ $\left(\frac{eV_a}{kT}\right)$ ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันเป็นความสัมพันธ์กับอุณหภูมิด้วย เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น แรงดันไบอัสไปข้างหน้าจะน้อยลงเพื่อที่จะได้กระแสไดโอดค่าเดียวกัน ถ้าให้แรงดันจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น การเปลี่ยนแปลงในกระแสไบอัสไปตรงกับอุณหภูมิจะมีความไวน้อยกว่ากระแสอิมิตัว ซึ่งผลกระทบของอุณหภูมิที่มีผลต่อความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสแสดงในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 ผลการจำลองผลกระทบของอุณหภูมิต่อรอยต่อพี-เอ็นขณะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกับ ดังรูป (a)และไบอัสไปข้างหน้า(b)[13]

2.4 ผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อการพังทลายแบบซีเนอร์ (effect to junction breakdown)[5,8,13]

ปรากฏการณ์การพังทลายแบบซีเนอร์ มักเกิดขึ้นกับรอยต่อของไดโอดที่มีความหนาแน่นของอะตอมสารเจือสูงๆ ($p^+ - n$) เช่นมีค่าสูงกว่า 10^{17} อะตอม/ลบ.ซม ดังนั้นความกว้างของบริเวณปลอดพาหะที่รอยต่อจะมีขนาดแคบ เช่นน้อยกว่า 100 Å เป็นต้น จึงทำให้สนามไฟฟ้าบริเวณรอยต่อมีค่าสูงมากเช่น 10^6 โวลต์/ซม. แม้ว่าจะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับเพียงไม่กี่โวลท์ก็ตาม ดังนั้นจึงเป็นสาเหตุให้เกิดการปลดปล่อยอิเล็กตรอนด้วยสนามไฟฟ้าหรือ Field emission หรือ Field ionization ของอะตอมสารกึ่งตัวนำบริเวณรอยต่อและอิเล็กตรอนอิสระที่เกิดขึ้นจะถูกเร่งด้วยสนามไฟฟ้าและเคลื่อนที่เข้าไปด้านเอ็นส่วนโฮลเคลื่อนที่ไปด้านพี ทำให้เกิดกระแสนย้อนกลับเป็นจำนวนมากไหลผ่านไดโอดและปรากฏการณ์เช่นนี้ถูกเรียกว่าการพังทลายแบบซีเนอร์ หรือ ปรากฏการณ์ซีเนอร์ (Zener effect)

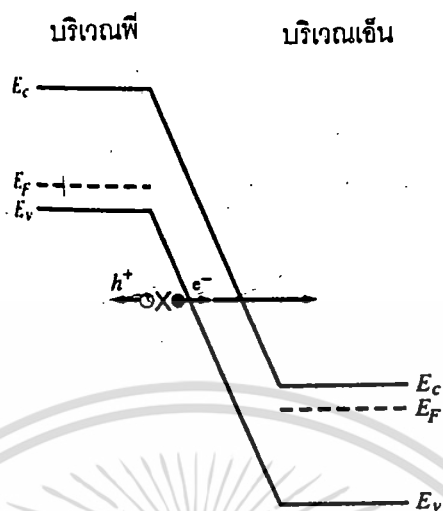
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การอธิบายกลไกการเกิดการพังทลายแบบซีเนอร์ นิยมใช้ปรากฏการณ์ทะลุผ่านกำแพงศักย์ หรือการทะลุอุโมงค์ (Tunneling effect) ในทฤษฎีควอนตัม โดยโอกาสการเกิดการทะลุผ่านหรือทะลุอุโมงค์ หรือ tunneling จะมีค่ามากยิ่งขึ้นหากขนาดความกว้างของกำแพงศักย์ (d) มีค่าน้อยลงดังรูปที่ 2.27 หรือกำแพงศักย์มีขนาดแคบๆ การทะลุผ่านกำแพงศักย์ของพาหะจะมีโอกาสเกิดได้ดียิ่งขึ้น ขนาดของความกว้างบริเวณปลอดพาหะจึงมีค่าน้อยหรือแคบ เมื่อได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับแม้เพียงเล็กน้อย สนามไฟฟ้าบริเวณปลอดพาหะก็จะมีค่าสูง และกำแพงศักย์ก็จะมีค่าสูงด้วย เนื่องจากกำแพงศักย์มีขนาดแคบๆ กระทั่งทำให้เกิดการทะลุอุโมงค์ (Tunneling) ผ่านกำแพงศักย์ในย่านปลอดพาหะ ไปยังแถบความนำทางด้านอื่น ซึ่งมีสถานะพลังงานที่ว่างจำนวนมากได้ ทำให้เกิด กระแสทะลุอุโมงค์ หรือ ที่เรียกว่า Tunneling current และทำให้กระแสในวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างมากมาย ปรากฏการณ์การทะลุผ่านหรือ Tunneling นี้จะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อขนาดของกำแพงศักย์(d) มีขนาดแคบๆ(<100 Å) ดังนั้นรอยต่อนี้จึงควรต้องมีความหนาแน่นอะตอมสารเจือสูง เช่น ไดโอดประเภทอัลลอย (Alloy diode) เมื่อได้รับกระแสย้อนกลับขนาดของกำแพงศักย์สูงขึ้น แต่ความกว้างของบริเวณปลอดพาหะถูกพิจารณาว่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก จนกระทั่งทำให้เกิดการทะลุผ่าน ดังนั้นแม้ที่แรงดันไบอัสย้อนกลับค่าต่ำๆ และสามารถหาค่าความหนาแน่นของกระแสรวม J_T ได้ดังสมการ (2.22)

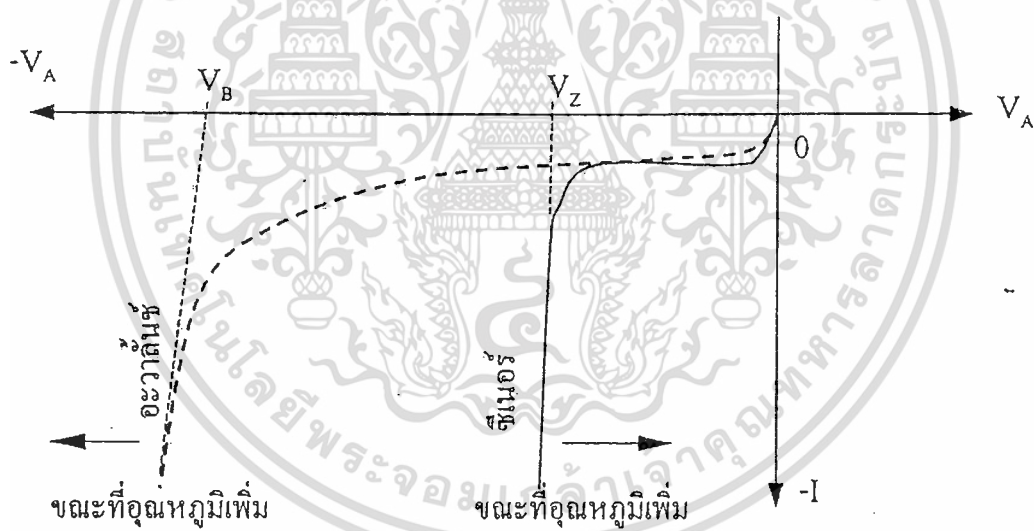
$$J_T = \frac{\sqrt{2m^*} q^3 V_R}{4\pi^2 \hbar \sqrt{E_g}} \exp\left(-\frac{4\sqrt{2m^*} E_g^{3/2}}{3q\hbar}\right) \quad (2.22)$$

รอยต่อประเภทนี้ก็สามารถทำให้เกิดการพังทลายได้ เช่น สำหรับไดโอดที่ทำจากซิลิคอนที่ 300K ที่แรงดันพังทลาย (V_B) ซึ่งมีค่าต่ำกว่า 5 โวลต์ จะถูกพิจารณาว่าเป็นการเกิดของปรากฏการณ์ซีเนอร์ (Zener effect)

ยิ่งแรงดันไบอัสย้อนกลับยิ่งสูง จำนวนอิเล็กตรอนวาเลนซ์ในแถบวาเลนซ์ด้านพี ที่จะสามารถทะลุผ่านกำแพงศักย์มายังแถบความนำด้านเอ็นก็จะยิ่งมากขึ้น ทำให้กระแสมีค่าเพิ่มมากขึ้น นอกจากค่าแรงดันพังทลายจะช่วยบอกชนิดของการพังทลายแล้ว ยังพบว่า เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ค่าของแรงดันพังทลายแบบซีเนอร์จะเปลี่ยนแปลงโดยลดลง ซึ่งต่างจากแรงดันพังทลายแบบอะวาแลนซ์ที่มีค่าเพิ่มขึ้นกับอุณหภูมิและนอกจากนี้แล้วการเพิ่มขึ้นของกระแสพังทลายแบบซีเนอร์ จะมีลักษณะเป็น ไปอย่างทันทีทันใด หรือเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วมากกว่าในกรณีการพังทลายแบบอะวาแลนซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.27 การเกิดปรากฏการณ์การทะลุผ่านกำแพงศักย์(Tunneling)[12]



รูปที่ 2.28 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติการพังทลายแบบอวาลันซ์และแบบซีเนอร์[5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

กระบวนการออกแบบวงจร PTAT แบบมีซีเนอร์ไดโอดและการทดสอบชุดทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด

ข้อดีของวงจรเทอร์โมทรานซิสเตอร์ที่ใช้โครงสร้างแบบ PTAT (Proportional to absolute temperature) ต่ออนุกรมกับความต้านทาน R_L คือ ระดับเอาต์พุตที่ได้อยู่ในระดับมิลลิโวลต์ สัญญาณที่ได้จึงถูกรบกวนง่าย เป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตมีความผิดพลาดค่อนข้างสูง ให้อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิต่ำ ทำให้ความไวในการตอบสนองต่ออุณหภูมิมีค่าค่อนข้างต่ำตามไปด้วย ดังนั้นในรายงานการวิจัยเล่มนี้จึงได้นำวงจร PTAT แบบมีซีเนอร์ไดโอดมาใช้ โดยรอยต่อพี-เอ็นทำงานไบแอสไปข้างหน้า (Forward bias) และ รอยต่อซีเนอร์ทำงานไบแอสไปด้านหลัง (Reverse bias) เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิสูงหรือ $\Delta V / \Delta T$ สูง ให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงโดยไม่ต้องต่อวงจรขยายเหมือนวงจรรวมเบอร์ AD590 ทั้งนี้วงจรที่นำเสนอสามารถให้อัตราสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) สูงเป็นผลให้ทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดี ใช้งานเป็นอุปกรณ์ 3 ขาเนื่องจากมีแค่ขาแหล่งจ่ายแรงดัน กราวด์และสัญญาณเอาต์พุต จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรอื่นได้ง่าย

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจร PTAT แบบมีซีเนอร์ไดโอดและการสร้างชุดต้นแบบในการทดสอบคุณสมบัติที่ขึ้นกับอุณหภูมิ

3.1 การออกแบบวงจร PTAT โดยมีรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์

จากที่ทราบมาแล้วในบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.1.5.2 พบว่าโดยทั่วไปเทอร์โมทรานซิสเตอร์ประกอบไปด้วยวงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทาน โดยอาศัยสัมพัทธ์ความแตกต่างของแรงดัน ΔV_{be} ภายใต้การควบคุมของกระแสคอลเลคเตอร์ในการวัดผลตอบสนองของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการ (2.13) สรุปได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 สมการความสัมพันธ์เอาต์พุตของเทอร์โมทรานซิสเตอร์โดยใช้โครงสร้างของวงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทานเมื่อ $i_{c1} = i_{c2}$ หรือ $I_1 = I_2$

แรงดันเอาต์พุต	$V_{out} = V_T \ln(r)$
$\Delta V_{out} / \Delta T$	$\frac{\Delta(V_{be1} - V_{be2})}{\Delta T(T_1 - T_0)} = \frac{k(T_1 - T_0)}{q} \ln(r)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 3.1 ทำให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ขึ้นตรงกับ V_T (Thermal Voltage) มีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิ 27°C หรือที่อุณหภูมิห้อง ซึ่งเป็นสัญญาณขนาดเล็กและอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิ ($\Delta V_{out} / \Delta T$) ที่ไม่มากนัก เป็นปัญหาสำหรับผู้ออกแบบที่จะนำมาใช้งาน ดังนั้นโดยมากวงจรที่ใช้โครงสร้างนี้ผู้ออกแบบจึงต้องออกแบบวงจรภาคขยายสำหรับวงจร PTAT ที่อนุกรมกับความต้านทาน R แสดงดังรูปที่ 2.14 ก่อนที่จะนำมาใช้เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ จากปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยจึงนำเสนอ วงจร PTAT โดยนำการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าแรงดันของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่มีค่ามากกว่า V_T มาใช้ในการเพิ่มผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิให้มากขึ้น และค่าของแรงดันตกคร่อมรอยต่อซีเนอร์ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากกว่าวงจร PTAT แบบเดิม ทั้งนี้ยังคงนำเสนอการใช้ความต้านทาน R_{out} ในการวัดผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตต่ออุณหภูมิ ดังนั้น R_{out} ควรเป็นค่าคงที่ที่ไม่แปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิหรือมีค่าที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิอย่างเป็นเชิงเส้นมากที่สุด ด้วยเหตุนี้การกำหนดชนิดของ R_{out} จึงมีผลต่อวงจรไม่น้อย

หากทำการพิจารณาเป็นลำดับผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิส่งผลต่อกระแสและแรงดันของรอยต่อพี-เอ็น ขณะได้รับการไบแอสไปข้างหน้า สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้ [21]

$$I = I_s \left(e^{\left(\frac{qV_d}{kT} \right)} - 1 \right) \quad (3.1)$$

เมื่อ V_d คือแรงดันคร่อมไดโอด, I คือ กระแสไดโอด, I_s คือกระแสอิ่มตัว (Saturation Current), q คือประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนหน่วยเป็นคูลอมบ์, k คือค่าคง Boltzman และ T คือค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ (Absolute Temperature) หน่วยเป็นเคลวิน

ถ้ากระแสไดโอด I มากกว่ากระแสอิ่มตัว I_s มาก ๆ ($I \gg I_s$) จะสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_d = T \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \quad (3.2)$$

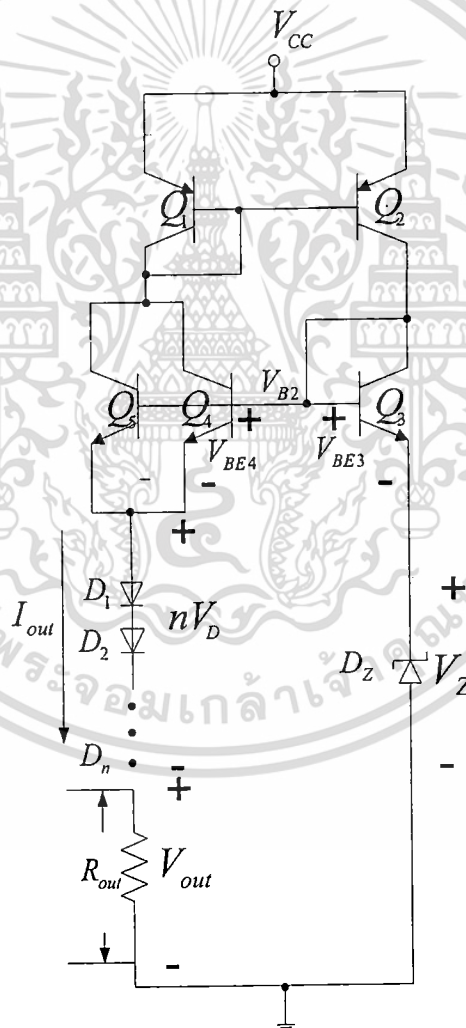
จากสมการที่ (3.2) กระแสอิ่มตัว I_s จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิอย่างมาก เมื่อเทียบกับกระแสไดโอด I ที่มีค่ามากกว่า ดังนั้นแรงดันคร่อมไดโอด V_d จึงเป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิสัมบูรณ์ T อย่างเป็นเชิงเส้น (Linearity) และความเป็นเชิงเส้นจะเพิ่มมากขึ้นเมื่อกระแสไดโอด

มากกว่ากระแสอิ่มตัวมาก ๆ ($I \gg I_s$) งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.2) หากทำการต่อไดโอดชนิดเดียวกันอนุกรม n ตัว จะทำให้ V_d เพิ่มขึ้นเป็น n เท่า ดังสมการที่ (3.3)

$$V_d = n \left[T \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \right] \quad (3.3)$$

และจะส่งผลให้ความชัน $\Delta V_d / \Delta T$ มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อรอยต่อซีเนอร์ในย่านไบแอสย้อนกลับ เป็นปรากฏการณ์เบรคดาวน์ (Breakdown) แบบทันแนลิ่งเอฟเฟ็ค (Tunneling Effect) โดยถูกต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (PTAT) ซีเนอร์ไดโอดทำหน้าที่เป็นแรงดันอ้างอิง ช่วยทำให้วงจรมีเสถียรภาพและเป็นเชิงเส้นดียิ่งขึ้น



รูปที่ 3.1 วงจรโครงสร้างเซ็นเซอร์อุณหภูมิ PTAT โดยมีรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์

ตามรูปที่ 3.1 วงจรโครงสร้างเซ็นเซอร์อุณหภูมิ PTAT แบบโวลแทจทรานซิสเตอร์ร่วมกับรอยต่อซีเนอร์และอนุกรมรอยต่อพี-เอ็น ให้แรงดันเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิในช่วงตั้งแต่ -60°C ถึง 160°C ซึ่งมีหลักการทำงานที่สำคัญดังนี้

ไบโพลารทรานซิสเตอร์ชนิด PNP Q_1 และ Q_2 จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Current Constant) ให้กับวงจร โดยที่ขาอิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะถูกเชื่อมต่อเข้ากับ แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง V_{CC} ส่วนขาเบสของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะเชื่อมต่อเข้าด้วยกันที่ขา คอลเลคเตอร์ (Collector) ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP Q_2 และ NPN Q_3 จะถูกเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน โดยที่ทรานซิสเตอร์ Q_3 จะทำหน้าที่ขับทรานซิสเตอร์ NPN Q_4 และ Q_5 ซึ่งต่อขนานกันให้ สามารถทำงานได้ โดยที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_3 , Q_4 และ Q_5 จะถูกเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน และได้รับกระแสมาจากขาคอลเลคเตอร์ของ Q_2 ส่วนขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_4 และ Q_5 จะถูกเชื่อมต่อเข้าด้วยกันซึ่งจะรับกระแสมาจากขาคอลเลคเตอร์ของ Q_1 ดังนั้นจึงทำให้เกิดกระแสเอาต์พุต I_{out} ซึ่งเป็นกระแสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_4 และ Q_5 ขึ้นโดยกระแส เอาต์พุตนี้จะไหลผ่านอนุกรมไดโอด $D_1, D_2, \dots, D_n$ n คือจำนวนของรอยต่อของรอยต่อพี-เอ็น อนุกรมกับ n ตัว โดย n เป็นเลขจำนวนเต็มบวก 1, 2, 3, และไหลผ่านตัวต้านทาน R_{out} ลง กราวด์ เกิดเป็นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_{out} เป็นแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) ขึ้น โดยแรงดัน เอาต์พุตนี้จะขึ้นอยู่กับผลต่างของแรงดันตกคร่อมไดโอด $D_1, D_2, \dots, D_n$ และรอยต่อซีเนอร์ D_Z กับแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 , Q_4 และ Q_5 ดังสมการที่ (3.4)

$$V_{OUT} = (V_Z - nV_D) + (V_{BE3} - V_{BE4,5}) \quad (3.4)$$

เมื่อ V_{OUT} คือ แรงดันเอาต์พุตจากวงจรเซ็นเซอร์อุณหภูมิ PTAT แบบไบโพลารทรานซิสเตอร์

V_Z คือ แรงดันตกคร่อมรอยต่อซีเนอร์ D_Z

nV_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดอนุกรม $D_1, D_2, \dots, D_n$ จำนวน n ตัว โดย n เป็นเลข จำนวนเต็มบวก 1, 2, 3, ..., n

V_{BE3} คือ แรงดันตกคร่อมเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3

$V_{BE4,5}$ คือ แรงดันตกคร่อมเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_4 และ Q_5

จากสมการความสัมพันธ์กระแสและแรงดันของไดโอดดังสมการที่ (3.3) และสมการแรงดัน เอาต์พุตสมการที่ (3.4) นำมาเขียนเป็นอัตราการใช้เปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิใหม่ได้ ดังนี้

$$V_{OUT} = V_{DZ} (T - T_0) - n \left[(T - T_0) \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \right] + (T - T_0) \left(\frac{k}{q} \right) \ln r \quad (3.5)$$

และ

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} \Big|_{(out)} = \left(\frac{\Delta V}{\Delta T} \Big|_{(PTAT)} + \frac{\Delta V}{\Delta T} \Big|_{(DZ)} \right) - n \left(\frac{\Delta V}{\Delta T} \Big|_{(P-Ndiode)} \right) \quad (3.6)$$

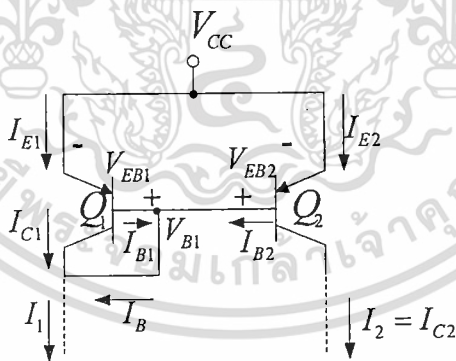
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปภายนอกโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปใช้ในการค้าขายหรือทำกำไรในทางใดๆ

ตารางที่ 3.2 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของเซนเซอร์อุณหภูมิวัดอุณหภูมิโดยใช้โครงสร้างของวงจร PTATก่อนและหลังการนำความสัมพันธ์ของรอยต่อซีเนอร์และพี-เอ็นมาใช้ โดยทั้งนี้กำหนดให้ $I_{C1} = I_{C2}$

ความสัมพันธ์ ของสมการ	ก่อน	หลัง
แรงดันเอาต์พุต	$V_{out} = V_T \ln(r)$	$V_{OUT} = V_{DZ} - n \left[T \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \right] + T \left(\frac{k}{q} \right) \ln r$
$\Delta V / \Delta T$	$\frac{\Delta(V_{be1} - V_{be2})}{\Delta T(T_1 - T_0)} = \frac{k(T_1 - T_0)}{q} \ln(r)$	$V_{OUT} = (T_1 - T_0) V_{DZ} - n \left[(T_1 - T_0) \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \right] + (T - T_0) \left(\frac{k}{q} \right) \ln r$

จากการเปรียบเทียบของตารางที่ 3.2 เป็นผลให้วงจรหลังจากเพิ่มโครงสร้างของรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น มีแรงดันเอาต์พุตที่มากขึ้นและอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น และยังคงความเป็นเชิงเส้นของวงจร PTAT ที่เป็นลักษณะเด่นของวงจร PTAT ไว้ได้

3.1.1 การหาความสัมพันธ์ของกระแส I_1, I_2, I_3 และ I_4



รูป 3.2 ส่วนของวงจร PTAT ที่ใช้ในการหากระแส I_1 และ I_2

จากความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด PNP [] และกระแส I_E สามารถอธิบายได้จากสมการที่ 3.7

$$V_{EB} = V_T \ln \frac{I_E}{I_s} \tag{3.7}$$

$$\frac{V_{EB}}{V_T} = \ln \frac{I_E}{I_s} \tag{3.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_E = I_S e^{\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)} \quad (3.9)$$

และจากสมการที่ (3.9) สามารถอธิบายผลของกระแส I_{E1} และ I_{E2} ในรูปที่ 3.2 ได้ดังนี้

$$I_{E1} = I_{S1} e^{\left(\frac{V_{EB1}}{V_{T1}}\right)} \text{ และ } I_{E2} = I_{S2} e^{\left(\frac{V_{EB2}}{V_{T2}}\right)} \quad (3.10)$$

และเนื่องจาก Q_1 และ Q_2 ถูกกำหนดให้สร้างในสถานะเงื่อนไขและสถานะอากาศเดียวกัน ทำให้ $I_{S1} = I_{S2}$, $V_{EB1} = V_{EB2}$ และ $V_{T1} = V_{T2}$ เป็นผลให้กระแส I_{E1} และ I_{E2} เป็นดังสมการที่ (3.11)

$$I_{E1} = I_{E2} \quad (3.11)$$

จากการระบุเงื่อนไขของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านแอคทีฟ (Active mode) [14, 20] กำหนดให้ $I_{C1} = \alpha_1 I_{E1}$ และ $I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}$ แต่เนื่องจาก Q_1 และ Q_2 ถูกกำหนดให้สร้างในสถานะเงื่อนไขเดียวกันทำให้ $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ดังนั้น $I_{C1} = \alpha I_{E1}$ และ $I_{C2} = \alpha I_{E2}$ และจากความสัมพันธ์นี้ ทำให้กระแส I_{C1} และ I_{C2} มีค่าดังสมการที่ (3.12)

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.11) และ (3.12) สรุปได้ว่าในรูปที่ 3.2 Q_1 และ Q_2 ทำงานในสภาวะเงื่อนไขเดียวและสถานะอากาศเดียวกันทั้งหมดจะทำให้

$$I_{E1} = I_{E2} \text{ และ } I_{C1} = I_{C2} \quad (3.13)$$

ดังนั้นผลของ I_{C1} และ I_{C2} ที่ได้จากสมการ (3.13) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 และ I_2 ได้ดังสมการที่ (3.14) และ สมการที่ (3.16)

$$I_1 = I_{C1} + I_B \quad (3.14)$$

โดย $I_B = I_{B1} + I_{B2}$ ดังนั้น

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \quad (3.15)$$

และ

$$I_2 = I_{C2} = \beta_2 I_{B2} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $I_{C1} = \beta_1 I_{B1}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_1 = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} \tag{3.17}$$

และ

$$I_1 = \left(1 + \frac{1}{\beta_1}\right) I_{C1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} \tag{3.18}$$

ดังนั้นเราสามารถนำความสัมพันธ์ของสมการ(3.16) และสมการ (3.18) สามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง I_1 และ I_2 ได้ดังสมการ (3.19)

$$I_1 = \left(1 + \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2}\right) I_2 \tag{3.19}$$

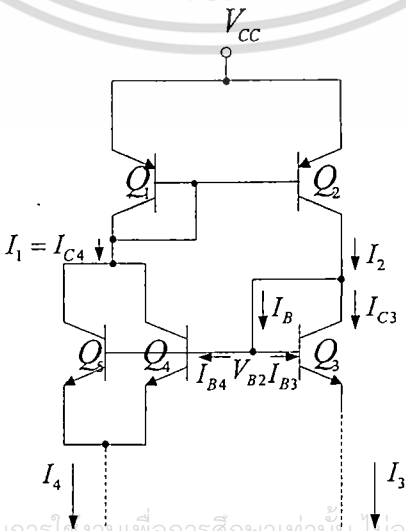
ถ้ากำหนดให้สมการ 3.19 มีค่า $\beta_1 = \beta_2 = 100$ จะได้ดังสมการที่ (3.20)

$$I_1 = 0.98 I_2 \tag{3.20}$$

แต่เนื่องจาก 0.98 มีค่าใกล้เคียง 1 ดังนั้นจึงสามารถประมาณได้ว่า

$$I_1 = I_2 \tag{3.21}$$

ดังนั้นจากรูปที่ 3.2 สามารถสรุปได้ว่ากระแส $I_1 = I_2$ ได้ก็ต่อเมื่อ β มีค่ามากและ Q_1 และ Q_2 ทำงานในสถานะเงื่อนไขเดียวและสภาวะอากาศเดียวกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูป 3.3 ส่วนของวงจร PTAT ที่ใช้ในการหากระแส I_3 และ I_4 ครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.21) ที่ได้ในรูปที่ 3.2 เมื่อนำมาคำนวณหาค่ากระแส I_3 และ I_4 ในรูปที่ 3.3 โดยตัวแปรที่ใช้คือตัวแปรของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN Q_3, Q_4 และ Q_5 เป็นหลัก กระแสที่ได้จะมีค่าดังสมการที่ (2.22)

$$I_2 = I_{C3} + I_B \quad \text{โดยที่} \quad I_B = I_{B3} + I_{B4,5} \quad (3.22)$$

ดังนั้น

$$I_2 = I_{C3} + I_{B3} + I_{B4,5} \quad (3.23)$$

จากเงื่อนไขของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านแอคทีฟ (Active mode) [21] กำหนดให้

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} \quad \text{และ} \quad I_{B4,5} = \frac{I_{C4,5}}{\beta_{4,5}} \quad \text{เมื่อนำมาแทนในสมการที่ (3.23) จะได้ดังสมการที่ (3.24)}$$

$$I_{C3} + \frac{I_{C3}}{\beta_3} = I_2 - I_{B4,5} \quad (3.24)$$

และ

$$\left(1 + \frac{1}{\beta_3}\right) I_{C3} = I_2 - \frac{I_{C4,5}}{\beta_{4,5}} \quad (3.25)$$

จาก $\beta_{4,5} = \beta_4 + \beta_5$ กำหนดให้ $\beta = \beta_4 = \beta_5$ เนื่องจาก Q_4 และ Q_5 อยู่ในเงื่อนไขเดียวกันและสภาพอากาศเดียวกัน ดังนั้นแทน $\beta_{4,5} = 2\beta$ และ $I_{C4,5} = I_{C4} + I_{C5} = I_1$ จากรูปที่ 3.3 นำผลของ $\beta_{4,5}$ และ $I_{C4,5}$ แทนในสมการที่ (3.25) ดังสมการที่ (3.26)

$$\left(1 + \frac{1}{\beta_3}\right) I_{C3} = I_2 - \frac{I_1}{2\beta} \quad (3.26)$$

หรือ

$$\left(\frac{1 + \beta_3}{\beta_3}\right) I_{C3} = I_2 - \frac{I_1}{2\beta} \quad (3.27)$$

รูปที่ 3.3 กำหนดให้ $I_{E3} = I_3$ เป็นผลให้ $I_{C3} = \alpha I_{E3}$ และ $\alpha = \frac{\beta_3}{\beta_3 + 1}$ จากเงื่อนไขที่

ได้แทนในสมการที่ (3.27) ได้ดังสมการที่ (3.28) และ (3.29)

$$\left(\frac{1 + \beta_3}{\beta_3}\right) \left(\frac{\beta_3}{\beta_3 + 1}\right) I_{E3} = I_2 - \frac{I_1}{2\beta} \quad (3.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\left(\frac{1+\beta_3}{\beta_3}\right)\left(\frac{\beta_3}{\beta_3+1}\right)I_3 = I_2 - \frac{I_1}{2\beta} \quad (3.29)$$

ดังนั้น

$$I_3 = I_2 - \frac{I_1}{2\beta} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_3 และ I_4 โดยกำหนดให้ $I_4 = I_1$ (กำหนดเพื่อลดความยุ่งยากของสมการ เนื่องจากความเป็นจริง $I_1 = I_{C4,5}$ จากรูปที่ 3.3 ดังนั้น $I_{C4,5} = \alpha_{4,5}I_E$ แต่เนื่องจากผลของ $\alpha_{4,5}$ มีค่าประมาณ ≈ 1) จากการประมาณดังกล่าว เมื่อนำมาแทนในสมการที่ (3.19) และ (3.30) สามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_3 = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2}} - \frac{1}{2\beta} \right) I_4$$

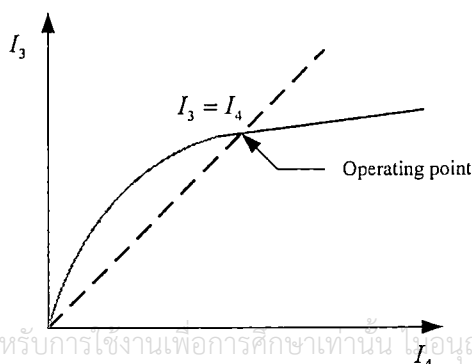
ดังนั้นหาก $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 100$

$$I_3 = 0.98I_4 \quad (3.31)$$

จากความสัมพันธ์นี้อาจประมาณได้ว่า $I_3 = I_4$ เนื่องจาก 0.98 มีค่าเข้าใกล้ 1 แต่ทั้งนี้ต้องอยู่ในเงื่อนไขที่ว่า β มีค่ามากและ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 และ Q_5 สร้างโดยเงื่อนไขและสภาพบรรยากาศเดียวกัน จึงจะสามารถกำหนดจุดทำงานให้กับวงจรในรูปที่ 3.3 ได้ว่า

$$I_3 = I_4 \quad (3.32)$$

จากสมการที่กล่าวมาเบื้องต้น ทำให้วงจรนี้มีจุดทำงาน(Operating point) อยู่ 2 จุดคือ (0,0) และ ($I_3 = I_4$)

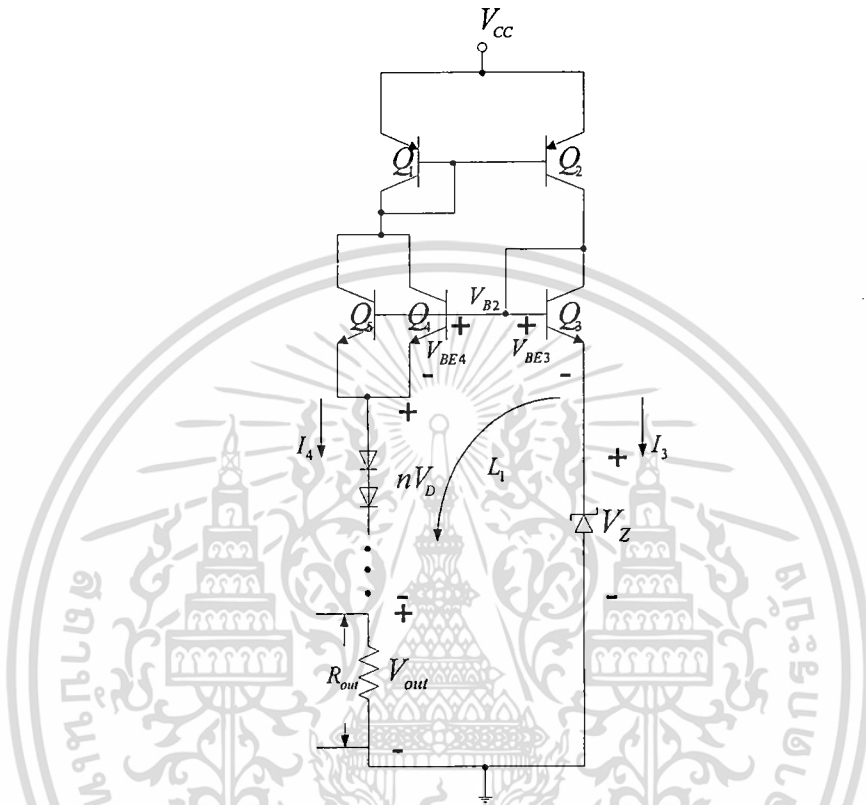


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลซึ่งเป็นเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 จุดทำงานของวงจร PTAT

3.1.2 การคำนวณหาความต้านทาน R_{out} และแหล่งจ่ายแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ V_{CC}

จากเงื่อนไขความสัมพันธ์ของหัวข้อที่ 3.1.1 นำมาใช้ในการกำหนดเงื่อนไขในการออกแบบหาความต้านทาน R_{out} และแหล่งจ่ายแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ V_{CC} โดยทำการขยายวงจรรูปที่ 3.3 ให้มีรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมกับความต้านทาน R_{out} ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจร PTAT ที่มีซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมกับความต้านทาน R_{out}

จากรูปที่ 3.5 หาความหาค่าความต้านทาน R_{out} ได้จากการ KVL ที่ L_1 ดังสมการที่ (3.33)

$$V_{BE4} + nV_D - V_Z - V_{BE3} + V_{out} = 0 \quad (3.33)$$

และ

$$V_{out} = V_{BE3} - V_{BE4} - nV_D + V_Z \quad (3.34)$$

โดยที่

- n คือ จำนวนของไดโอด
- V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด
- V_Z คือ แรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด

ดังนั้นจากรูปที่ 3.5 สามารถหาความต้านทาน R_{out} ได้ดังสมการที่ (3.35)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_4} \quad (3.35)$$

กำหนดกระแส $I_3 = I_4 = 20mA$ เพื่อให้สอดคล้องกับการนำไปใช้จึงกำหนดให้ซีเนอร์ไดโอดมีแรงดันพังทลาย $V_Z = 4.3V$ ที่กระแส $20mA$ (ตาม datasheet ของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5229) และกำหนดให้ Q_3, Q_4 และ Q_5 ใช้เบอร์ 2N3904 $V_{EB1} = V_{EB2} = V_{BE4} = 0.9V$ และ $V_{BE3} = 0.92V$ ซึ่งค่าที่ได้นำมาจากการจำลองการทำงาน (Simulation) โดยโปรแกรม PSpice ในที่นี้ทำการกำหนด $V_Z = 4.3V$ ใช้เบอร์ 1N5229 และ $V_D \approx 0.88V$ (ตาม datasheet ของไดโอดเบอร์ 1N4152) จากข้อมูลดังกล่าวนำมาแทนในสมการที่ (3.35) ได้ค่า

$$R_{out} = \frac{3.44V}{20mA}$$

$$R_{out} = 172\Omega$$

และจากรูปที่ 3.5 สามารถหาค่าแหล่งจ่ายแรงดัน V_{CC} ได้จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.32) ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน V_{CC} ดังสมการที่ (3.35)

$$V_{CC} = V_{BE1} + V_{BE4} + nV_D + V_{out} \text{ หรือ } V_{CC} = V_{EB2} + V_{BE3} + V_Z \quad (3.35)$$

ดังนั้นเมื่อใช้ข้อมูลเดียวกับการหาค่าตัวแปร R_{out} จะสามารถหาค่า V_{CC} ได้เท่ากับ $6.12V$

จากรูปที่ 3.5 กำหนดให้ $n = 1$, $V_D = 0.88V$, $V_Z = 4.3V$, $V_{BE3} = 0.92V$, $V_{CC} = 6.12V$, $V_{EB1} = V_{EB2} = V_{BE4} = 0.9V$ และ $R_{out} = 172\Omega$ จะได้กระแส $I_3 = I_4 = 20mA$ ในอุณหภูมิห้อง

3.1.3 หาอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่ออุณหภูมิ

หัวข้อที่ 3.1.3 ใช้เงื่อนไขการวิเคราะห์เช่นเดียวหัวข้อที่ 3.1.2 กำหนดให้ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 และ Q_5 สร้างโดยเงื่อนไขและทำงานในสภาพบรรยากาศเดียวกันจากสมการที่ (3.1.4) นำมาสร้างความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิได้ดังสมการที่ (3.36)

$$V_{out} = \frac{kT_3}{q} \ln \frac{I_3}{I_{S3}} - \frac{kT_4}{q} \ln \frac{I_4}{I_{S4}} - n \frac{kT_D}{q} \ln \frac{I_D}{I_{SD}} + V_Z T_Z \quad (3.36)$$

กำหนดให้ $T_3 = T_4 = T_D = T_Z = T$ เนื่องจากทำงานในสภาวะอากาศเดียวกัน และ $I_{S4} = 2I_{S3}$ เนื่องจากผลของทรานซิสเตอร์ Q_3, Q_4 และ Q_5 สร้างในเงื่อนไขและชนิดเดียวกันนำข้อกำหนดที่ได้แทนในสมการที่ (3.36) ได้ดังสมการที่ (3.37)

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_3}{I_4} - n \frac{kT}{q} \ln \frac{I_D}{I_{SD}} + V_Z T \quad (3.37)$$

แทนความสัมพันธ์ของสมการที่ 3.32 ลงในสมการ 3.37 ได้ดังสมการที่ 3.38

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln 2 - n \frac{kT_D}{q} \ln \frac{I_D}{I_{SD}} + V_Z T \quad (3.38)$$

หรือนำมาสร้างความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิได้ดังนี้

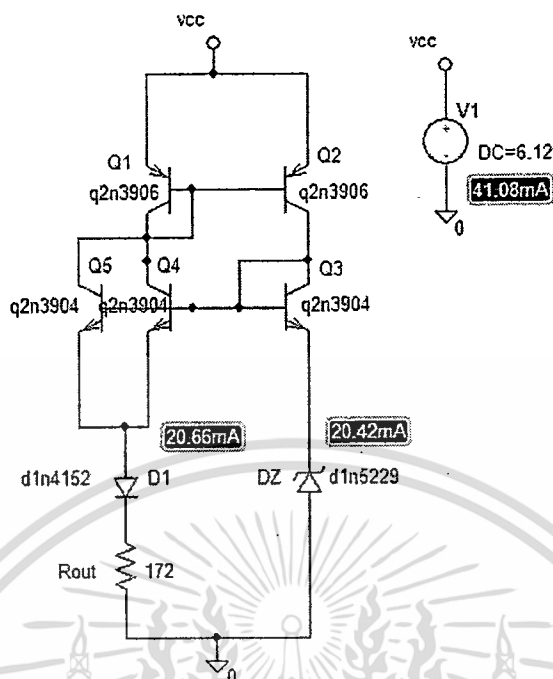
$$\left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(out)} = \left(\left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(PTAT)} + \left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(DZ)} \right) - n \left(\left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(D)} \right) \quad (3.39)$$

3.2 การใช้โปรแกรม PSpice ในการออกแบบวงจร PTAT โดยแบบมีซีเนอร์ไดโอด

จากข้อมูลและค่าที่ได้ในหัวข้อที่ 3.1.2 ใช้กำหนดเงื่อนไขในการออกแบบวงจรรูปที่ 3.5 โดยใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลองการทำงาน โดยมีลำดับขั้นตอนดังนี้

3.2.1 การสร้างวงจรด้วยและจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Pspice

สร้างวงจรตามรูปที่ 3.6 โดยกำหนดเงื่อนไขให้ $V_{CC} = 6.12V$ $R_{out} = 172\Omega$ จากหัวข้อที่ 3.1.2 เพื่อหากระแส $I_3 = I_4 = 20mA$ จากสมการที่ 3.32 โดยกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 ใช้เบอร์ 2N3906 Q_3, Q_4 และ Q_5 ใช้เบอร์ 2N3904 $n = 1$ D1=1N4152 และ Dz =1N5229 ที่อุณหภูมิห้อง หรือที่ $27^\circ C$ โดยผลที่ได้ดังรูปที่ 3.6

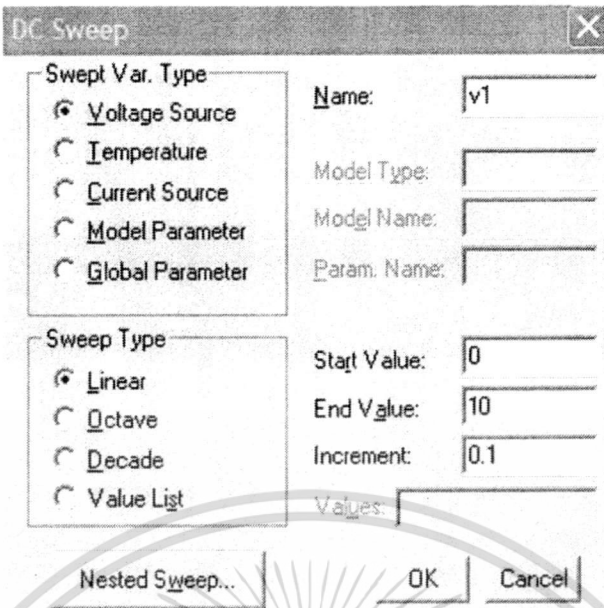


รูปที่ 3.6 จำลองการทำงานของวงจร PTAT ที่ซีเนอร์ไดโอดมีค่า $V_Z = 4.3V$

จากผลที่ได้ในรูปที่ 3.6 หลังจากจำลองการทำงาน (simulation) กระแส $I_3 = 20.42mA$ และ $I_4 = 20.66mA$ จากเงื่อนไขรูปที่ 3.5 เมื่อนำมาหาอัตราส่วนของ $I_3 / I_4 = 0.988$ ค่าที่ได้ นำมาเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.31) มีค่าใกล้เคียงกันดังนั้นสรุปได้ว่าเงื่อนไขของสมการที่ 3.31 เป็นจริง และเงื่อนไขในการหาค่า V_{CC} และ R_{out} ในสมการที่ (3.35) และสมการที่ (3.36) เป็นจริง สอดคล้องกัน

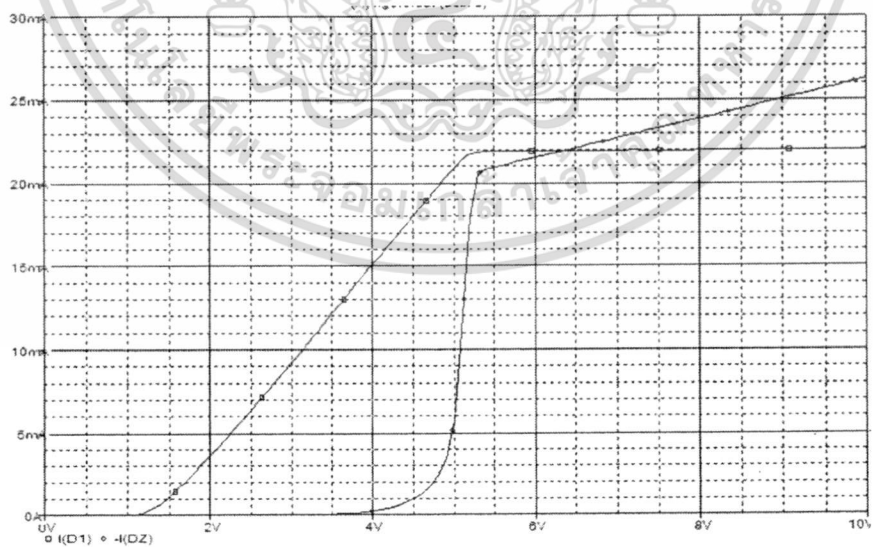
3.2.2 การหาความต้านทาน R_{out} , V_{CC} และจุดทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice[6]

หาจุดทำงานของวงจรรูปที่ 3.6 โดยใช้โหมด DC sweep ของโปรแกรม Pspice เพื่อตรวจสอบผลการทำงาน (Operating point) ของวงจรรูปที่ 3.6 โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดัน $V_1 = 0$ ถึง 10 โวลต์ ความละเอียด (Increment) = 0.1 ดังรูปที่ 3.7



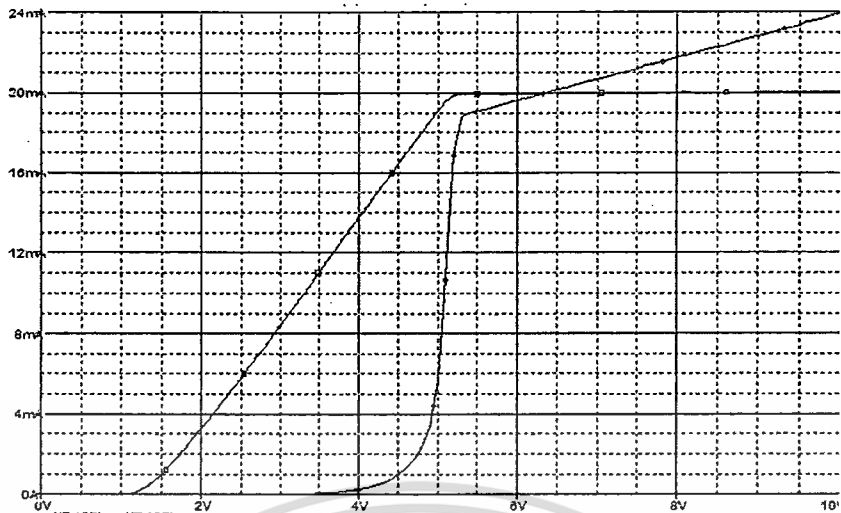
รูปที่ 3.7 การปรับแหล่งจ่ายแรงดัน V_{CC} ตั้งแต่ 0-10V โดยใช้โปรแกรม PSpice

จากผลของกระแส I_3 และค่ากระแส I_4 ในรูปที่ 3.6 มีค่ามากกว่า 20 mA เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ในโปรแกรม PSpice บางส่วนไม่ตรงกับค่าที่กำหนด และค่าของ β ที่มีผลต่อกระแสดังสมการที่ 3.31 เป็นผลให้รูปที่ 3.8 มีจุดทำงาน $I_3 = I_4$ ที่ค่าประมาณ 22mA ที่ $V_{CC} = 6.2V$ จำเป็นต้องทำการปรับค่าความต้านทาน R_{out} ให้มีค่ากระแส $I_3 = I_4 = 20$ mA ที่อุณหภูมิห้องดังรูปที่ 3.9



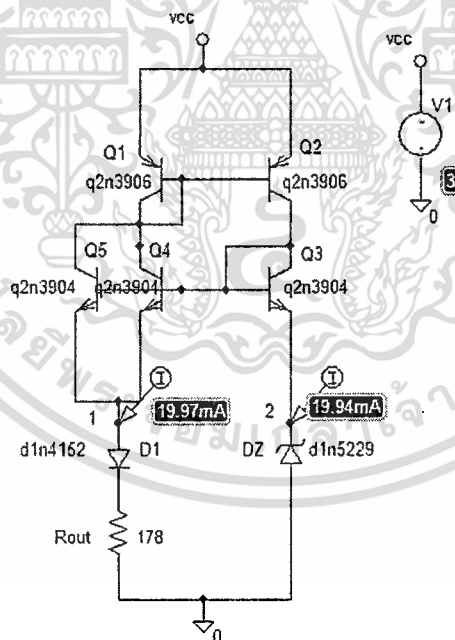
รูปที่ 3.8 จุดทำงานของวงจรที่ 3.6 โดยกระแส $I_3 = I_4 < 20$ mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 จุดทำงานของวงจรที่ 3.6 โดยกระแส $I_3 = I_4 = 20 \text{ mA}$

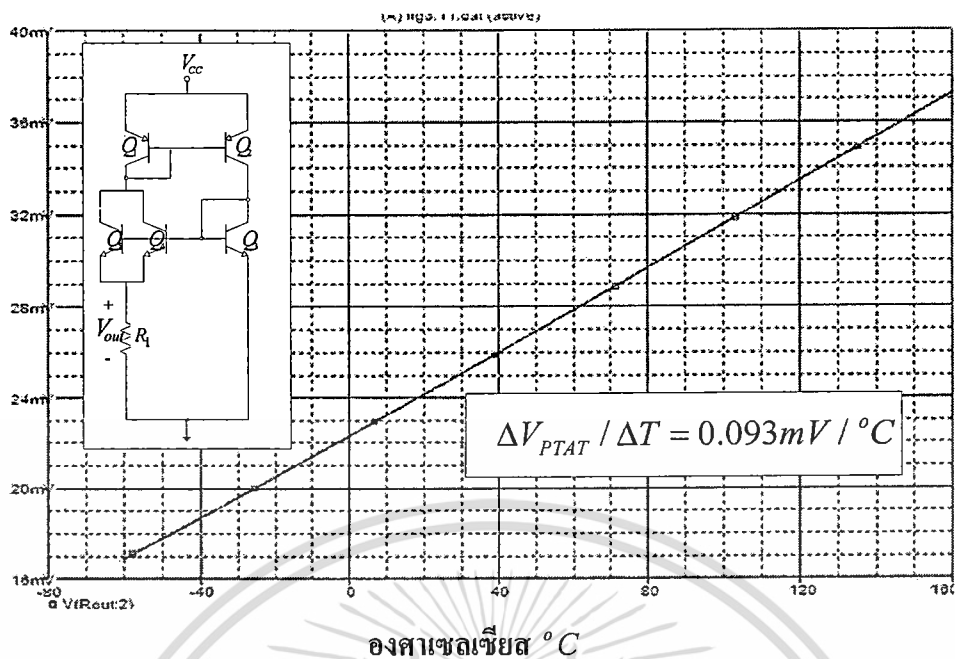
ผลจากกราฟที่ 3.9 แสดงให้เห็นจุดทำงานของวงจรที่ 3.6 เมื่อทำการปรับค่าความต้านทาน $R_{out} = 178\Omega$ ที่แหล่งจ่ายแรงดัน $V_{cc} = 6.1V$ ในระดับอุณหภูมิห้อง



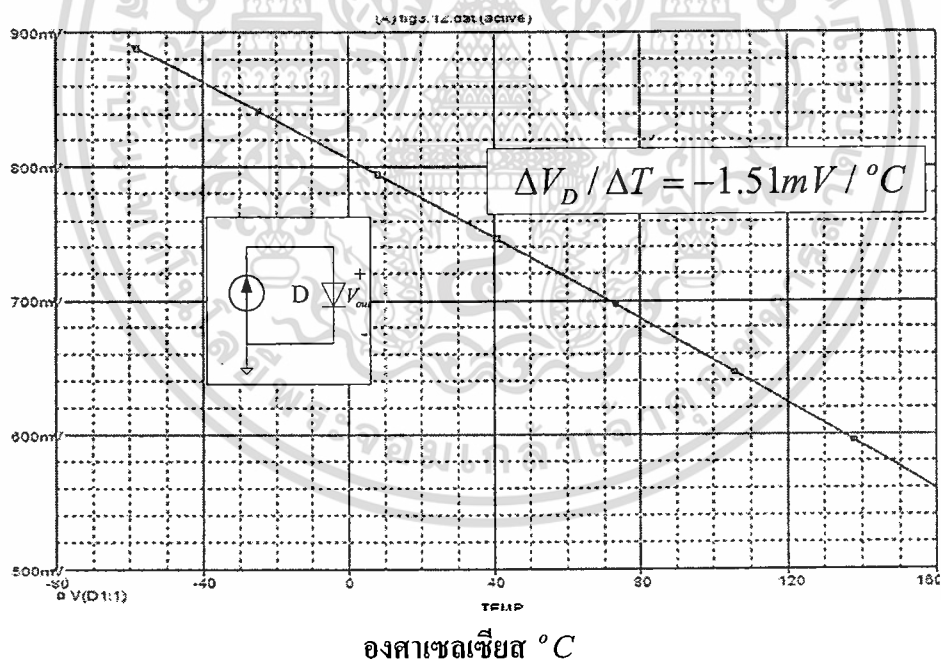
รูปที่ 3.10 จำลองการทำงานที่กระแส $I_3 \approx I_4 \approx 20 \text{ mA}$

3.2.3 การวัดผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ วงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice

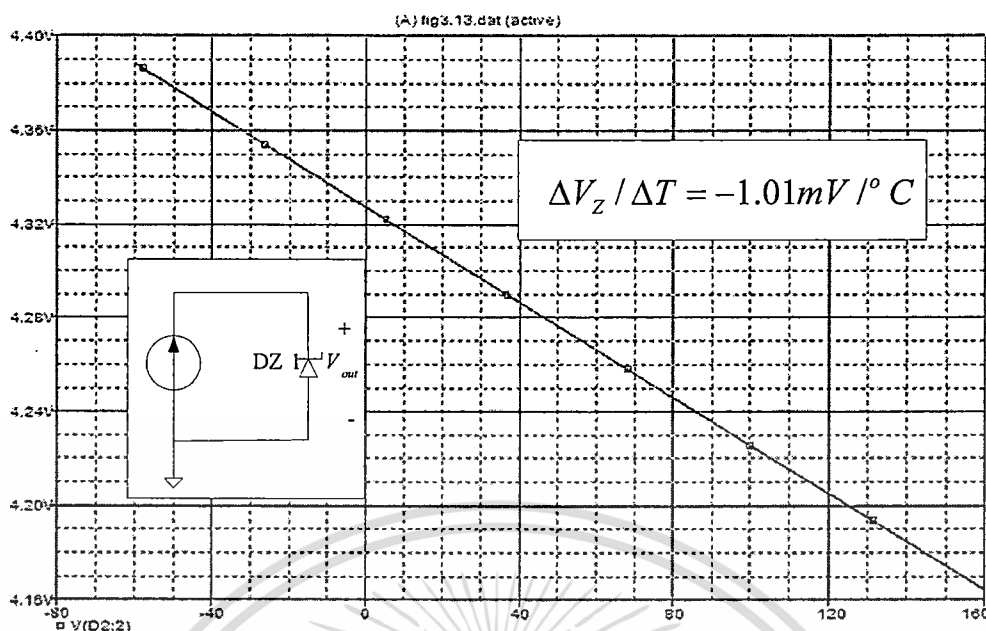
จากสมการที่ (3.39) ในหัวข้อที่ 3.1.3 นำมาใช้ในการหาผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของวงจรรูปที่ 3.10 ได้โดยทำการหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน $\Delta V_{PTAT} / \Delta T$ ดังรูปที่ 3.11 $\Delta V_D / \Delta T$ ดังรูปที่ 3.12 และ $\Delta V_Z / \Delta T$ ดังรูปที่ 3.13 โดยกำหนดให้ $D = 1N4152$ และ $D_Z = 1N5229$



รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_{PTAT} / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ $-60^{\circ}C$ ถึง $160^{\circ}C$



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_D / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ $-60^{\circ}C$ ถึง $160^{\circ}C$

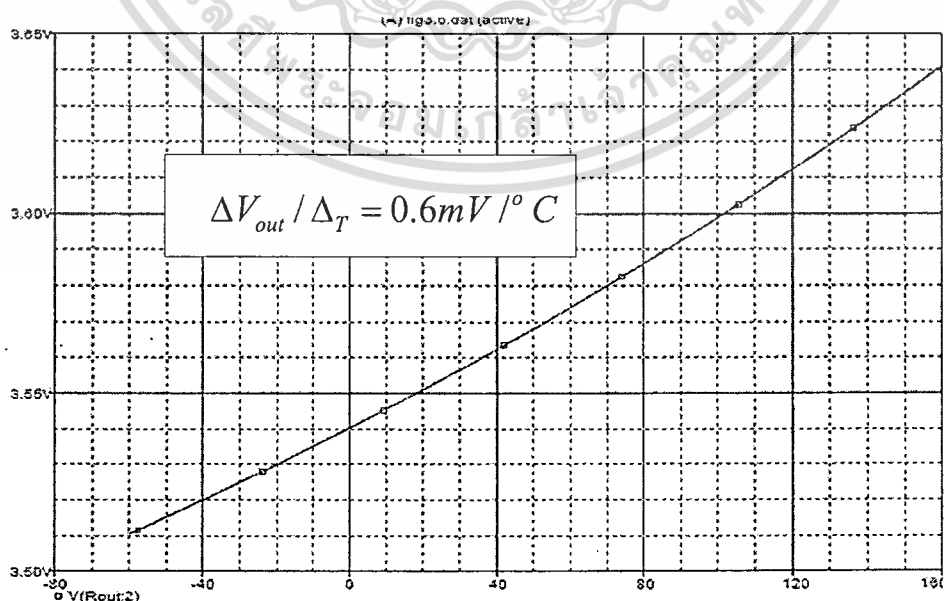


องศาเซลเซียส $^{\circ}\text{C}$

รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_z / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C

จากผลที่ได้ในรูปที่ 3.11-3.13 นำมาแทนในสมการที่ (3.39) ระหว่างอุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C มีค่า $\Delta V_{out} / \Delta T = -0.593 \text{ mV} / ^\circ \text{C}$

ทำการวัดผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากรูปที่ 3.10 โดยใช้ผลจากการจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 3.14



องศาเซลเซียส $^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

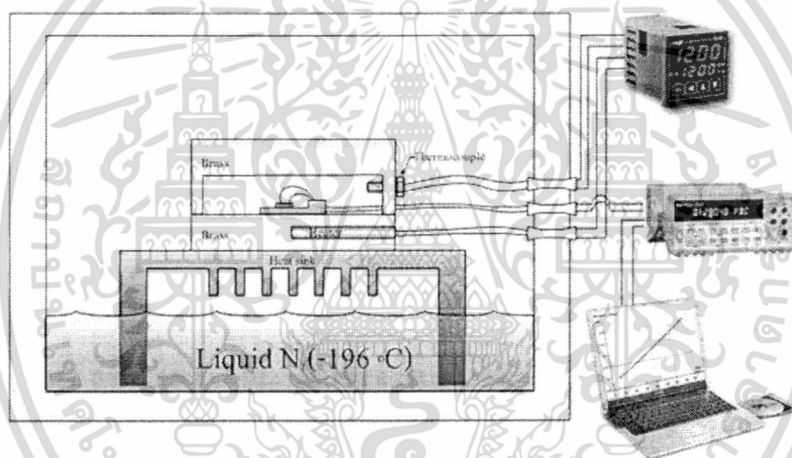
รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองของแรงดัน $\Delta V_{out} / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C

ผลที่ได้จากสมการที่ (3.39) และผลที่ได้จากการวัดในรูปที่ 3.10 ในรูปที่ 3.14 มีค่าใกล้เคียงกันมากดังนั้นจึงสรุปได้ว่า สมการที่ (3.39) เป็นจริง

3.3 อุปกรณ์ชุดทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด

การศึกษาพฤติกรรมของอุณหภูมิที่มีต่อคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์เป็นส่วนสำคัญยิ่งในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร PTAT แบบพื้นฐาน

ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้นำต้นแบบอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดอุณหภูมิระดับห้องปฏิบัติการ(KMID : P5011044) [22] ที่นักวิจัยศูนย์เทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์(TMEC) ซึ่งเป็นผู้ประดิษฐ์ขึ้นมาใช้ในการทดสอบคุณสมบัติการตอบสนองต่ออุณหภูมิของรอยต่อทั้งสองดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แผนภาพชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ

วงจร PTAT และความต้านทาน R_{out} จะถูกวางอยู่ภายนอกของระบบทดสอบ เพื่อลดผลกระทบอันเกิดจากข้อจำกัดของทรานซิสเตอร์ในส่วนของวงจร PTAT รวมถึงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าความต้านทาน R_{out} ทำให้เห็นการเปลี่ยนแปลงรวมถึงปัญหาและผลกระทบที่แท้จริงของอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์เป็นสำคัญ ซึ่งเป็นประเด็นหลักสำหรับวิทยานิพนธ์นี้

3.3.1. อุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ

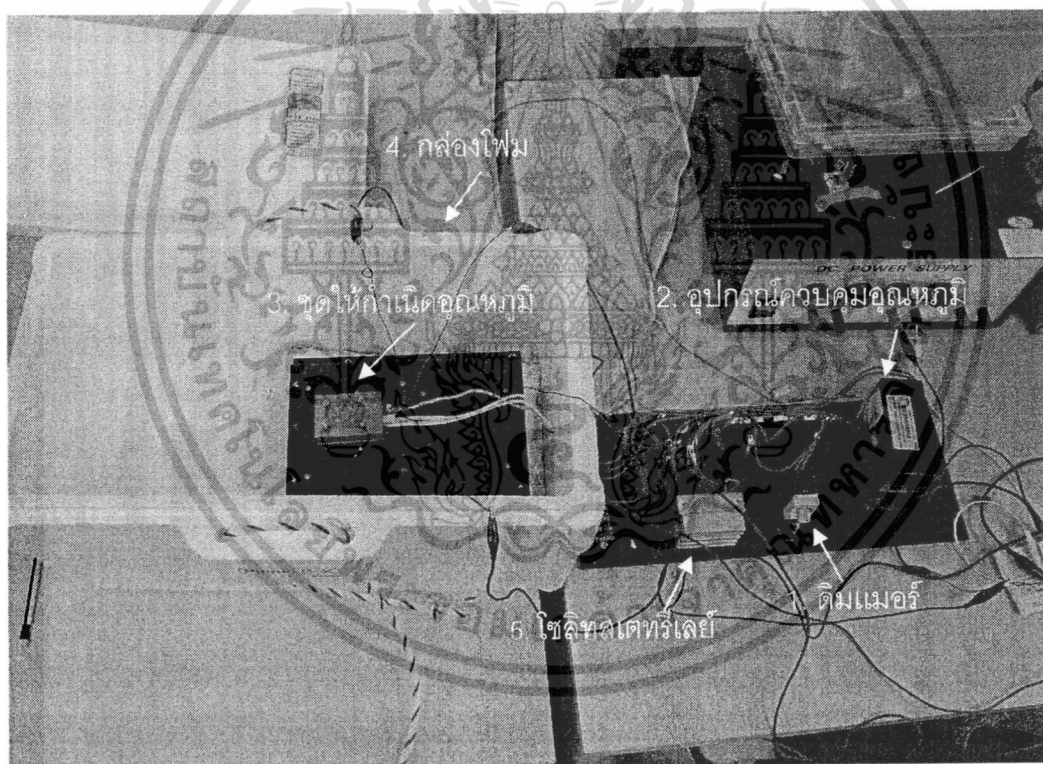
ส่วนประกอบและหน้าที่หลักของอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิมียังต่อไปนี้

1. ดิมเมอร์ (Dimmer) ทำหน้าที่ปรับตั้งค่าแหล่งจ่ายแรงดันให้เหมาะสมและควบคุมความเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ในการปรับอุณหภูมิของแท่งฮีตเตอร์(Heater)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. อุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control) ทำหน้าที่ปรับตั้งและควบคุมอุณหภูมิให้ได้ตามต้องการ โดยในที่นี้รับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิลเพื่อไปควบคุมความร้อนของแท่นฮีตเตอร์ ให้ความร้อนตามต้องการ
3. ชุดให้กำเนิดอุณหภูมิ ทำหน้าที่ให้กำเนิดอุณหภูมิกับหัววัดอุณหภูมิที่นำมาทดสอบ ซึ่งเป็นโลหะทองเหลือง 2 ชิ้นประกบกัน โดยมีแท่งฮีตเตอร์และเทอร์โมคัปเปิลถูกฝังอยู่ภายในโลหะทองเหลือง
4. ถังโฟมสำหรับบรรจุไนโตรเจนเหลว ทำหน้าที่รักษาอุณหภูมิความเย็นของไอระเหยไนโตรเจนเหลวภายในระบบ
5. โซลิดสเตตรีเลย์ (Solid state relay) ทำหน้าที่รับสัญญาณจากอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิและควบคุมแหล่งจ่ายพลังงานให้กับฮีตเตอร์



รูปที่ 3.16 ภาพถ่ายจริงชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ

3.3.2 การทำงานของอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ

การทำงานของอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิที่ให้การตอบสนองต่ออุณหภูมิทดสอบได้ในช่วงอุณหภูมิ -50°C ถึง 150°C มีขั้นตอนดังนี้

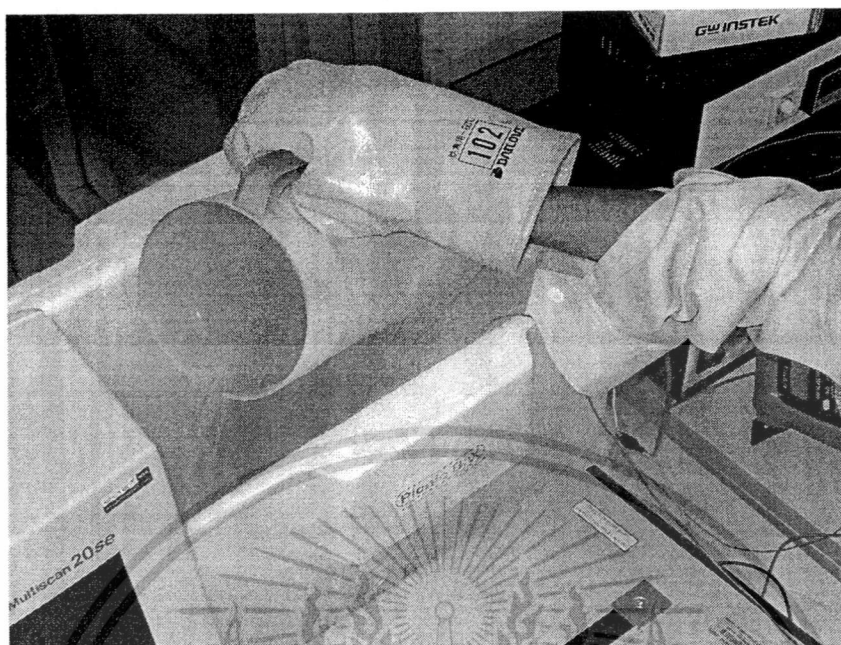
1. ปรับดิเมอร์ไปที่ตำแหน่งกึ่งกลางเพื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับฮีตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูได้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2. ตั้งอุณหภูมิที่ต้องการที่อุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น เอกสารนี้ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

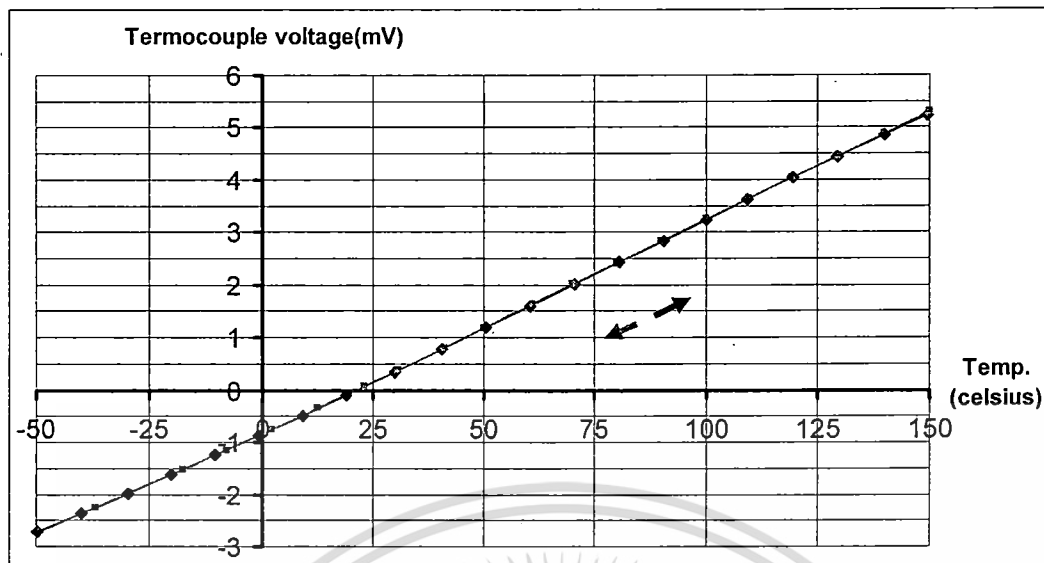
3. เทไนโตรเจนเหลวลงในถังโฟมดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 ภาพถ่ายขณะเทในโครเจนเหลว

การทำงานของอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิพบว่าเมื่อตั้งอุณหภูมิที่อุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิให้ค่าลงอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิจะยังคงสามารถควบคุมอุณหภูมิให้คงที่ได้โดยจะคอยตรวจสอบอุณหภูมิที่อ่านได้จากเทอร์โมคัปเปิลและอุณหภูมิที่ตั้งค่าไว้ให้ตรงกัน หากอุณหภูมินั้นลดต่ำเกินไปอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิจะส่งแรงดันไปให้กับโซลิตสเตรียทำงานเพื่อควบคุมการจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับแท่งฮีตเตอร์ดังนั้นความร้อนจากแท่งฮีตเตอร์จะสามารถรักษาระดับของอุณหภูมิไว้ได้ โดยอาศัยอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิในลักษณะเดียวกันหากตั้งอุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้นอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิจะยังคงรักษาอุณหภูมิได้คงที่ตามต้องการเช่นเดียวกัน นอกจากนี้จากการทำระบบปิดของโลหะทองเหลืองยังมีส่วนช่วยทำให้ป้องกันการเกิดการควบแน่น (Condensation) ภายในระบบ ขณะทำการวัดและทดสอบที่อุณหภูมิต่ำภายใต้บรรยากาศของไนโตรเจนเหลวและยังคงรักษาอุณหภูมิให้คงที่ไว้ได้ จากการตั้งค่าอุณหภูมิต่าง ๆ กันพบว่าเมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้นจะทำให้แรงดันไฟฟ้าของเทอร์โมคัปเปิลเพิ่มสูงขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิตั้งแต่ -50°C ถึง 150°C ดังรูปที่ 3.18 การอ่านค่าอุณหภูมิจากเทอร์โมคัปเปิลมีความเป็นเชิงเส้นโดยมีความไวในการตอบสนองต่ออุณหภูมิ $0.04\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ และไม่ปรากฏฮิสเทอรีซิส (Hysteresis) รวมทั้งสามารถควบคุมอุณหภูมิได้โดยง่าย ไม่เกิดการแกว่งของอุณหภูมิ สามารถรักษาระดับของอุณหภูมิให้มีความเที่ยงตรงได้ $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ ดังนั้นอุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดสำหรับเซ็นเซอร์อุณหภูมินี้จึงสามารถนำไปใช้ทดสอบกับหัววัดอุณหภูมิที่อุณหภูมิต่าง ๆ ได้ดีโดยสามารถควบคุมอุณหภูมิให้คงที่ตลอดช่วงการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 กราฟความสัมพันธ์แรงดันของเทอร์โมคัปเปิลต่ออุณหภูมิ -50°C ถึง 150°C

ในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการในการเพิ่ม $\Delta V/\Delta T$ ให้กับวงจร PTAT โดยนำผลของความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิของรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อซีเนอร์มาใช้ในการเพิ่ม $\Delta V/\Delta T$ ให้กับวงจร และเรียกวงจรนี้ว่าวงจร PTAT แบบมีซีเนอร์ไดโอด ได้กล่าวถึงการออกแบบและเงื่อนไขในการออกแบบ การวิเคราะห์การทำงาน นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงชุดทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด ซึ่งผลการทดลองทั้งหมดจะกล่าวในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลของอุณหภูมิที่มีต่อพารามิเตอร์ในการสร้างวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์เป็นหลัก เช่น รอยต่อซีเนอร์หรือซีเนอร์ไดโอด รอยต่อพี-เอ็น ไอโพล่าห์ทรานซิสเตอร์ ชนิดของความต้านทาน [11] และวงจร PTAT ที่อนุกรมกับ R_{out}

การทดสอบผลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นกับรอยต่อซีเนอร์ วงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อกับรอยต่อซีเนอร์ การทดสอบผลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร PTAT ที่ระดับการพังทลายของซีเนอร์ (V_Z) ต่างกัน และการทดสอบผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อวงจร PTAT โดยการเพิ่มขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า

โดยการทดลองที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงาน หรือ Simulate และทำการวัดจริง หรือ tester ผ่านเครื่องทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดในหัวข้อที่ 3.3 และนำผลต่างๆของวงจรที่ได้จากการทดสอบ มาทำการวิเคราะห์ หาจุดเด่นและจุดด้อยของวงจร รวมถึงข้อจำกัดที่เกิดขึ้น เพื่อให้ผู้ออกแบบสามารถเลือกใช้งานวงจรเหล่านี้ให้เหมาะสมกับงานและความต้องการ

4.1 การศึกษาผลของอุณหภูมิที่มีต่อพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์

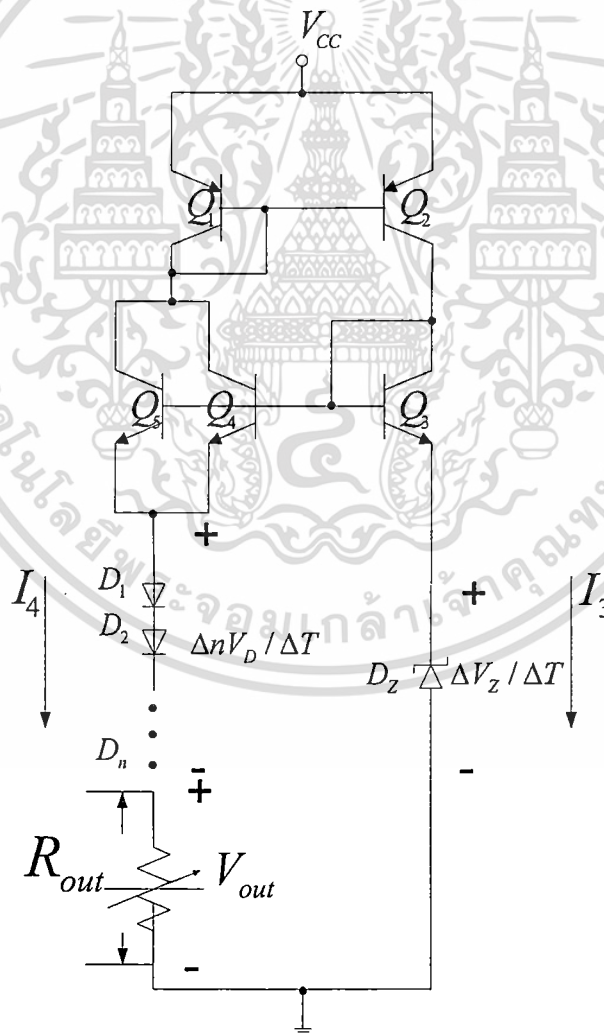
การศึกษาในหัวข้อที่ 4.1 มุ่งเน้นให้เห็นถึงผลของอุณหภูมิที่มีต่อตัวแปรในการนำรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร PTAT เช่น รอยต่อซีเนอร์ รอยต่อพี-เอ็น ความต้านทานเอาต์พุต R_{out} และวงจร PTAT ที่อนุกรมกับ R_{out}

หัวข้อนี้ได้ทำการจำลองการทำงานในการหาค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิ $\Delta V / \Delta T$ ของรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นโดยใช้โปรแกรม Pspice รวมถึงผลที่ได้จากการทดสอบจริง โดยการทดลองนี้ได้นำเครื่องต้นแบบสำหรับวัดวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดในหัวข้อที่ 3.3 มาใช้ในการหาคุณสมบัติของรอยต่อทั้งสองรวมถึงผลของอุณหภูมิที่มีต่อค่าความต้านทานของ R_{out} และวงจร PTAT ที่อนุกรมกับ R_{out} ทำให้เห็นถึงข้อจำกัดที่จะกล่าวในหัวข้อที่ 4.2 ต่อไป การทดลองครั้งนี้ทดสอบระหว่างอุณหภูมิที่ $-60^{\circ}C$ ถึง $160^{\circ}C$

4.1.1 การทดลองผลของอุณหภูมิที่มีต่อพารามิเตอร์ในการวิเคราะห์ผลของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์

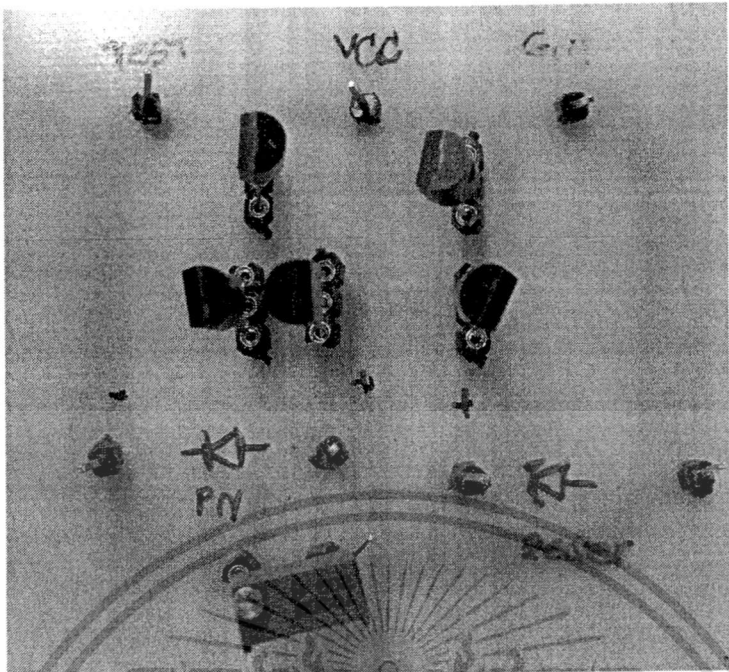
จากโครงสร้างของวงจร PTAT ในรูปที่ 3.5 เมื่อนำมาสร้างเป็นบล็อกไดอะแกรม(Block diagram) ก็เปรียบเสมือนมีแหล่งจ่ายกระแส I_3 และ I_4 ที่จ่ายให้กับรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ดังรูปที่ 4.1

ในการทดลองนี้นำโครงสร้างของรูปที่ 4.1 มาสร้างเป็นวงจรต้นแบบดังรูปที่ 4.2 กำหนดให้ Q_1 และ Q_2 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 และ Q_3, Q_4 และ Q_5 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904 ให้ n คือ จำนวนรอยต่อพี-เอ็น ที่อนุกรม n รอยต่อ D_z คือ ซีเนอร์ไดโอด กำหนดให้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ทำหน้าที่เป็น R_{out} ในการกำหนดกระแส I_3 และ I_4 มีค่าเข้าใกล้ 20 mA ให้ได้มากที่สุดดังตัวอย่างรูปที่ 4.3

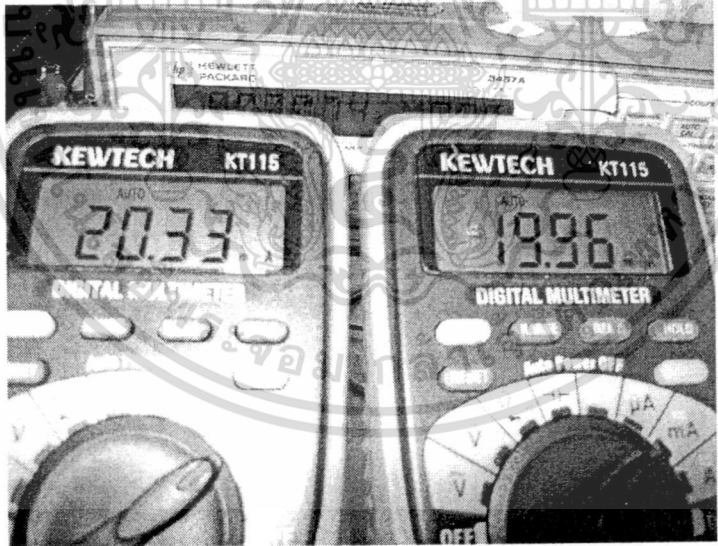


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมและวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



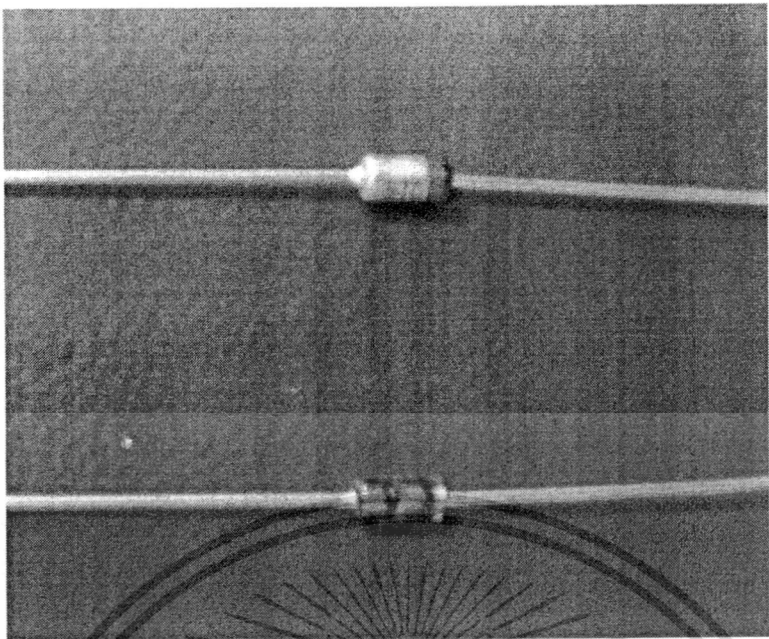
รูปที่ 4.2 วงจรที่ใช้ทดสอบการตอบสนองต่ออุณหภูมิของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่อยู่ภายในระบบ



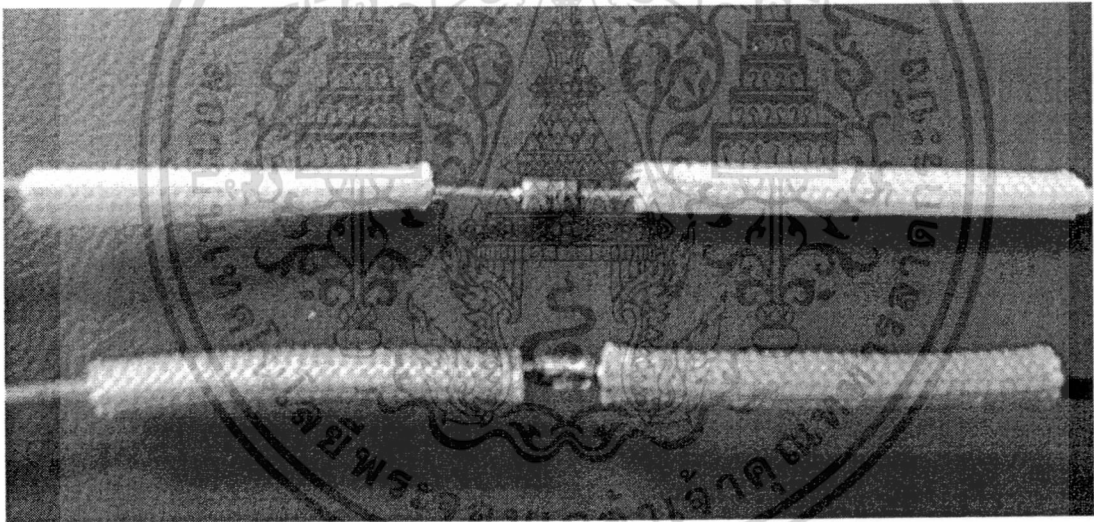
รูปที่ 4.3 ภาพถ่ายผลของกระแส $I_3 = 19.96\text{mA}$, $I_4 = 20.33\text{mA}$ จากการวัดโดยใช้มัลติมิเตอร์

ในหัวข้อที่ 4.15 และ 4.16 จะนำหัววัดรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ในรูปที่ 4.4 มาทำการทดสอบการตอบสนองต่ออุณหภูมิภายหลังจากการต่อขั้วไฟฟ้าและสวมฉนวนเพื่อป้องกันความร้อนที่มีผลต่อสายสัญญาณดังรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ตัวอย่างหัววัดรอยต่อพีเบอร์ 1N4152 และรอยต่อซีเนอร์เบอร์ 1N5229

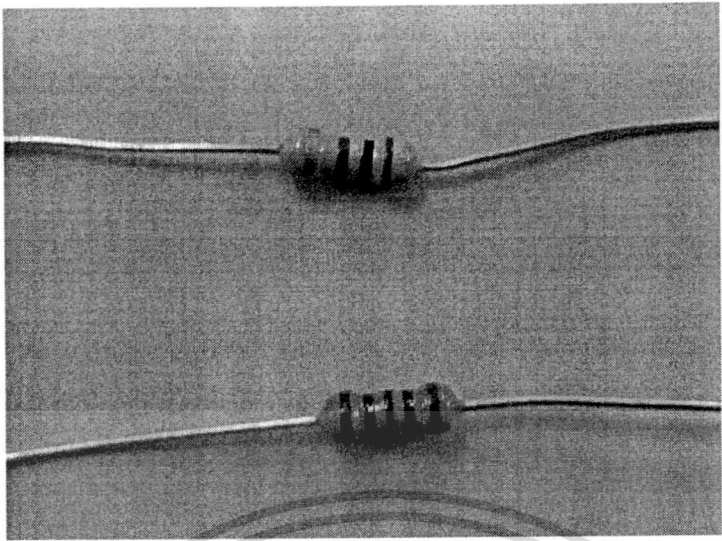


รูปที่ 4.5 ตัวอย่างหัววัดของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่พร้อมจะทำการทดลองจริง

โดยการทดลองจะนำหัววัดทั้งสองมาบรรจุไว้ภายในชุดให้กำเนิดอุณหภูมิในหัวข้อที่ 3.3 ซึ่งวิธีการทดลองเหมือนกับหัวข้อที่ 3.3.2

ในหัวข้อที่ 4.1.7 และ 4.1.8 นำความต้านทาน R_{out} และวงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทาน R_{out} มาหาคุณสมบัติที่ขึ้นกับอุณหภูมิเพื่อหาข้อจำกัดของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ในหัวข้อที่ 4.2 โดยชนิดของความต้านทาน R_{out} ในรูปที่ 4.6 และวงจร PTAT อนุกรมกับความต้านทาน R_{out} ในรูปที่ 4.7 จะถูกนำมาทดสอบการตอบสนองต่ออุณหภูมิภายหลังจากการต่อขั้วไฟฟ้าและสวมฉนวนเพื่อป้องกันความร้อนที่มีผลต่อสายสัญญาณเรียบร้อยแล้วดังรูปที่ 4.8

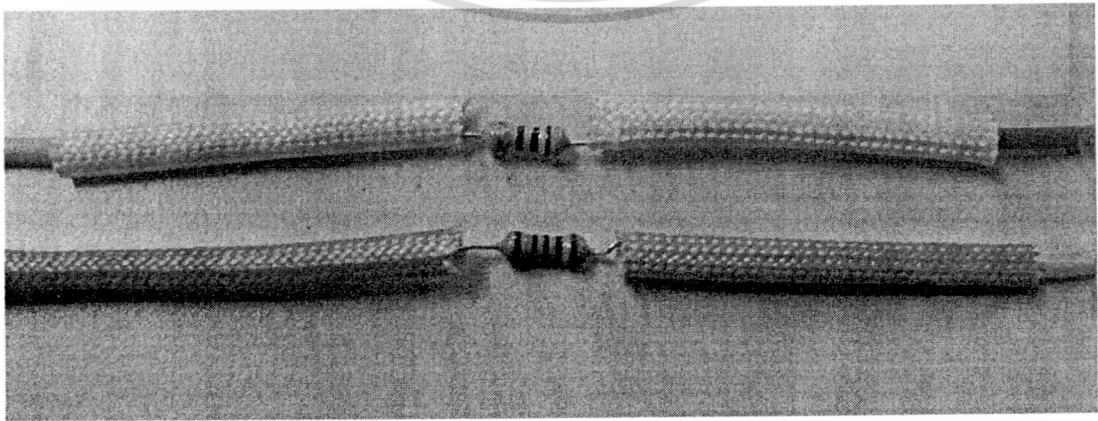
เอกสารและรูปที่ 4.9 ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ตัวอย่างตัวต้านทาน R_{out}

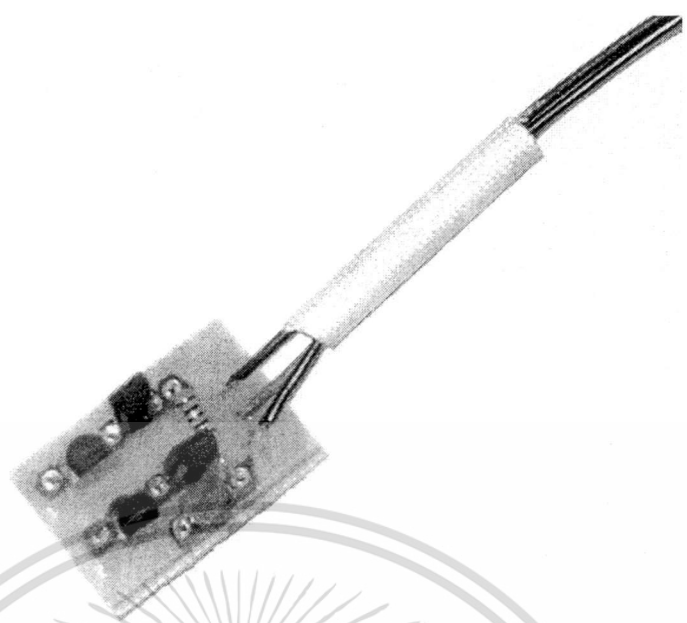


รูปที่ 4.7 วงจร PTATอนุกรมกับความต้านทาน R_{out} ที่ใช้ทดสอบจริง



รูปที่ 4.8 ตัวอย่างตัวต้านทาน R_{out} ที่พร้อมจะทดสอบจริง

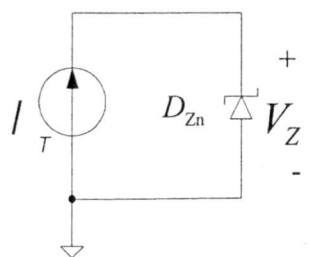
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วงจร PTATอนุกรมกับความต้านทาน R_{out} ที่พร้อมจะทดสอบจริง

4.1.2 การใช้โปรแกรม Pspice ในการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิมีต่อระดับแรงดัน
พังทลายที่ต่างกันของรอยต่อซีเนอร์

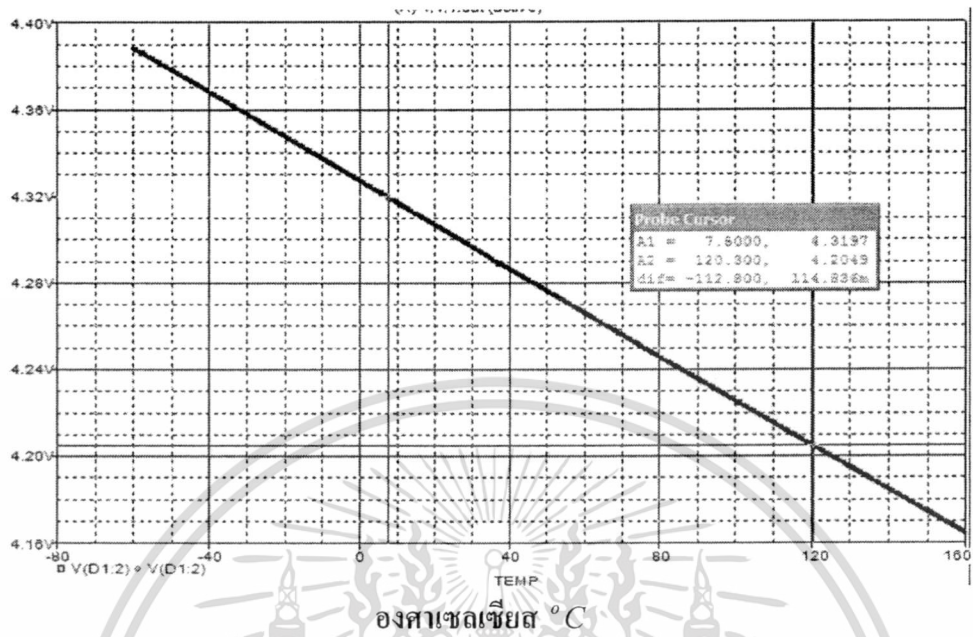
ในขั้นตอนแรกได้นำโปรแกรม PSpice มาใช้ในการจำลองการทำงานของซีเนอร์
ไดโอดทางด้านไปสซ์ย้อนกลับ เพื่อศึกษาผลตอบสนองระหว่างระดับแรงดันพังทลาย (V_z) ต่อ
อุณหภูมิ $1^{\circ}C$ และหา V_z ที่เหมาะสมสำหรับการทดสอบในวงจรในหัวข้อที่ 4.2.2 โดยวงจรที่ใช้
ทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.10 กำหนดกระแส $I_T = 20mA$ เงื่อนไขที่ใช้กำหนดกระแสจะสอดคล้อง
กับ datasheet ของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5229 ถึง 1N5231 ให้ D_{Z1} คือ 1N5229
มี $V_z = 4.3V$, D_{Z2} คือ 1N5230 มี $V_z = 4.7V$ และ D_{Z3} คือ 1N5231 มี $V_z = 5.1V$ ผลตอบสนอง
ที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.11 ถึง 4.13 ตามลำดับ



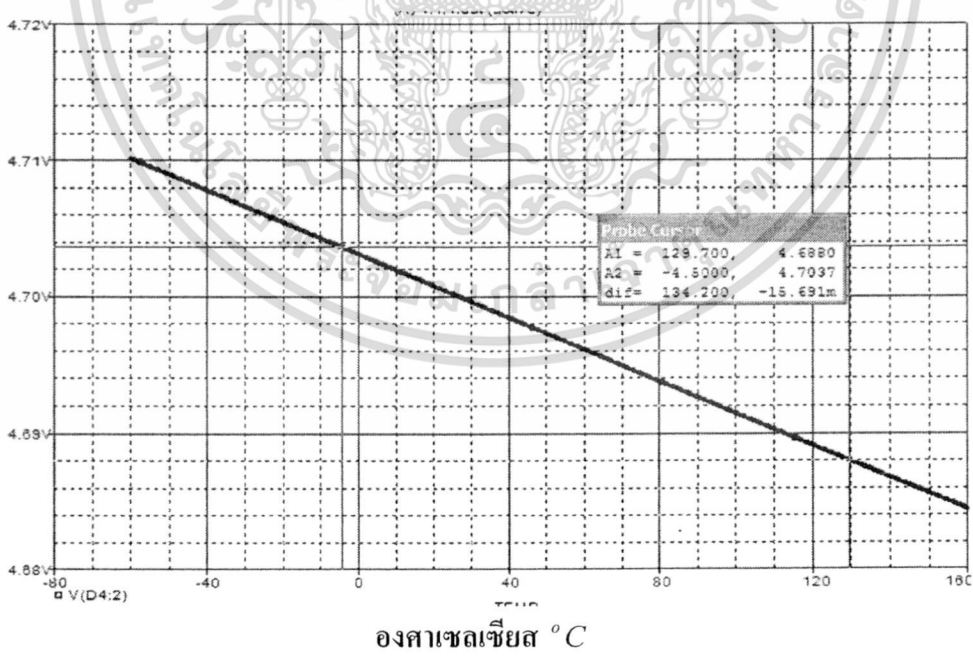
รูปที่ 4.10 วงจรที่ใช้ในการทดสอบผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โดยใช้โปรแกรม PSpice

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

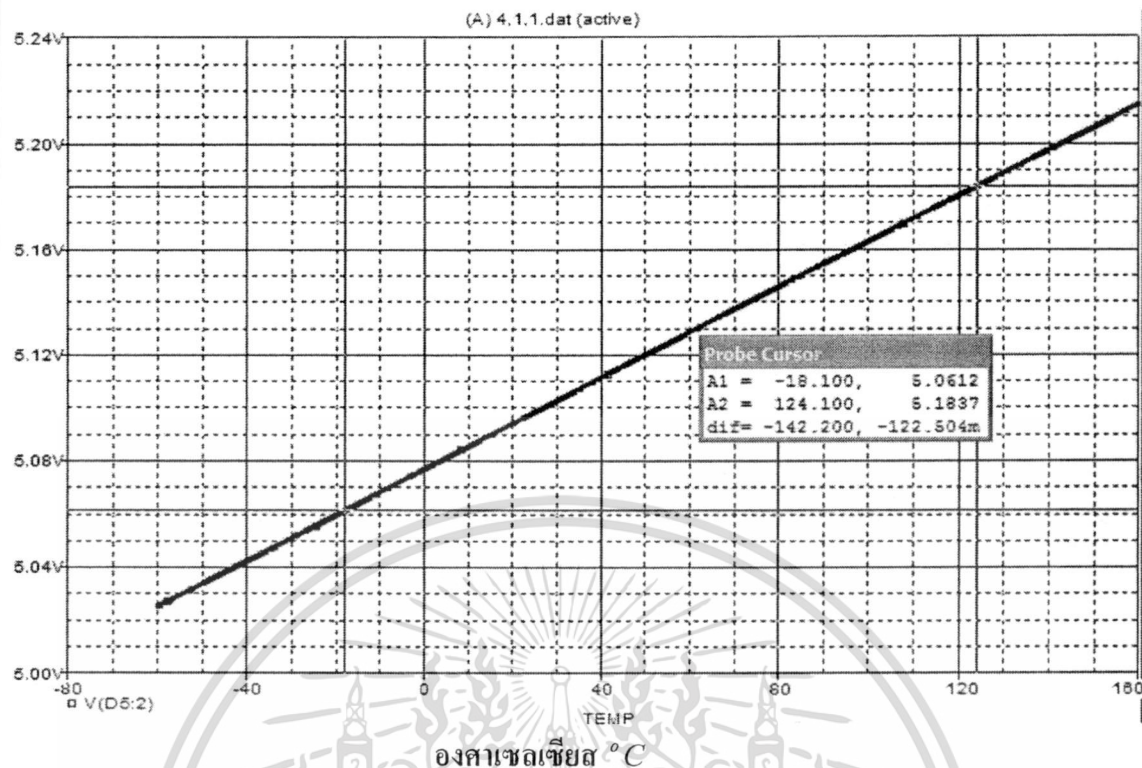


รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5229



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5230

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N5231

จากผลกราฟการจำลองการทำงานของซีเนอร์ที่ค่า V_Z ต่างกันแรงดันตกคร่อมซีเนอร์ที่วัดได้มีความเป็นเชิงเส้นตลอดย่านการทำงานโดยผลตอบสนองของ V_Z ต่ออุณหภูมิของ Z_1 และ Z_2 ในรูปที่ 4.11 และ 4.12 ขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้แรงดัน V_Z ลดลงเป็นไปตามปรากฏการณ์ทันเนลและในทางกลับกันผลตอบสนองของ V_Z ต่ออุณหภูมิของ Z_3 ขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้แรงดันสูงขึ้นดังรูปที่ 4.13 สอดคล้องกับปรากฏการณ์การพังทลายแบบอะวาลันซ์ซึ่งปรากฏการณ์ที่พบทั้งหมดอยู่ในเหตุการณ์การพังทลายแบบซีเนอร์ในหัวข้อที่ 2.3 และ [16]

รูปที่ 4.11 ถึง รูปที่ 4.13 เป็นการทดสอบระหว่างอุณหภูมิที่ -60°C ถึง 160°C และผล $\Delta V_Z / \Delta T$ ของซีเนอร์แต่ละเบอร์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.1 [18]

ตารางที่ 4.1 สรุปผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_Z / \Delta T$ ที่อุณหภูมิ -60°C ถึง 160°C ของกราฟรูปที่ 4.11-

4.13

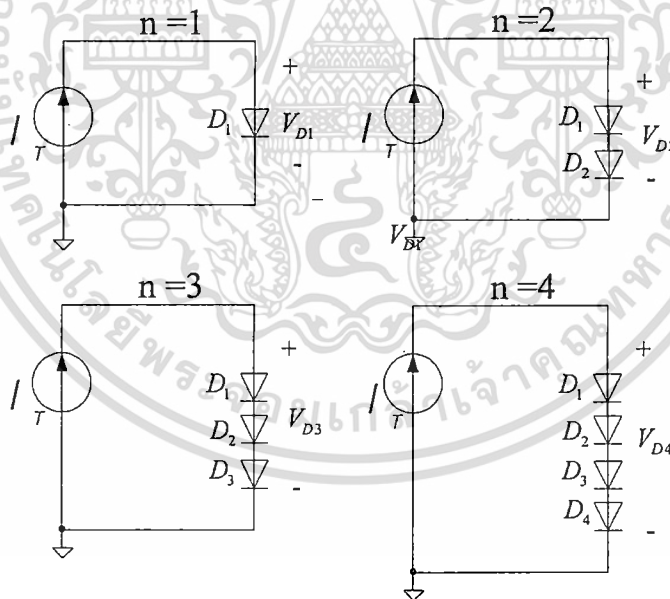
Zn	เบอร์	V_Z	$\Delta V_Z / \Delta T$ (mV/ $^{\circ}\text{C}$)
Z1	1N5229	4.3V	-0.98
Z2	1N5230	4.7V	-0.116
Z3	1N5231	5.1V	0.92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

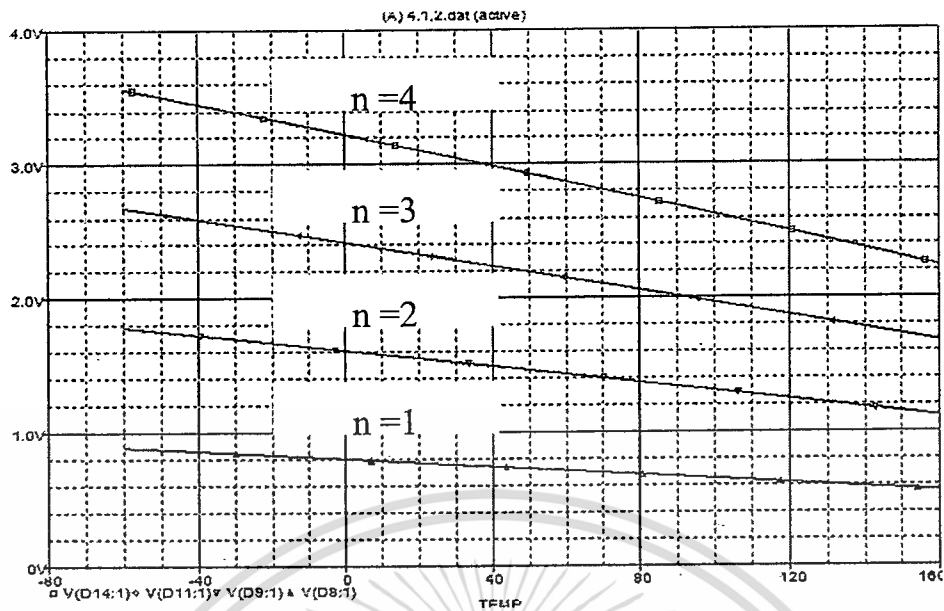
จากค่าในตารางที่ 4.1 สรุปได้ว่าผลอัตราการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิ $1^\circ\text{C} (\Delta V_{out} / \Delta T)$ อุปกรณ์ที่ควรนำมาทดสอบคือ Z1 เนื่องจาก $\Delta V_Z / \Delta T$ มีค่าน้อยที่สุด หากนำมาใช้กับวงจรรวม อัตรา $\Delta V_Z / \Delta T$ ในรูปที่ 4.1 จะมีค่ามากเมื่อกำหนดให้แหล่งจ่าย $V_{CC} = 6$ โวลต์

4.1.3 การใช้โปรแกรม Pspice ในการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่ส่งผลต่อแรงดันไปข้างหน้าของรอยต่อพี-เอ็น

นำโปรแกรม PSpice มาทำการจำลองการทำงานของรอยต่อพี-เอ็นทางด้านไบอัสไปข้างหน้า กำหนดให้ D_1, D_2, D_3 และ D_4 ใช้เบอร์ 1N4152 ที่อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_D ต่ออุณหภูมิ 1°C และทำการอนุกรมรอยต่อพี-เอ็นเพิ่มเข้าไป n ตัว โดยกำหนดให้ $n=1, 2, 3$ และ 4 ดังรูปที่ 4.14 และผลตอบสนองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.14 วงจรที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นโดยใช้โปรแกรม Pspice



องศาเซลเซียส °C

รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของไดโอดเบอร์ 1N4152 ในกรณีที่ n=1 ถึง 4

จากผลกราฟการจำลองการทำงานของรอยต่อพี-เอ็นที่อนุกรมรอยต่อพี-เอ็น n ตัว แรงดันเอาต์พุตที่ได้ยังคงมีความเป็นเชิงเส้นตลอดย่านการทำงาน ระหว่างอุณหภูมิที่ - 60°C ถึง 160 °C และผลของ $\Delta V_D / \Delta T$ ของรอยต่อ n=1,2 ,3 และ 4 สรุปได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_{Dn} / \Delta T$ ของรูปที่ 4.15 ระหว่างอุณหภูมิ- 60°C ถึง 160 °C

n	V_{Dn} ที่อุณหภูมิ 27°C	$\Delta V_{Dn} / \Delta T$ (mV)
1	0.766V	-1.5
2	1.534V	-3.0
3	2.3V	-4.51
4	3.067V	-6.05

จากผลของตารางที่ 4.2 สามารถเขียนเป็นสมการที่ (4.1) ได้ว่า

$$V_{Dn} = nV_{D1} \tag{4.1}$$

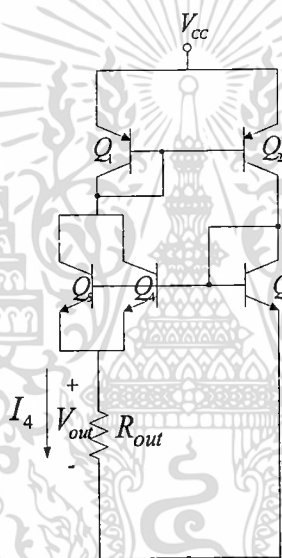
และจากสมการนี้จึงทำให้เกิดแนวคิดในการเพิ่ม $\Delta V_D / \Delta T$ โดยการอนุกรมรอยต่อพี-เอ็นเพิ่มไป n ตัวได้ดังสมการที่ (4.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $\frac{\Delta V_{Dn}}{\Delta T} = n \frac{\Delta V_{D1}}{\Delta T}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (4.2) การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

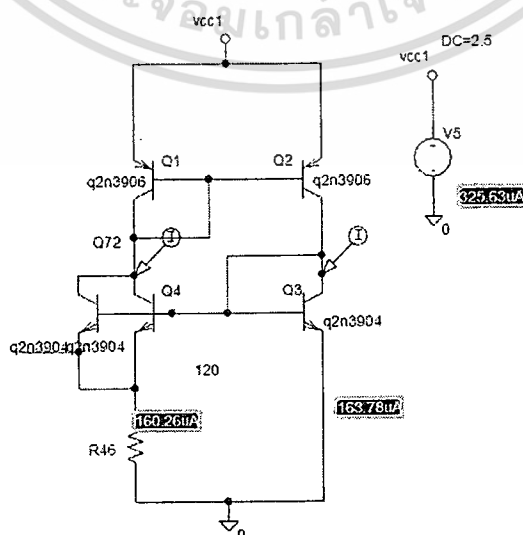
และเมื่อนำผลจากตารางที่ 4.2 มาทำการเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.2) จะเห็นว่าเป็นจริงเนื่องจากมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดอยู่ที่ 0.8% โดยกำหนดให้ $n = 1, 2, 3, \dots, n$ เป็นรอยต่อพี-เอ็นที่มีชนิดและโครงสร้างเดียวกัน

4.1.4 การใช้โปรแกรม Pspice ในการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจร PTAT อนุกรมกับโหลดความต้านทาน

นำโปรแกรม PSpice มาทำการจำลองโครงสร้างของวงจร PTAT อนุกรมกับโหลดความต้านทาน (R_{out}) ในรูปที่ 4.16 กำหนดให้ Q_1 และ Q_2 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 และ Q_3, Q_4 และ Q_5 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904 กำหนดให้ $V_{CC} = 2.5V$ ตัวต้านทานมีค่า $R_{out} = 100\Omega$ จะได้ค่า $I_3 \approx I_4$ ดังรูปที่ 4.17

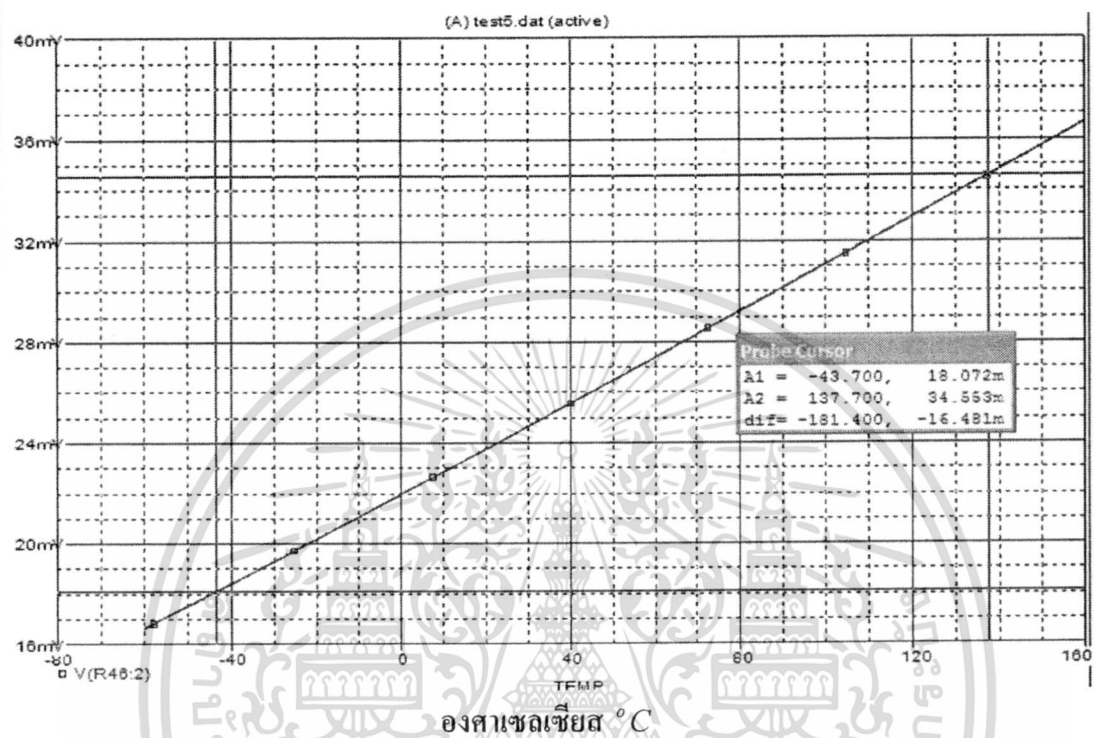


รูปที่ 4.16 วงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น รูปที่ 4.17 ผลของกระแส I_3 และ I_4 ของวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ที่มีการนำไปใช้

โดยผลของรูปที่ 4.18 จะให้ $\Delta V_{out} / \Delta T = 0.09mV / ^\circ C$ [18] และมีแรงดันเอาต์พุตเริ่มต้นที่ 16.63 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิ $-60^\circ C$ แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นตลอดย่านการทำงานที่อุณหภูมิระหว่าง $-60^\circ C$ ถึง $160^\circ C$



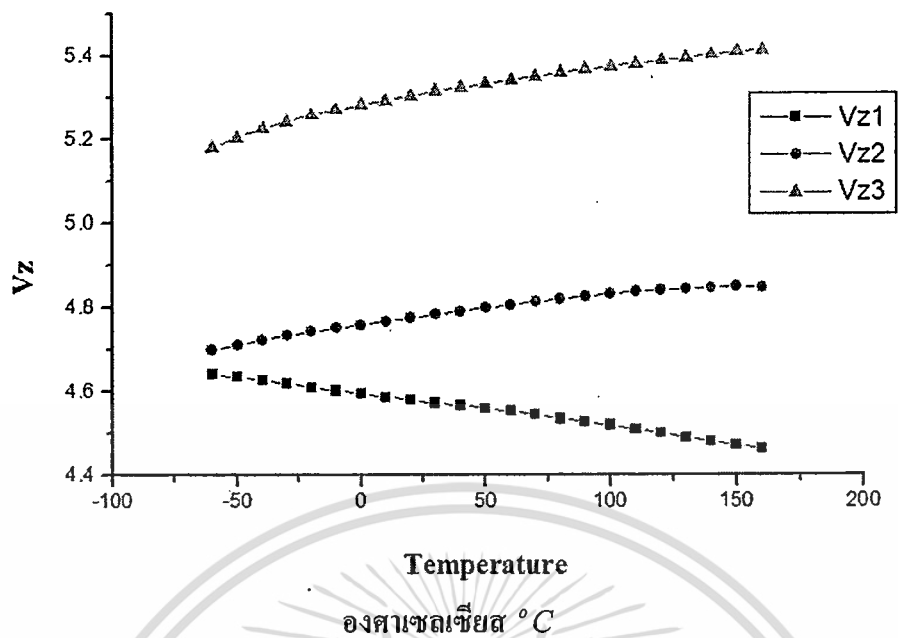
รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิของแรงดันเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.16

4.1.5 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิมีต่อแรงดันฟัลทลายที่ต่างระดับกันของรอยต่อซีเนอร์ โดยการทดสอบจริง

ทำการต่อวงจรรูปที่ 4.10 กำหนดให้ D_{Z1} หรือ 1N5229 มีแรงดัน $V_{Z1} = 4.3V$, D_{Z2} หรือ 1N5230 มีแรงดัน $V_{Z2} = 4.7V$, D_{Z3} หรือ 1N5231 มีแรงดัน $V_{Z3} = 5.1V$

โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสในรูปที่ 4.1 กำหนดกระแสที่ไหลผ่าน D_{Z1} , D_{Z2} และ $D_{Z3} = 20mA$ ทำการทดสอบและบันทึกทีละค่า ให้ D_{Z1} , D_{Z2} และ D_{Z3} แทนที่ D_Z ตามลำดับ วิธีการทดลองได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 4.1

ในที่นี้กำหนดให้ D_{Z1} , D_{Z2} และ D_{Z3} ทำการทดสอบในย่านไบอัสย้อนกลับดังรูปที่ 4.1 ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีต่อระดับแรงดัน V_z ตั้งแต่ 4.3-5.1 โวลต์ของรอยต่อซีเนอร์

จากผลการวัดจริงที่ได้ของ D_{Z1} หรือ V_{Z1} ในรูปที่ 4.19 มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการวัด โดยในขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นแรงดันตกคร่อมรอยต่อซีเนอร์ลดลงสอดคล้องกับปรากฏการณ์ทันเนล ซึ่งค่าที่ได้มีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.11 แต่ D_{Z2} ให้ผลตรงกันข้ามเนื่องจาก D_{Z2} หรือ V_{Z2} ในขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นให้แรงดันเพิ่มขึ้นไม่ตรงกับผลตอบสนองที่ได้จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.12

ดังนั้นรูปที่ 4.19 จึงสรุปได้ว่าในกรณีที่แรงดันพังทลายมีค่ามากกว่า 4.7 โวลต์ จะมีโอกาสเกิดปรากฏการณ์อะวาลันซ์ได้มากกว่าแรงดันพังทลายที่มีค่าต่ำๆ และในทางกลับกันในกรณีที่ซีเนอร์ไดโอดมีแรงดันพังทลายต่ำกว่า 4.3 โวลต์ จะมีโอกาสเกิดปรากฏการณ์ทันเนลได้มากกว่า

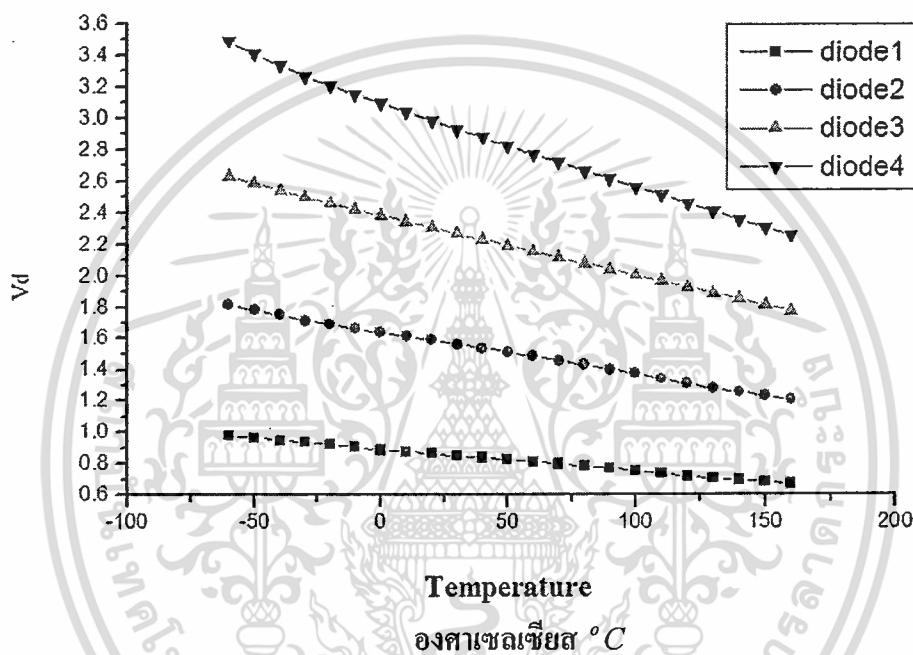
ตารางที่ 4.3 สรุปผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_z / \Delta T$ ที่อุณหภูมิ -60 °C ถึง 160 °C ของกราฟรูปที่ 4.19

D_{Zn}	เบอร์	V_z	$\Delta V_{out} / \Delta T (mV/^{\circ}C)$
D_{Z1}	1N5229	4.3V	-0.98
D_{Z2}	1N5230	4.7V	0.71
D_{Z3}	1N5231	5.1V	0.92

จากเปรียบเทียบค่าในตารางที่ 4.3 และตารางที่ 4.1 สรุปได้ว่าผลอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันพังทลายต่ออุณหภูมิ $1^{\circ}C$ มีค่าไม่ต่างกันมากยกเว้นค่าของ D_{Z2} ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการทำเอกซารันเป็นเอกซารันสองวันไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อขนาดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าวิจัยในการเปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานและผลการวัดจริง จึงใช้ D_{Z1} ในการทดลองซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 4.2

4.1.6 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่ส่งผลต่อแรงดันไปข้างหน้าของรอยต่อพี-เอ็นโดย
การทดสอบจริง

ทำการต่อวงจรรูปที่ 4.14 กำหนดให้ D_1, D_2, D_3 และ D_4 ใช้เบอร์ 1N4152 เพื่อให้มี
เงื่อนไขโครงสร้างเดียวกัน ในที่นี้กำหนดกระแสที่ไหลผ่าน D_1, D_2, D_3 และ $D_4 = 20\text{mA}$ โดย
วิธีการทดลองได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 4.1.1 ในที่นี้กำหนดให้ D_1, D_2, D_3 และ D_4 ทำการ
ทดสอบในย่านไบอัสตรงดังรูปที่ 4.1 ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.20 โดย diode 1 มี $n = 1$, diode 2 มี n
 $= 2$, diode 3 มี $n = 3$ และ diode 4 มี $n = 4$



รูปที่ 4.20 ผลการวัดรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อ โดยกำหนดให้ $n = 1, 2, 3$ และ 4 ต่ออุณหภูมิ

จากผลการวัดจริงที่ได้ของ diode 1, diode 2, diode 3 และ diode 4 ในรูปที่ 4.19 ผลที่ได้มี
ความเป็นเชิงเส้นตลอดการวัด โดยในขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นแรงดันตกคร่อมรอยต่อพี-เอ็นลดลง
ซึ่งสอดคล้องกับปรากฏการณ์ของอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อพี-เอ็น ซึ่งค่าของรอยต่อพี-เอ็นอนุกรม
 $n = 1, 2, 3$ และ 4 มีค่าใกล้เคียงกับรูปที่ 4.15

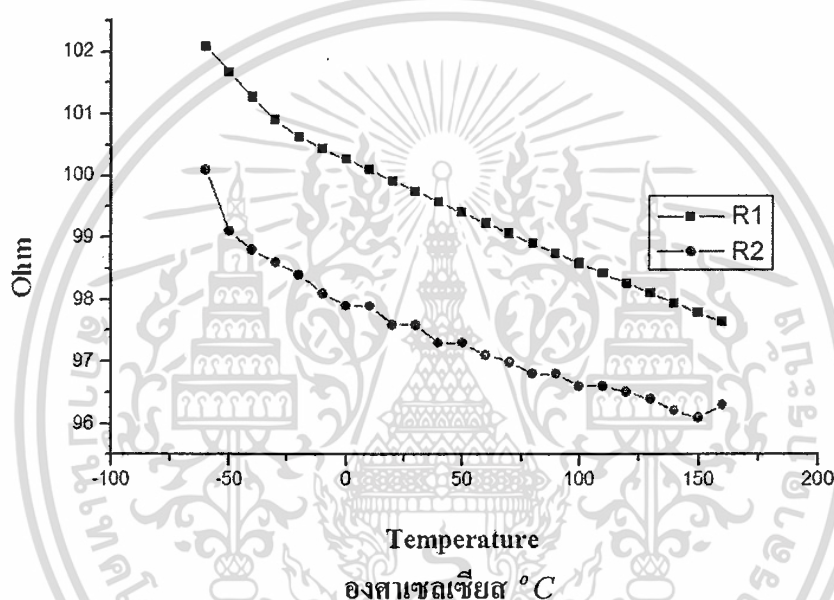
ตารางที่ 4.4 สรุปผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_D / \Delta T$ ที่อุณหภูมิ -60°C ถึง 160°C ของกราฟรูปที่ 4.20

N	V_D ที่อุณหภูมิ 30°C	$\Delta V_D / \Delta T$ (mV)
1	0.851V	-1.40
2	1.564V	-2.7
3	2.267V	-3.9
4	3.067V	-5.6

โดยผลจากตารางที่ 4.4 นำค่าพารามิเตอร์มาใส่ในสมการที่ (4.2) ผลที่ได้จะมีความสอดคล้องกันบางส่วนเนื่องจากในความเป็นจริงแม้ว่าจะกำหนดให้รอยต่อพี-เอ็นใช้เบอร์เดียวกัน แต่โครงสร้างบางส่วนอาจไม่เหมือนกันได้

4.1.7 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อชนิดความต้านทานโดยการทดสอบจริง

ทำการบันทึกผลการทดลอง กำหนดให้ R_1 เป็นค่าความต้านทานคงที่แบบฟิล์มโลหะ (Metal Film Fixed Resistor)[11] และ R_2 เป็นค่าความต้านทานคงที่แบบฟิล์มคาร์บอน (Carbon Film Fixed resistor)[11] โดยกำหนดให้ค่า $R_1 = R_2 = 100\Omega$

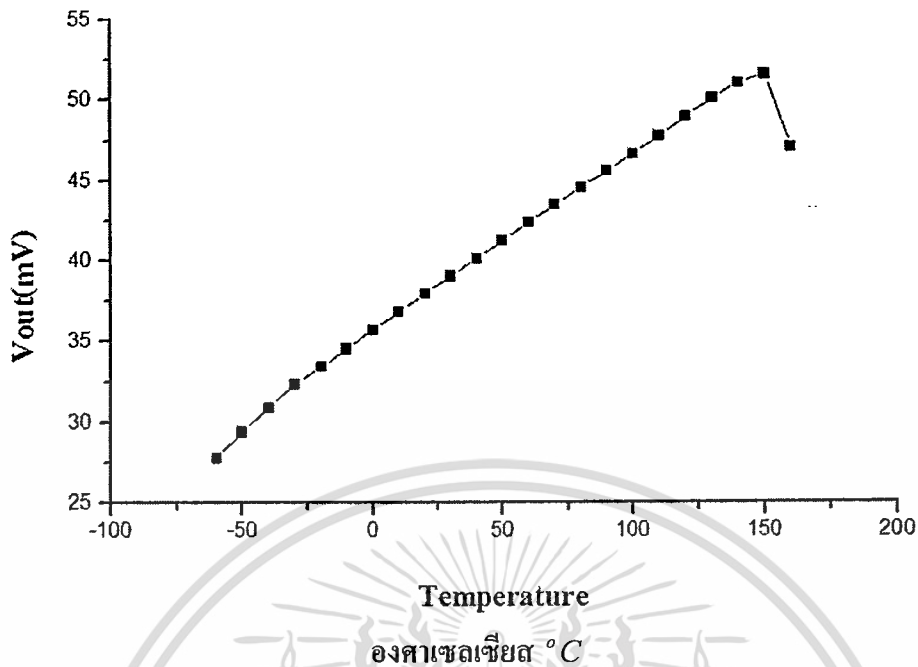


รูปที่ 4.21 ผลวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อชนิดของตัวต้านทาน

จากผลการวัดจริงที่ได้แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อเนื้อวัสดุของความต้านทาน โดยผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า R_2 ก่อนข้างมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่า R_1 และจะให้ความเชิงเส้นที่ดีในอุณหภูมิตั้งแต่ -20°C เป็นต้นไป จากผลดังกล่าวจึงทำให้เห็นตัวแปรที่ส่งผลต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร PTAT ที่จะกล่าวในหัวข้อที่ 4.1.8 ต่อไป

4.1.8 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจร PTAT อนุกรมกับโหลดความต้านทานโดยการทดสอบจริง

การทดสอบครั้งนี้กำหนดให้ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 และ V_{CC} เป็นไปตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 4.1.4 กำหนดให้โหลดความต้านทาน หรือ R_{out} เป็นแบบ metal film fix resistor, R_2 ในหัวข้อที่ 4.1.7 วงจรที่ใช้ในการทดสอบในครั้งนี้เป็นไปตามรูปที่ 4.16 และผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 ผลวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}

ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $0.11 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ และมีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุดระหว่างอุณหภูมิตั้งแต่ -20°C ถึง 140°C

จากข้อจำกัดของชนิด R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.7 ทำให้แรงดันเอาต์พุตในช่วงระหว่าง -60°C ถึง -20°C มีค่าความชันเกิดขึ้นค่าหนึ่ง ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตจากการวัดเริ่มต้นความเป็นเชิงเส้นตั้งแต่ -20°C ขึ้นไป และผลของอุณหภูมิที่สูงขึ้นทำให้การทำงานของ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 และ Q_5 เกิดการเปลี่ยนแปลงคือแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จะเกิดการเปลี่ยนแปลงอีกครั้งอย่างไม่เป็นเชิงเส้นเริ่มต้นที่อุณหภูมิ 140°C ขึ้นไปและสะท้อนผลเต็มที่ที่อุณหภูมิ 150°C เป็นต้นไป ค่าความชัน $\Delta V_{out} / \Delta T$ ในรูปที่ 4.22 มีค่า $\approx 0.11 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ระหว่างอุณหภูมิที่ -60°C ถึง 150°C ซึ่งค่า $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.18 แต่ช่วงการทำงานต่างกันเนื่องจากชนิดความต้านทาน R_{out} และผลของ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 ที่กล่าวไปแล้วข้างต้น

4.2 การศึกษาการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อความแตกต่างของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์โดยใช้วงจร PTAT

การศึกษาในหัวข้อที่ 4.2 เป็นการนำผลของอุณหภูมิที่มีต่อพารามิเตอร์ทั้งหมดในหัวข้อที่ 4.1

มาเป็นส่วนประกอบสำคัญในการสร้างอุปกรณ์วัดอุณหภูมิแบบวงจร PTAT ให้มีผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่ไวขึ้น หรือ $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีค่าสูงขึ้นและทำการวิเคราะห์ผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของวงจรที่

ทำการประยุกต์ระหว่างผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSpice และการวัดทดสอบผ่านชุดทดสอบในหัวข้อที่ 3.3

หัวข้อนี้นำเสนอวิธีการทดสอบแบ่งเป็น 2 ขั้นตอนดังนี้

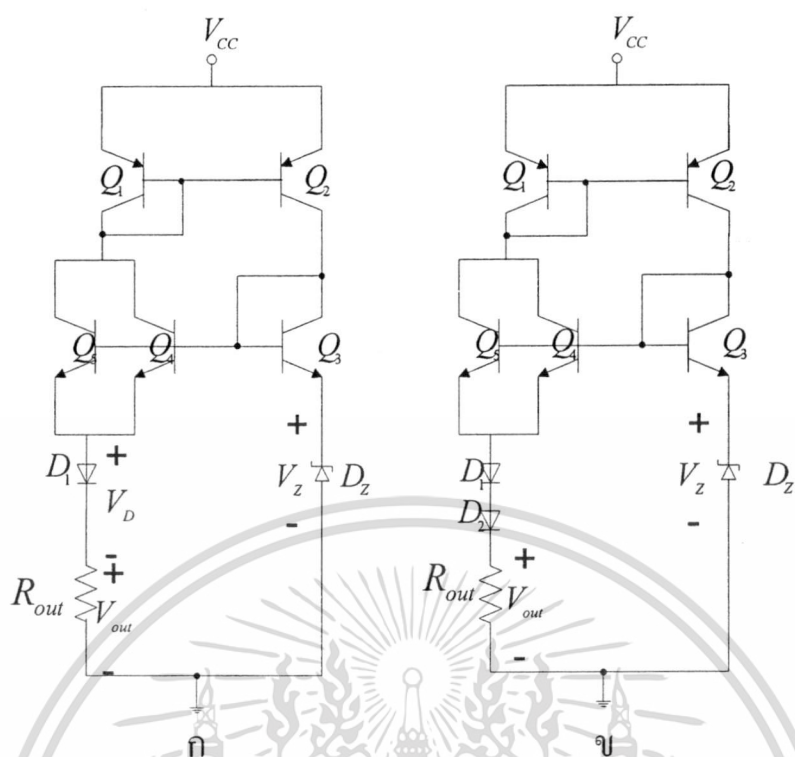
1. การทดสอบเฉพาะผลของอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรม 1 หรือ 2 รอยต่อกับวงจร PTAT โดยวงจร PTAT และความต้านทาน R_{out} จะถูกวางอยู่ภายนอกกรอบทดสอบ วัดผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ผ่านความต้านทาน R_{out} เพื่อศึกษาผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ต่อผลความแตกต่างของรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น 1 และ 2 รอยต่ออนุกรมกันตามลำดับ รวมถึงย่านการทำงาน และแรงดัน V_{CC} ที่ใช้ในวงจร
2. การทดสอบผลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด โดยทำการปรับระดับ V_Z ของรอยต่อซีเนอร์ตั้งแต่ 4.3 ถึง 5.1 โวลต์ โดยวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดจะถูกวางอยู่ภายในระบบทดสอบ วัดผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ผ่านความต้านทาน R_{out} เพื่อศึกษาผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ต่อการเปลี่ยนแปลงระดับ V_Z ของรอยต่อซีเนอร์รวมถึงย่านการทำงาน แรงดัน V_{CC} ผลของอุณหภูมิต่อทรานซิสเตอร์และความต้านทาน R_{out} ภายในวงจร

4.2.1 การทดลองผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของความแตกต่างระหว่างรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์โดยใช้วงจร PTAT

จากรูปที่ 4.23 กำหนดให้ Q_1 และ Q_2 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 และ Q_3, Q_4 และ Q_5 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904

โดยในหัวข้อที่ 4.2.2 ใช้รูปที่ 4.23 ในการทดสอบ การทดสอบครั้งนี้เน้นผลตอบสนองต่ออุณหภูมิเฉพาะรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์เป็นสำคัญ กำหนดให้ D_1 และ D_2 ใช้เบอร์ 1N4152 และ D_Z ใช้เบอร์ 1N5229 กำหนดให้วงจร PTAT และความต้านทาน R_{out} วางอยู่ภายนอกกรอบทดสอบ R_{out} จะทำหน้าที่ในการปรับให้กระแสของวงจร PTAT มีค่าเข้าใกล้ 20 mA เพื่อให้สอดคล้องกับผล Datasheet ของซีเนอร์ไดโอด อุปกรณ์ต้นแบบที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.2

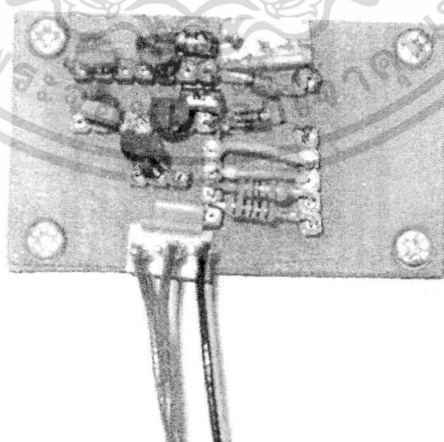
หัวข้อที่ 4.2.3 ใช้รูป 4.23(ก) ในการทดสอบ กำหนดให้ $D_1 = 1N4152$ และปรับระดับ V_Z จาก 4.3 โวลต์ – 5.1 โวลต์ โดยวงจร PTAT และความต้านทาน R_{out} วางอยู่ภายในระบบทดสอบ ความต้านทาน R_{out} เป็นแบบฟิล์มโลหะที่ใช้จะส่งผลให้กระแสของวงจร PTAT มีค่าเข้าใกล้ 20 mA เพื่อให้สอดคล้องกับผลของ Datasheet ของซีเนอร์ไดโอด อุปกรณ์ต้นแบบที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.23 วงจรรวมสำหรับทดสอบคุณสมบัติของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์

(ก) วงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นกับรอยต่อซีเนอร์

(ข) วงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อกับรอยต่อซีเนอร์



รูปที่ 4.24 วงจรรวมที่ใช้ในการทดสอบจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

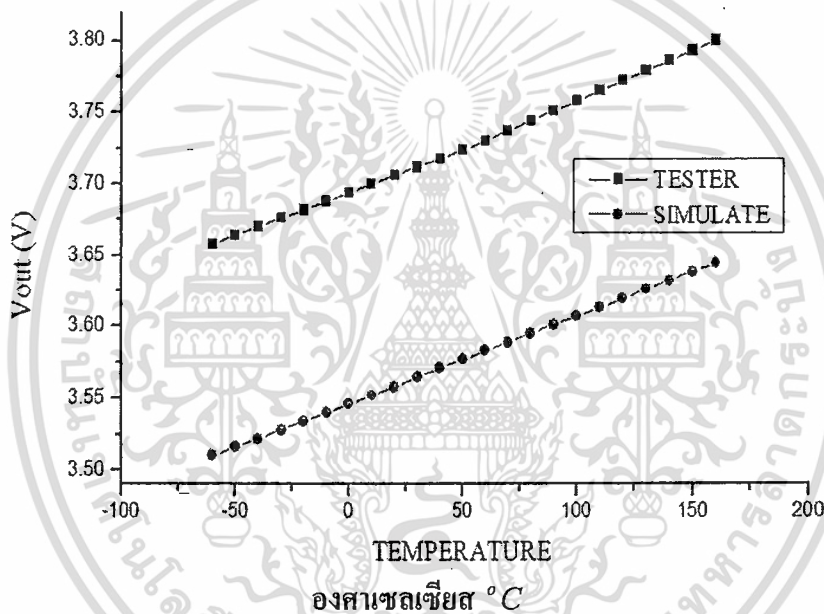
4.2.2 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรม 1

หรือ 2 รอยต่อกับวงจร PTAT ระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริง

กำหนดให้ V_{CC} มีค่าประมาณ 6 โวลต์และใช้เงื่อนไขการออกแบบจากหัวข้อที่ 3.2 ในการหาค่า V_{CC} และ R_{out}

- ทดสอบในกรณีที่ใช้รอยต่อพีเอ็นอนุกรม 1 รอยต่อ

ทำการทดลองการทำงานกับวงจรรูปที่ 4.23(ก) ปรับความต้านทาน R_{out} ให้กระแส $I_D \approx I_{DZ} \approx 20mA$ ในการทดลองนี้ค่า R_{out} ที่ได้มีค่าประมาณ 176Ω โดยผลที่ได้จากการวัดจริงจากมัลติมิเตอร์เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice จะได้ดังรูปที่ 4.25[18]

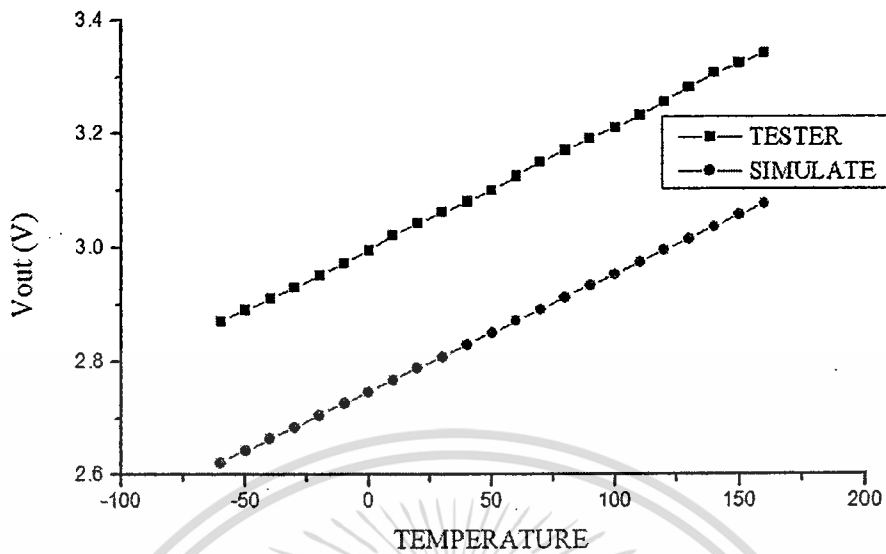


รูปที่ 4.25 ผลการวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4.23(ก)

จากรูปที่ 4.25 ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $0.61mV/^{\circ}C$ เริ่มต้นแรงดันเอาต์พุตที่ 3.658 โวลต์ ที่อุณหภูมิ $-60^{\circ}C$ เมื่อเปรียบเทียบผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ กับวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8 จะมีค่าความไวสูงขึ้นอยู่ประมาณ 5.54 เท่า

- ทดสอบในกรณีที่ใช้รอยต่อพีเอ็นอนุกรม 2 รอยต่อ

ทำการทดลองการทำงานกับวงจรรูปที่ 4.23(ข) และปรับความต้านทาน R_{out} ให้กระแส $I_D \approx I_{DZ} \approx 20mA$ ในการทดลองนี้ค่า R_{out} ที่ได้มีค่าประมาณ 139Ω โดยผลที่ได้จากการวัดจริงที่ได้จากมัลติมิเตอร์เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice จะได้ดังรูปที่ 4.28[18]



องศาเซลเซียส °C

รูปที่ 4.26 ผลการวัดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4.23(ข)

จากรูปที่ 4.26 ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $2.04 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ เริ่มต้นแรงดันเอาต์พุตที่ 2.87 โวลต์ ที่อุณหภูมิ -60°C เมื่อเปรียบเทียบกับผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ กับวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8 จะมีค่าความไวสูงขึ้นอยู่ประมาณ 18.54 เท่า

โดยผลลัพธ์ที่ได้คือแรงดันเอาต์พุตที่มีขนาดใหญ่เพียงพอโดยไม่ต้องต่อวงจรขยายเหมือนที่ผ่านมา[7] มีความเป็นเชิงเส้นสูงชันในการทำงานในช่วงอุณหภูมิระหว่าง -60°C ถึง 160°C ซึ่งมีขนาดกว้างกว่าวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8

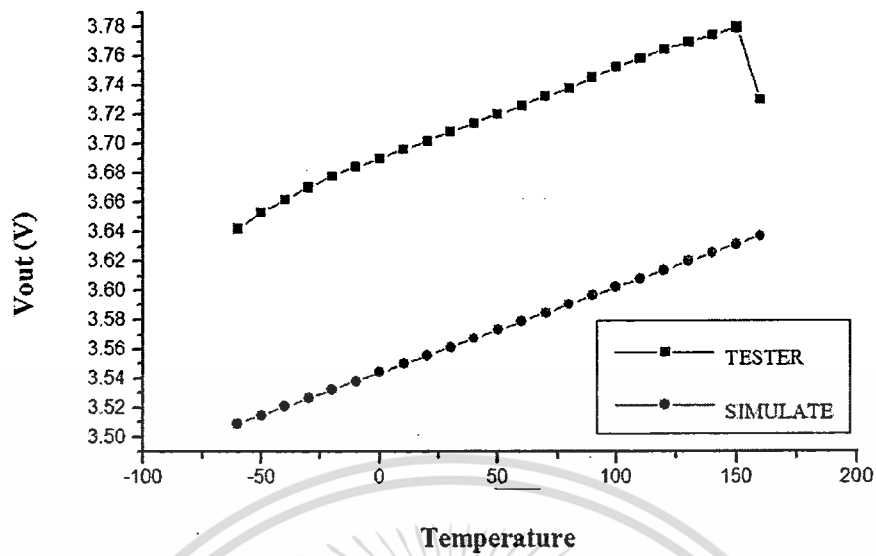
จากผลการทดลองที่ได้ทำให้ทราบว่าข้อจำกัดของย่านการทำงานและความไม่เป็นเชิงเส้นเกิดจากผลพารามิเตอร์ของ R_{out} และ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 เป็นสำคัญ

4.2.3 การวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิต่อวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดเมื่อปรับระดับฟังก์ทลายของรอยต่อซีเนอร์ตั้งแต่ 4.3 ถึง 5.1 โวลต์

วงจรทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.23(ก) และใช้เงื่อนไขการออกแบบจากหัวข้อที่ 3.1.2 ในการหาค่า V_{CC} และ R_{out}

- ทดสอบในกรณีที่ $V_Z = 4.3\text{V}$

กำหนดให้ V_{CC} มีค่าประมาณ 6 โวลต์และความต้านทาน $R_{out} = 170\Omega$ เพื่อให้กระแส $I_D \approx I_{DZ} \approx 20\text{mA}$ โดยผลที่ได้จากการวัดจริงจากมัลติมิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.27



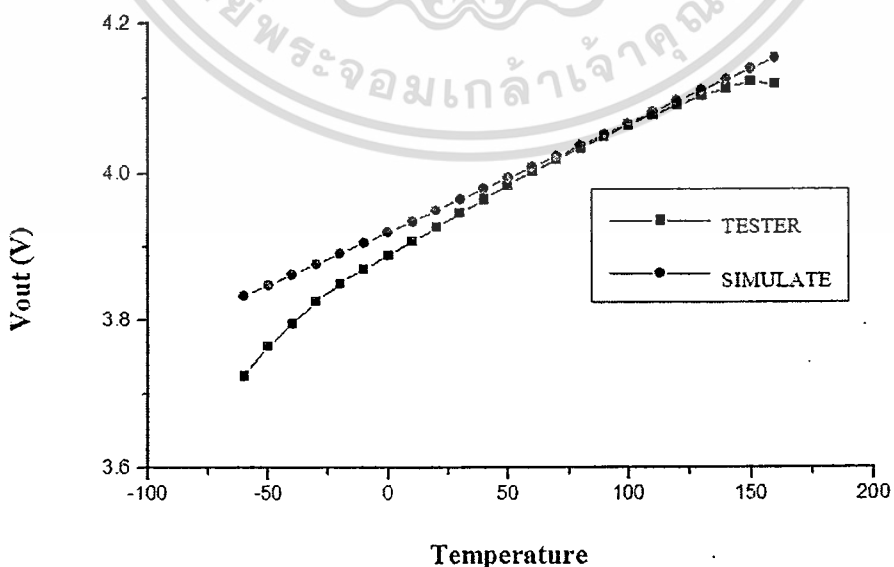
องศาเซลเซียส $^{\circ}\text{C}$

รูปที่ 4.27 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.23(ก) กรณี $V_{Z1} = 4.3\text{V}$

จากรูปที่ 4.27 ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $0.65\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ เริ่มต้นแรงดันเอาต์พุตที่ 3.642 โวลต์ ที่อุณหภูมิ -60°C เมื่อเปรียบเทียบผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ กับวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8 จะมีค่าความไวสูงขึ้นอยู่ประมาณ 7.2 เท่า

- ทดสอบในกรณีที่ $V_Z = 4.7\text{V}$

กำหนดให้ V_{CC} มีค่าประมาณ 6.5 โวลต์ และความต้านทาน $R_{out} = 178\Omega$ เพื่อให้กระแส $I_D \approx I_{DZ} \approx 20\text{mA}$ โดยผลที่ได้จากการวัดจริงจากมัลติมิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.28



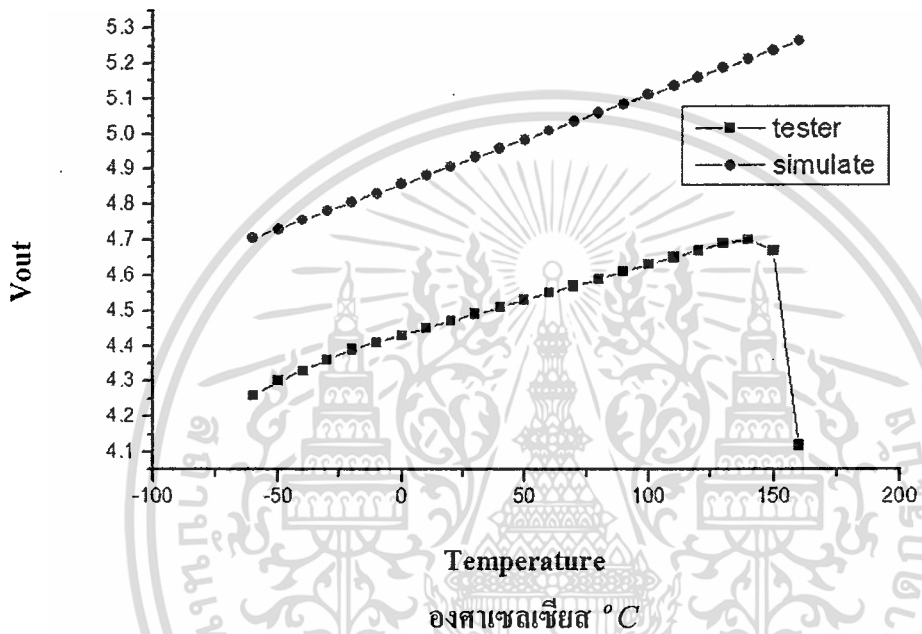
องศาเซลเซียส $^{\circ}\text{C}$

รูปที่ 4.28 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.23(ก) กรณี $V_{Z2} = 4.7\text{V}$

จากรูปที่ 4.28 ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $1.9 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ เริ่มต้นแรงดันเอาต์พุตที่ 3.725 โวลต์ ที่อุณหภูมิ -60°C เมื่อเปรียบเทียบผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ กับวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8 จะมีค่าความไวสูงขึ้นอยู่ประมาณ 21.11 เท่า

- ทดสอบในกรณีที่ $V_Z = 5.1\text{V}$

กำหนดให้ V_{CC} มีค่าประมาณ 6.9 โวลต์ และความต้านทาน $R_{out} = 210 \Omega$ เพื่อให้กระแส $I_D \approx I_{DZ} \approx 20\text{mA}$ โดยผลที่ได้จากการวัดจริงจากมัลติมิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.23(ก) กรณี $V_{Z3} = 5.1\text{V}$

จากรูปที่ 4.29 ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $2.3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ เริ่มต้นแรงดันเอาต์พุตที่ 4.21 โวลต์ ที่อุณหภูมิ -60°C เมื่อเปรียบเทียบผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ กับวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8 จะมีค่าความไวสูงขึ้นอยู่ประมาณ 25.5 เท่า

โดยผลลัพธ์ที่ได้คือแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีขนาดใหญ่เพียงพอโดยไม่ต้องต่อวงจรขยายเหมือนที่ผ่านมา ย่านในการทำงานอยู่ช่วงอุณหภูมิระหว่าง -60°C ถึง -150°C ซึ่งมีขนาดเท่ากับวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} ในหัวข้อที่ 4.1.8

จากผลการทดลองที่ได้ทำให้ทราบว่าข้อจำกัดของย่านการทำงานรวมถึงความไม่เป็นเชิงเส้นเกิดจากผลพารามิเตอร์ของ R_{out} และ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 เป็นสำคัญ ดังนั้นวงจรนี้จึงเหมาะที่จะทำงานในช่วงอุณหภูมิระหว่าง -20°C ถึง -150°C เพราะมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและหากต้องการเอกสารให้วงจรนี้มีความเป็นเชิงเส้นและย่านการทำงานที่กว้างขึ้น สามารถทำได้โดยหาพารามิเตอร์ที่ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานในย่านการทำงานที่กว้าง รวมทั้งความต้านทานที่ใช้มีคุณสมบัติไม่ขึ้นกับอุณหภูมิหรือมีความเป็นเชิงเส้นตลอดย่านการทำงาน

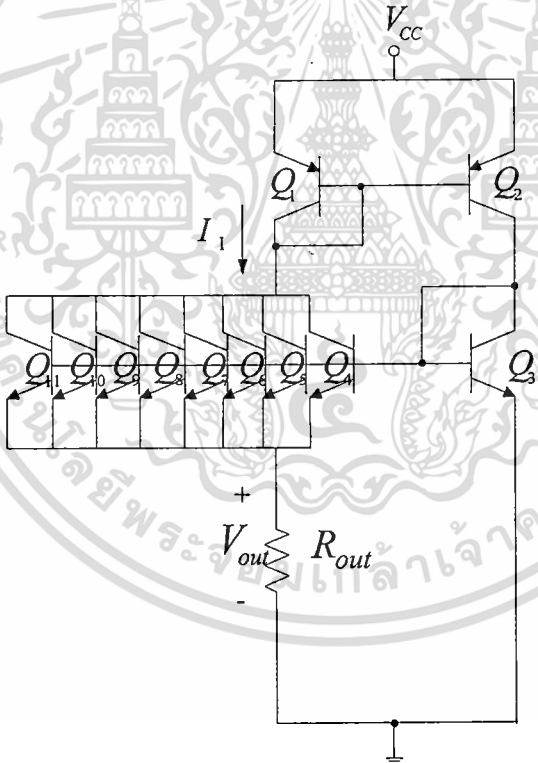
4.3 การศึกษาผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อวงจร PTAT โดยการเพิ่มขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า

การศึกษาในหัวข้อที่ 4.3 ต้องการนำเสนอตัวอย่างหนึ่งที่ได้ทำการวิเคราะห์แล้ว[7]โดยนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.3) มาสร้างวงจร PTAT โดยการเพิ่มขนาดของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า เพื่อมุ่งเน้นให้เห็นการพัฒนาวงจร PTAT ในการนำมาเป็นอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ

$$V_R = \frac{kT}{e} \ln 8$$

(4.3)

โดยความสัมพันธ์ของสมการที่(4.3) ทำให้เกิดรูปแบบของวงจรดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 วงจร PTAT โดยเพิ่มขนาดของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า

สามารถพิสูจน์ V_R หรือ V_{out} ได้ดังสมการที่ (4.4)

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_2}{I_{S3}} \times \frac{I_{S4} + I_{S5} + \dots + I_{S11}}{I_1} \right)$$

(4.4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดเงื่อนไขในการออกแบบให้ $I_1 = I_2$ และ $I_S = I_{S3,S4,\dots,S11}$ แทนในสมการที่ (4.4) จะได้ดังสมการที่ (4.5)

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln(8) \quad (4.5)$$

เมื่อนำสมการที่ (4.5) มาสร้างเป็นความสัมพันธ์ของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จะได้ดังสมการที่ (4.6)

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta T} = \frac{k}{q} \ln(8) \quad (4.6)$$

และมีผลตอบสนองต่ออุณหภูมิประมาณ 2 เท่าเมื่อเปรียบกับวงจร PTAT แบบปกติ โดยงานวิจัยนี้ได้นำวงจรรูปที่ 4.30 มาทำการวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของวงจร PTAT โดยการเพิ่มพื้นที่อิมิตเตอร์เป็น 8 เท่าทดสอบระหว่างผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Pspice และการวัดจริง ทำการเปรียบเทียบเพื่อให้เห็นถึงข้อจำกัดและการพัฒนาใหม่ให้ดีขึ้น

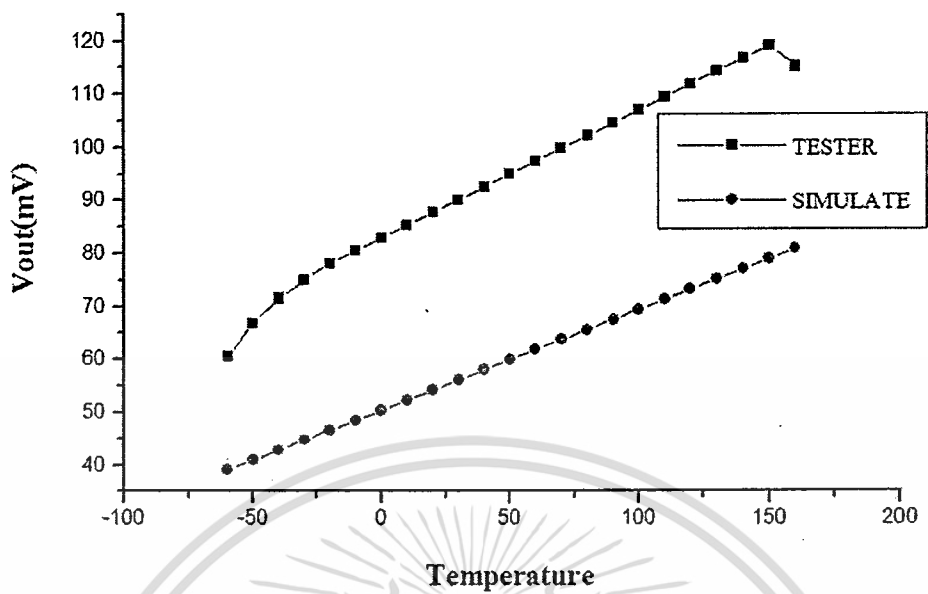
- วิธีการสร้างวงจรวงจร PTAT โดยการเพิ่มขนาดของพื้นที่อิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า

จากรูปที่ 4.30 นำมาสร้างเป็นวงจรต้นแบบดังรูปที่ 4.31 โดยกำหนดให้ Q_1 และ Q_2 ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 และ $Q_3, Q_4, \dots, Q_{11}$ ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด NPN เบอร์ 2N3904 มีแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{CC} = 2.5$ โวลต์และ $R_{out} = 100\Omega$ โดยนำมาทดสอบกับชุดทดสอบวงจรวัดอุณหภูมิ PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดในหัวข้อที่ 3.3



รูปที่ 4.31 วงจร PTAT โดยเพิ่มขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่าที่พร้อมจะทดสอบจริง

- ผลการเปรียบเทียบ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ระหว่างการจำลองการทำงานและการวัดจริงของวงจรเอกสวงจร PTAT โดยเพิ่มขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์ 8 เท่าที่ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ โดยผลที่ได้จากการวัดจริงจากอิมิตเตอร์และการจำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 4.32 ไปใช้



องศาเซลเซียส $^{\circ}C$

รูปที่ 4.32 ผลการวัดผลตอบสนองต่ออุณหภูมิที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมในรูปที่ 4.31

จากรูปที่ 4.32 ผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่วัดได้มีค่าประมาณ $0.28 \text{ mV}/^{\circ}C$ ในช่วงอุณหภูมิระหว่าง $-60^{\circ}C$ ถึง $-150^{\circ}C$ เริ่มต้นแรงดันเอาต์พุตที่ 60 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิ $-60^{\circ}C$

ซึ่งจากผลการทดลองนี้ทำให้เห็นถึงแรงดันเอาต์พุตที่มีขนาดเล็ก และย่านการทำงานที่แคบ วงจรนี้สามารถทำงานได้ดีในช่วงอุณหภูมิระหว่าง $-20^{\circ}C$ ถึง $150^{\circ}C$ จุดเด่นของวงจรนี้คือมีความเป็นเชิงเส้น และใช้แหล่งจ่ายแรงดันเพียง 2.5 โวลต์ ทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้ แต่ข้อจำกัดคือผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีความไวต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่นำเสนอในหัวข้อที่ 4.2

4.4 วิเคราะห์ผลการทดลอง

ในหัวข้อที่ 4.4 เป็นการนำผลการจำลองการทำงานและการทดลองในหัวข้อที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 เพื่อมาเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลของ $\Delta V / \Delta T$

โดยจะแบ่งออกเป็น 4 ส่วนหลัก คือ การเปรียบเทียบผล $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละอุปกรณ์ การทดสอบเฉพาะผลของอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรม 1 หรือ 2 รอยต่อกับวงจร PTAT โดยวงจร PTAT และความต้านทาน R_{out} จะถูกวางอยู่ภายนอกกรอบทดสอบ การทดสอบผลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด โดยทำการปรับระดับ V_Z ของรอยต่อซีเนอร์ตั้งแต่ 4.3 ถึง 5.1 โวลต์ โดยวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอดจะถูกวางอยู่ภายในระบบทดสอบ การทดสอบวงจร PTAT โดยเพิ่มขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์ 8 เท่าและหัวข้อสุดท้ายเป็นการสรุปผล $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละวงจร เริ่มต้นจากวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out} วงจร PTAT โดย

การเพิ่มอัตราส่วนพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า และวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ที่ให้ $\Delta V / \Delta T$ มีค่าสูงสุด ซึ่งเป็นหัวข้อหลักสำหรับงานวิจัยครั้งนี้

4.4.1 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตราการผลิตแรงดันต่ออุณหภูมิของแต่ละชนิดของอุปกรณ์

นำผลจากตารางที่ 4.1 และตารางที่ 4.3 มาทำการเปรียบเทียบผลแสดงดังตารางที่ 4.5 โดยผลที่ได้มีความผิดพลาดสูงสุดคือ Z2 เนื่องจากผลการจำลองการทำงานที่ได้มาค่าเป็นลบแตกต่างจากผลการวัดที่มีค่าเป็นบวก

ตารางที่ 4.5 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของซีเนอร์ ไคโอโดเบอร์ 1N5229 ถึง 1N5231

Zn	เบอร์	V_z	$\Delta V_z / \Delta T$ (mV/°C)	
			ผลการจำลองการทำงาน	ผลการวัด
Z1	1N5229	4.3V	-0.98	-0.83
Z2	1N5230	4.7V	-0.116	0.71
Z3	1N5231	5.1V	0.92	0.92

ซึ่งเมื่อนำค่าที่ได้มาทำการศึกษาในส่วนของทฤษฎีผลของรอยต่อซีเนอร์ในหัวข้อที่ 2.3 พบว่ากรณีที่ $V_z = 4.7V$ มีโอกาสที่จะเกิดได้ทั้งปรากฏการณ์ทันเนล คือ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นแรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไคโอโดจะลดลง และ ปรากฏการณ์การพังทลายแบบอะวาลันซ์คือ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นแรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไคโอโดจะเพิ่มขึ้น ดังนั้นในส่วนของงานวิจัยนี้ยึดผลการทดลองเป็นหลัก จึงสรุปได้ว่าในกรณีที่ใช้ซีเนอร์ไคโอโดแบบจ่ายกระแสย้อนกลับ ที่มีแรงดันพังทลายตั้งแต่ 4.7 โวลต์ เป็นต้นไปหรือใช้ซีเนอร์ไคโอโดเบอร์ 1N5230 เป็นต้นไป มีโอกาสพบปรากฏการณ์พังทลายแบบอะวาลันซ์ได้มากกว่าปรากฏการณ์ทันเนล และจากผลของ Z2 ที่ได้ ทำให้ผู้วิจัยจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงการนำมาใช้โดยเฉพาะการทดสอบกับวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรม 1 หรือ 2 ในหัวข้อที่ 4.2.2 เพราะผลที่ได้จะไม่สอดคล้องกับการจำลองการทำงาน เป็นผลให้ในการสรุปผลการทดลองอาจเกิดความคลาดเคลื่อนได้

ในการทดลองที่ได้ในตารางที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าในการทดลองจริง รอยต่อซีเนอร์ให้ผลตอบสนอง $\Delta V_D / \Delta T$ เป็นเชิงเส้นและทำงานได้ดีในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่ $-60^{\circ}C$ ถึง $-160^{\circ}C$

นำผลของตารางที่ 4.2 และที่ 4.4 มาทำการเปรียบเทียบผลแสดงดังตารางที่ 4.6 เมื่อนำผลที่ได้มาหาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน มีค่ามากที่สุดอยู่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าประมาณ 13% ความผิดพลาดสูงสุดที่ $n = 3$ ทั้งนี้ในความเป็นจริงอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงบ่อย และต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ หรือ 1N4152 ไม่สามารถระบุให้พารามิเตอร์ของรอยต่อพี-เอ็น ที่ $n = 1, 2, 3$ และ 4 มีค่าเหมือนกัน

หมดได้ ส่งผลให้เมื่อนำรอยต่อทั้ง 4 มาอนุกรม จาก $n = 1, 2, 3$ และ 4 ย่อมมีความคลาดเคลื่อนได้ เมื่อนำผลการวัดที่ได้แทนในสมการที่ 4.1ค่า $\Delta V_D / \Delta T = (4)(-1.4mV / ^\circ C) = 5.6mV / ^\circ C$ ซึ่งมีผลตรงกับการวัดและด้วยเหตุผลนี้เองจึงนำผลดังกล่าวมาใช้ในการพัฒนาการออกแบบในหัวข้อที่ 4.2.2

ตารางที่ 4.6 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมตั้งแต่ 1 ถึง 4

N	$\Delta V_D / \Delta T (mV)$	
	ผลการจำลองการทำงาน	ผลการวัด
1	-1.5	-1.4
2	-3.0	-2.7
3	-4.51	-3.9
4	-6.05	-5.6

ในผลการทดลองที่ได้ในตารางที่ 4.6 แสดงให้เห็นว่าในการทดลองจริง รอยต่อพี-เอ็นให้ผลตอบสนอง $\Delta V_D / \Delta T$ เป็นเชิงเส้นและทำงานได้ดีในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่ $-60^\circ C$ ถึง $160^\circ C$

นำผลของหัวข้อที่ 4.1.3 และ 4.1.8 มาทำการเปรียบเทียบผลแสดงดังตารางที่ 4.7 เปรียบเห็นความผิดพลาดเปรียบเทียบจากผลการจำลองการทำงานมีค่าประมาณ 22% ซึ่งมีค่าค่อนข้างมาก เป็นผลมาจากอุปกรณ์ในการทดลองเช่น ผล β ของทรานซิสเตอร์ของแต่ละตัวไม่เท่ากัน การส่งผ่านความร้อนระหว่างอุปกรณ์ที่ไม่เท่ากัน เป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านไม่เท่ากัน และผลจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่ส่งผลต่อค่าความต้านทาน ทำให้ค่าที่อุณหภูมิตั้งแต่ $-60^\circ C$ ถึง $-20^\circ C$ มีค่าความชันเกิดขึ้นค่าหนึ่ง ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงโดยเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิ หรือ $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีค่าต่างกันมาก

ตารางที่ 4.7 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}

วงจร PTAT อนุกรมกับ R_{out}	$\Delta V_{out} / \Delta T (mV)$	
	ผลการจำลองการทำงาน	ผลการวัด
	0.09mV	0.11mV

ผลการทดลองที่ได้ในตารางที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่า $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีความเป็นเชิงเส้นและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าทำงานได้ดีในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่ $-20^\circ C$ ถึง $150^\circ C$ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตราการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ $n = 1$ และ 2

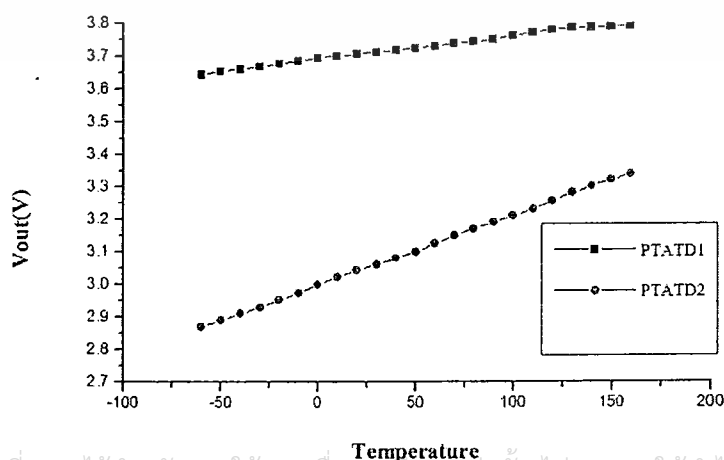
จากผลการทดลองที่ได้ในหัวข้อที่ 4.2.2 เมื่อนำผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ มาเปรียบเทียบในกรณีที่ รอยต่อพี-เอ็นอนุกรม 2 รอยต่อ หรือ PTATD 2 จะให้ผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ มากกว่าวงจรที่ใช้รอยต่อพี-เอ็น 1 รอยต่อเดิม หรือ PTATD1 ประมาณ 3.3 เท่า แต่ระดับแรงดันเอาต์พุตมีขนาดลดลงดังรูปที่ 4.33 และสามารถพิสูจน์ได้จากสมการที่ 3.38 ที่ว่า

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln 2 - n \frac{kT_D}{q} \ln \frac{I_D}{I_{SD}} + V_Z T$$

ดังนั้นหากพิจารณา n เพียงอย่างเดียวจะทำให้เห็นว่าเมื่อ n มีค่ามากขึ้นย่อมส่งผลให้ V_{out} ลดลง เมื่อพิจารณาในกรณีที่รอยต่อซีเนอร์ใดโอดเป็นเบอร์เดียวกัน ใช้โครงสร้างของวงจร PTAT เหมือนกัน

และจากผลการวัดเฉพาะรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นให้อยู่ภายในเครื่องควบคุมอุณหภูมิบรรยากาศเดียวกัน ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิส่งผลสำหรับรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ในรูปที่ 4.23 โดยแหล่งจ่ายกระแสที่อยู่ในรูป 4.23 นั้นจะมีอุณหภูมิคงที่ที่อุณหภูมิห้องตลอดการทดสอบ ผลการตอบสนองต่ออุณหภูมิที่ได้ในรูปที่ 4.35 จึงมีความเป็นเชิงเส้นสูง และย่านการทำงานอยู่ที่อุณหภูมิระหว่าง -60°C ถึง 160°C ซึ่งผลการทดลองดังกล่าวทำให้เห็นว่าตัวพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความไม่เป็นเชิงเส้นและย่านการทำงานของอุณหภูมิลดลงเกิดจากผลจากอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร เช่น ทรานซิสเตอร์ และชนิดของความต้านทานเป็นปัจจัยสำคัญ

โดยผลจากตารางที่ 4.8 ทำให้เห็นว่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบจากผลการจำลองการทำงานมีค่าน้อยมาก หรือสูงสุดอยู่ที่ 4.2%



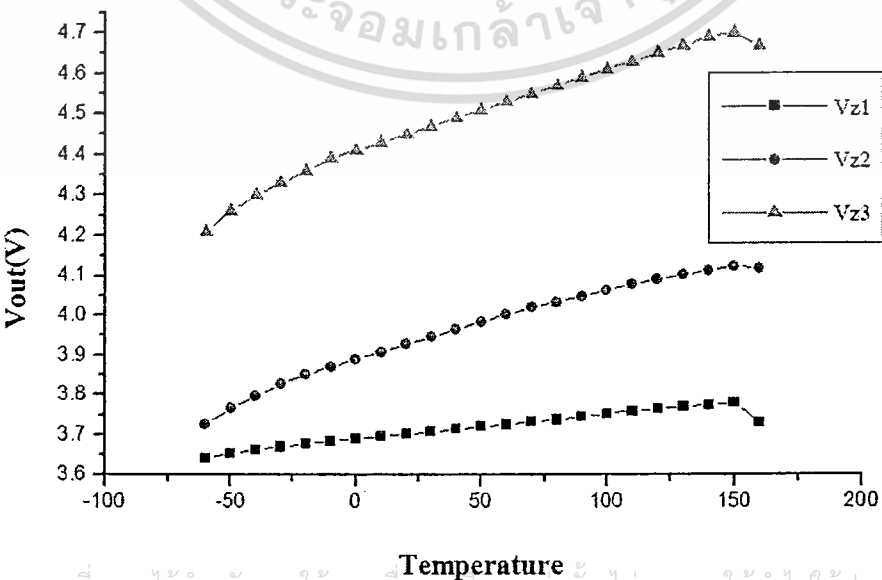
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 อกสาเซลเซียส $^{\circ}\text{C}$
 ไม่ว่าการใดข้างต้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 รูปที่ 4.33 ผลการเปรียบเทียบการวัดผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ระหว่างรูปที่ 4.23(ก) และ 4.23(ข)

ตารางที่ 4.8 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n ที่ใช้รอยต่อกำหนดให้ $n = 1$ และ 2

N	$\Delta V_{out} / \Delta T$ (mV)	
	ผลการจำลองการทำงาน	ผลการวัด
1	0.61	0.61
2	2.13	2.04

4.4.3 การเปรียบเทียบผลระหว่างการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตราการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิของวงจร PTAT ที่มีซีเนอร์ไดโอด เมื่อปรับระดับแรงดันพียงทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์

จากการทดลองที่ได้ในหัวข้อที่ 4.2.3 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของ $V_{Z1} = 4.3V$ มาเปรียบเทียบผลเมื่อปรับระดับพียงทลายที่ $V_{Z2} = 4.7V$ และ $V_{Z3} = 5.1V$ จะให้ $\Delta V_{out} / \Delta T$ มากกว่า V_{Z1} ประมาณ 2.93 และ 3.5 เท่าตามลำดับ ซึ่งจากผลที่ได้ทำให้เห็นว่าในกรณีจะระดับ V_Z มีค่ามากขึ้นย่อมส่งผลให้ $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีค่ามากขึ้นตามไปด้วยดังตารางที่ 4.9 แต่ข้อด้อยของวงจรนี้คือต้องการแหล่งจ่ายแรงดันที่มากขึ้น จากเงื่อนไขการออกแบบในหัวข้อที่ 3.1.2 ผลของแหล่งจ่ายแรงดันที่มากขึ้นย่อมทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานภายในวงจรที่มากขึ้น ดังนั้นผู้ออกแบบที่จะนำไปใช้จึงต้องคำนึงถึงผลของการสูญเสียที่จะเกิดขึ้นด้วยและในการทดสอบนี้ได้ทำการทดสอบโดยกำหนดให้บรรยากาศเดียวกันทั้งหมด ทำให้งานการทำงานถูกจำกัดดังรูปที่ 4.34



รูปที่ 4.34 ผลการเปรียบเทียบการวัดผลของ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของวงจร PTAT ขณะปรับระดับแรงดันพียงทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์

โดยผลจากตารางที่ 4.9 ทำให้เห็นว่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบจากการจำลองการทำงานมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 29.5% เนื่องจากผลของปรากฏการณ์อะวาลันซ์และทันเนลไม่ตรงกันของ $V_Z = 4.7V$

ตารางที่ 4.9 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT ขณะปรับระดับแรงดันฟังกทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์

V_{Zn}	$\Delta V_{out} / \Delta T \text{ (mV)}$	
	ผลการจำลองการทำงาน	ผลการวัด
V_{Z1}	0.61	0.65
V_{Z2}	1.47	1.9
V_{Z3}	2.5	2.3

4.4.4 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการวัดจริงของอัตรา
การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิของแต่ละวงจร

จากผลการทดลองที่ได้ในหัวข้อที่ 4.1.8, 4.2.3 และ 4.3 เมื่อนำมาเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตต่ออุณหภูมิ หรือ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ที่ได้ ผลปรากฏว่าวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์กับรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อ ในหัวข้อที่ 4.2.3 มีค่า $\Delta V_{out} / \Delta T$ มากกว่าวงจร 4.22 เดิมอยู่ 20.9 เท่า และยังคงความเป็นเชิงเส้นที่เป็นลักษณะเด่นของวงจร PTAT เช่นเดียวกับวงจรในหัวข้อที่ 4.1.7 และ 4.3.2 แต่ข้อจำกัดของหัวข้อที่ 4.2.3 คือใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่สูงกว่าเดิมถึง 2.4 เท่า หรือใช้พลังงานภายในวงจรประมาณ $40mA \times 6V = 240mW$ ที่อุณหภูมิห้องซึ่งผลที่ได้มีค่ามากกว่าวงจรในหัวข้อที่ 4.1.8 และ 4.3 หลายเท่าตัว

และจากความสัมพันธ์นี้เองเมื่อนำผลของหัวข้อที่ 4.17 และ 4.3 มาทำการเปรียบเทียบ ผลหลังจากเพิ่มอัตราส่วนระหว่างพื้นที่ของอิมิตเตอร์เป็น 8 เท่า ผลที่ได้คือ $\Delta V_{out} / \Delta T$ มีค่ามากกว่าเดิม 2.52 เท่า หากทำการพิจารณาเพื่อหาอัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่าง V_{out} ในหัวข้อที่ 4.3 และ 4.1.8 จะได้ว่า

$$\frac{V_{out(4.2.3)}}{V_{out(4.1.7)}} = \frac{kT/q \ln 8}{kT/q \ln 2} = \frac{\ln 8}{\ln 2} = 3$$

เมื่อกำหนดให้ $I_1 = I_2$ และ $I_S = I_{S3,S4,...,S11}$ และอยู่ในบรรยากาศและเงื่อนไขเดียวกันทั้งหมด

ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณจะนำไปใช้ในการหาความหนาจะเป็นที่เกิเกิดขึ้น เนื่องจากใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ภายใต้การกำกับดูแลของสำนักงานคณะกรรมการการศึกษาขั้นพื้นฐาน การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ล้วนแล้วแต่ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.10

ตารางที่ 4.10 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานและการทดสอบจริงของวงจร PTAT ของแต่ละวงจร

หัวข้อที่	$\Delta V_D / \Delta T \text{ (mV)}$	
	ผลการจำลองการทำงาน	ผลการวัด
4.1.8	0.09	0.1
4.2.3	2.5	2.3
4.3	0.19	0.28

4.4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าการจำลองการทำงานของแรงดันต่ออุณหภูมิกับสมการที่ 3.39

ทำการเปรียบเทียบผลระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงานและการวัดจริงกับ ผลรวมของสมการที่ 3.39 ที่ว่า

$$\frac{\Delta V}{\Delta T}\bigg|_{(out)} = \left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\bigg|_{(PTAT)} + \frac{\Delta V}{\Delta T}\bigg|_{(Zener)} \right) - n \left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\bigg|_{(P-N)} \right)$$

(3.39)

เพื่อพิสูจน์ว่าสมการที่ 3.39 ใช้ได้จริง โดยกำหนดให้ผลของ PTAT นำมาจากตารางที่ 4.7 ผลของ Zener นำมาจากตารางที่ 4.5 และ ผลของ P-N นำมาจากตารางที่ 4.6 โดยผลที่ได้นำมา แทนในตารางที่ 4.11 ถึง 4.14

พิจารณาในส่วนของการจำลองการทำงาน นำผล $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละอุปกรณ์มาแทนใน ความสัมพันธ์ของสมการที่ 3.39 ผลจากการคำนวณแสดงในตารางที่ 4.11 และตารางที่ 4.12 เมื่อ นำมาเปรียบเทียบกับ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากผลการจำลองการทำงานในตารางที่ 4.8 และตารางที่ 4.9 ผล ของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากวงจรที่กำหนดในตารางที่ 4.11 และ 4.12 จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 0.94% ซึ่งจัดได้ว่ามีค่าน้อยมาก

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าโปรแกรม PSpice ใช้หลักการเดียวกับสมการที่ 3.39 ในการหา ผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ n = 1 และ 2 รวมถึงวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ขณะปรับระดับแรงดันพังทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์ ดังแสดงในตารางที่ 4.11 และ 4.12

ตารางที่ 4.11 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการจำลองการทำงานโดยใช้เงื่อนไขของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ n = 1 และ 2

N	$\Delta V / \Delta T \text{ (mV/}^{\circ}\text{C)}$				
	ผลจากการคำนวณ	ผลการจำลองการทำงาน			
	V_{out}	ผลตารางที่ 4.8	PTAT	Zener	P-N
1	0.61	0.61	0.09	-0.98	-1.5
2	2.11	2.13	0.09	-0.98	-3.0

หมายเหตุ ผลจากตารางที่ 4.8 คือผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงาน และ n คือจำนวนรอยต่อพี-เอ็น

ตารางที่ 4.12 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการจำลองการทำงานโดยใช้เงื่อนไขของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ขณะปรับระดับแรงดันพังทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์

V_{Zn}	$\Delta V / \Delta T \text{ (mV/}^{\circ}\text{C)}$				
	ผลคำนวณสมการ3.39	ผลการจำลองการทำงาน			
	V_{out}	ผลตารางที่ 4.9	PTAT	Zener	P-N
1	0.61	0.61	0.09	-0.98	-1.5
2	1.47	1.47	0.09	-0.116	-1.5
3	2.51	2.5	0.09	-0.92	-1.5

หมายเหตุ ผลจากตารางที่ 4.9 คือผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงาน และ n คือจำนวนของลำดับของซีเนอร์ไดโอด เช่น $V_{Z1}=4.3$ โวลต์ ดูในผลตอบสนองอุณหภูมิรูปที่ 4.36

พิจารณาในส่วนของการทดลอง นำผลการวัด $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละอุปกรณ์มาแทนในความสัมพันธ์ของสมการที่ 3.39 ผลจากการคำนวณแสดงในตารางที่ 4.13 เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการวัดในตารางที่ 4.8 ผลของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากวงจรที่กำหนดในตารางที่ 4.13 จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 11.5 % ซึ่งผลที่ได้เกิดจากค่าเฉลี่ย $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละอุปกรณ์ ทำให้ผลรวมที่ได้เกิดความคลาดเคลื่อน

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าผลรวมของวงจรสามารถใช้หลักการของสมการที่ 3.39 ในการคาดคะเน เพื่อหาผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ ของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อกำหนดให้ n = 1 และ 2 ดังตารางที่ 4.13

ตารางที่ 4.13 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการวัดจริงโดยใช้เงื่อนไขของรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็น อนุกรม n รอยต่อ กำหนดให้ $n=1$ และ 2

n	$\Delta V / \Delta T \text{ (mV/}^{\circ}\text{C)}$				
	ผลคำนวณสมการ3.39	ผลการวัดจริง			
	V_{out}	ผลตารางที่ 4.8	PTAT	Zener	P-N
1	0.68	0.61	0.11	-0.83	-1.4
2	1.98	2.04	0.11	-0.83	-2.7

หมายเหตุ ผลจากตารางที่ 4.8 คือผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงาน และ n คือจำนวนรอยต่อพี-เอ็น

พิจารณาในส่วนของการทดลอง นำผลการวัด $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละอุปกรณ์มาแทนในความสัมพันธ์ของสมการที่ 3.39 ผลจากการคำนวณแสดงในตารางที่ 4.14 เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการวัดในตารางที่ 4.9 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบกับ $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากวงจรที่กำหนดในตารางที่ 4.14 จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 15% ซึ่งผลที่ได้เกิดจากเลืยค่า $\Delta V / \Delta T$ ของแต่ละอุปกรณ์ ทำให้ผลรวมที่ได้เกิดความคลาดเคลื่อน

ตารางที่ 4.14 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการคำนวณในสมการที่ 3.39 และจากการวัดจริงโดยใช้เงื่อนไขของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ขณะปรับระดับแรงดัน พังทลายตั้งแต่ 4.3 โวลต์ ถึง 5.1 โวลต์

V_{Zn}	$\Delta V / \Delta T \text{ (mV/}^{\circ}\text{C)}$				
	ผลคำนวณ	ผลการวัดจริง			
	V_{out}	ผลจากตารางที่13	PTAT	Zener	P-N
1	0.64	0.65	0.09	-0.83	-1.4
2	2.2	1.9	0.09	0.71	-1.4
3	2.41	2.3	0.09	0.92	-1.4

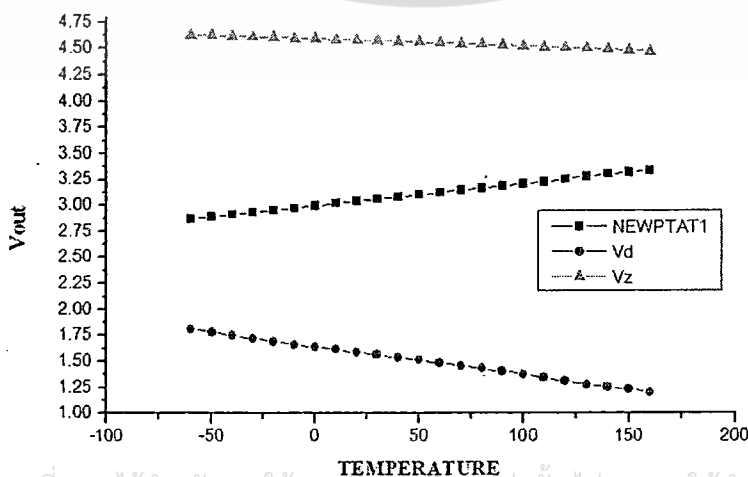
หมายเหตุ ผลจากตารางที่ 4.9 คือผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงาน และ n คือจำนวนของลำดับของซีเนอร์ไดโอด เช่น $V_{Z1}=4.3$ โวลต์ ดูในผลตอบสนองอุณหภูมิรูปที่ 4.36

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอความสัมพันธ์ของอุณหภูมิที่มีผลต่อรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซี-เอ็นอร์มาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพหรือ $\Delta V / \Delta T$ ของวงจร PTAT ให้สูงขึ้น และยังคงความเป็นเชิงเส้นที่เป็นลักษณะเด่นของวงจร PTAT ไว้ได้ ในการวิจัยนี้ได้นำโปรแกรม PSpice มาช่วยในการออกแบบและหาจุดทำงานของวงจร (operating point) รวมถึงหาผลตอบแทนระหว่างแรงดันต่ออุณหภูมิ ($\Delta V / \Delta T$) ของอุปกรณ์และวงจรที่ออกแบบมาเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์วัดอุณหภูมิก่อนที่จะนำมาทดลองจริง โปรแกรมนี้เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับงานวิจัยในครั้งนี้ เนื่องจากมีข้อมูลของอุปกรณ์ (library) ที่ใช้ในการทดสอบทั้งหมดและเมื่อนำมาทดสอบกับผลการวัดจริง ผลที่ได้มีความใกล้เคียงกัน ทำให้ง่ายต่อการคาดคะเนผลที่จะเกิดขึ้น รวมถึงช่วยในการพิสูจน์ความสัมพันธ์ของสมการที่เกิดขึ้นภายในวงจรได้

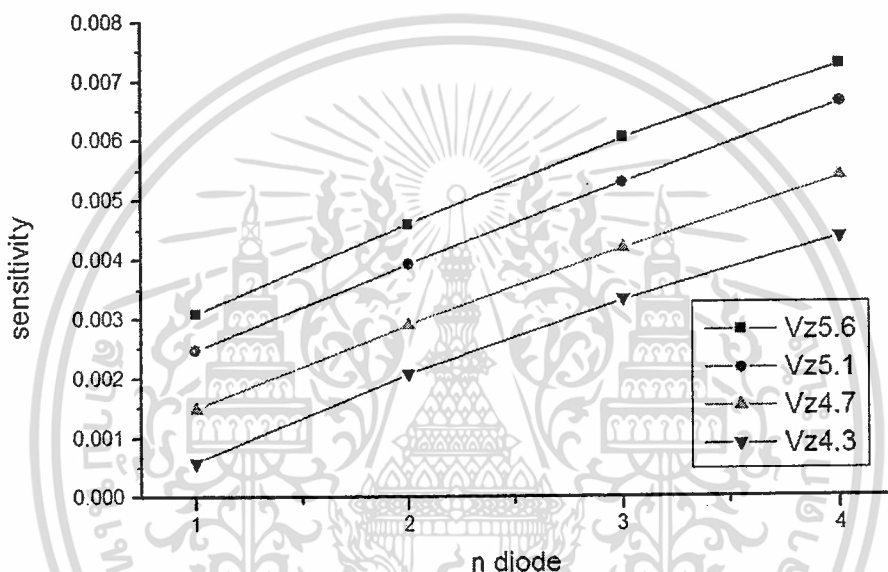
งานวิจัยนี้ได้นำวงจรรอยต่อพี-เอ็น รอยต่อซี-เอ็นอร์ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และตัวต้านทานมาทำการทดลองจริงผ่านเครื่องทดสอบคุณสมบัติที่ขึ้นกับอุณหภูมิ ผลที่ได้จากการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลของการจำลองการทำงานอยู่มาก ทำให้เชื่อได้ว่าเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติที่ขึ้นกับอุณหภูมิสามารถใช้ทดสอบได้จริง และจากผลการทดสอบดังกล่าวทำให้เห็นผลของอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อซี-เอ็นอร์ทั้งปรากฏการณ์แบบทันเนล (Tunneling) และ อะวาลันช์ (Avalanche) ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าในกรณีที่จ่ายกระแสย้อนกลับผ่านรอยต่อซี-เอ็นอร์ที่มีแรงดันพังทลายตั้งแต่ 4.7 V ขึ้นไปมีโอกาสจะพบอะวาลันช์ได้มากกว่าปรากฏการณ์ทันเนล และเมื่อนำความสัมพันธ์ของ $\Delta V / \Delta T$ ระหว่างแรงดันตกคร่อมรอยต่อพี-เอ็นและซี-เอ็นอร์ มาสร้างเป็นผลตอบแทนเพื่อหาผลรวม (NEWPTAT1) โดยละเลยการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีต่อรอยต่อภายในทรานซิสเตอร์ของวงจร PTAT จะได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ผลเปรียบเทียบระหว่าง $\Delta V / \Delta T$ ของรอยต่อพี-เอ็น (V_d) และรอยต่อซี-เอ็นอร์ (V_z) และ

Vout (Newptat1)

จากรูปที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าถ้ากำหนดให้ V_d มี $\Delta V / \Delta T$ เป็นค่าหนึ่ง และทำการปรับ $\Delta V / \Delta T$ ของรอยต่อซีเนอร์ให้ชันน้อยลงจะเป็นผลให้ V_{out} หรือ NEW PTAT 1 มีค่า $\Delta V_{out} / \Delta T$ มากขึ้นดังนั้นจึงสรุปได้ว่าหากต้องการ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ให้สูงขึ้นควรใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีแรงดันพังทลายสูงๆและถ้าหากสูงเกิน 4.7V จะเกิดปรากฏการณ์แบบอะวาลันซ์ผลของ V_z จะแปรตามอุณหภูมิ ดังนั้น $\Delta V_{out} / \Delta T$ จะมีค่าสูงตามไปด้วย และในทำนองเดียวกันถ้ากำหนดให้ V_z เป็นค่าหนึ่งและทำการปรับ $\Delta V / \Delta T$ ของรอยต่อซีเนอร์ให้ชันมากขึ้น หรือต่ออนุกรมรอยต่อพี-เอ็นเข้าไป n ตัวก็จะทำให้ $\Delta V_{out} / \Delta T$ ให้สูงขึ้นเป็นลำดับดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 5.2 ผล $\Delta V_{out} / \Delta T$ จากการจำลองการทำงานที่อนุกรมรอยต่อพี-เอ็น โดยที่ $n=1, 2, \dots, 4$ และการปรับระดับแรงดันพังทลายจาก 4.3 โวลต์ ถึง 5.2 โวลต์

วิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้เป็นเทคนิคหนึ่งเท่านั้นที่ช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพ หรือ $\Delta V / \Delta T$ ให้กับวงจร PTAT รวมถึงแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีขนาดใหญ่ทำให้สัญญาณรบกวนมีผลต่อวงจรน้อยแต่ข้อจำกัดของวงจรนี้คือการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีผลกระทบต่อความต้านทาน R_{out} เป็นผลให้ความเป็นเชิงเส้นของวงจรโดยรวมลดลง ผลของการถ่ายเทความร้อนที่ไม่เท่ากันของไบโพลาร์และค่า β ที่ไม่เท่ากันรวมถึงข้อจำกัดของตัวอุปกรณ์เอง ทำให้เกิดย่านการทำงานที่แคบลงกว่าเงื่อนไขในการออกแบบที่ตั้งไว้

ดังนั้นหากต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร PTAT ที่ใช้รอยต่อซีเนอร์ให้ดีขึ้น คือการนำปรากฏการณ์ความแตกต่างของอุณหภูมิของรอยต่อซีเนอร์แบบทันเนลและอะวาลันซ์มาใช้ หรือการเลือกย่านการใช้งานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ให้กว้างขึ้น จะทำให้วงจร PTAT มีประสิทธิภาพและย่านการทำงานที่กว้างขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Slavko Amon, Danilo Vrtacnik, Drago Resnik, Dejan Krizaj, Uros Ajancic, Matej Mozek, **“PTAT sensor Base on SJFETs”**, 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, MEleCon 2000, Vol II, John Wiley & Sons Ltd.
- [2] Julian W. Gardner, **“Microsensors Principles and Applications”**, John Wiley & sun, 1994.
- [3] ศศ. นภัทร วัจนเทพินทร์, **“การจำลองการทำงานวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยโปรแกรม Pspice”**, บริษัทสยามสปอร์ต ซินดิเคท จำกัด, 1 กุมภาพันธ์ 2548
- [4] Michael P. Timko, **“A Two – Terminal IC Temperature transducer”** IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL.SC -11 NO6, DECEMBER 1979
- [5] S.M Sze, **“Physics of Semiconductor Devices”**, 2nd ed., John Wiley & sons, 1981.
- [6] Michael P. Timko, **“Integrated Circuit two Terminal Temperature Transducer”**, United State Patent, 4123689, Oct 31, 1978
- [7] C.R Crowell and S.M Sze, **“Temperature Dependence of Avalanche Multiplication in Semiconductors,”** Appl.phy.Lett., 9, 242 (1966)
- [8] ศศ.ดร. เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล, **“อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ”**, แผนกตำรา คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง., พฤษภาคม 2544
- [9] Donal A. Naman, **“Semiconductor Physics and Device”**, 2nd ed., John Wiley & sons, 1981.
- [10] P.R Gray and R.G Meyer, **“Analysis and Design of Analogue Interated circuit,”** 3th ed John Wiley & Suns, 1993, pp.227-228
- [11] M.J.O stutt, **“Semiconductor and Semiconductor diodes, Academic”**, New York, 1966
- [12] พรศิริ ทรงมลัย เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล เอกราช รัตนอุดมพิสูทธิ์และจักรพงษ์ สุขเดช **“การศึกษารอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีโนอร์ที่มีผลต่ออุณหภูมิโดยใช้วงจร PTAT,”** วิศวสารลาดกระบัง ปีที่ 4 ฉบับที่ 4 เดือน ธันวาคม 2550
- [13] Richard B. FAIR, **“Zener and Avalnache Breakdown in As-Implanted Low-Voltage SI n-p Junctions,”** IEEE Transaction on Electronic Devices Vol. ED-23, No 5, MAY 1976
- [14] P. Songmalai, T. Phetchakul, W. Pengchan, E. Ratanaudomphisut and J. Supadech,

เอกสารนี้เป็นการศึกษาผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อการทำงานของเซ็นเซอร์ PTAT ในการวัดอุณหภูมิ โดยทำการทดลองและเปรียบเทียบผลการวัดกับเซ็นเซอร์ชนิดอื่น ๆ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการทำงานของเซ็นเซอร์ PTAT มีความแม่นยำและเชื่อถือได้ในการวัดอุณหภูมิ

Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON2008), Thailand, 14-17 May, 2008 (Accepted).

[15] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, **“Microelectronic Circuits”**, 4th ed., The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering.

[16] David E. Johnson, Johnny R. Johnson, John L. Hilburn and Peter D. Scott, **“Electric Circuit Analysis”**, 3th, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 07458.

[17] เอกราช รัตนอุดมพิสุทธิจักรพงษ์ สุภเดช และคณะนักวิจัยศูนย์เทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์, “อุปกรณ์ชุดทดสอบหัววัดเซ็นเซอร์อุณหภูมิ”, ต้นแบบระดับห้องปฏิบัติการ (KMID : P5011044), ศูนย์เทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์ (TMEC), สิงหาคม 2550





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การคำนวณหาความสัมพันธ์ของ V_{CC} และ R_{out} โดยใช้โปรแกรม Matchcad 2001

$I_d := 20m$ $V_{z1} := 4.3$ $V_d := 0.766$ $n := 1$

$VR1 := V_{z1} - n \cdot V_d$ $VR1 = 3.534$

$R1 := \frac{VR1}{I_d}$ $R1 = 176.7$

$V_{cc} := 1.8 + n \cdot V_d + VR1$ $V_{cc} = 6.1$

$I_d := 20m$ $V_{z1} := 4.7$ $V_d := 0.766$ $n := 1$

$VR1 := V_{z1} - n \cdot V_d$ $VR1 = 3.934$

$R1 := \frac{VR1}{I_d}$ $R1 = 196.7$

$V_{cc} := 1.8 + n \cdot V_d + VR1$ $V_{cc} = 6.5$

$I_d := 20m$ $V_{z1} := 5.1$ $V_d := 0.766$ $n := 1$

$VR1 := V_{z1} - n \cdot V_d$ $VR1 = 4.334$

$R1 := \frac{VR1}{I_d}$ $R1 = 216.7$

$V_{cc} := 1.8 + n \cdot V_d + VR1$ $V_{cc} = 6.9$

$I_d := 20m$ $V_{z1} := 4.3$ $V_d := 0.766$ $n := 2$

$VR1 := V_{z1} - n \cdot V_d$ $VR1 = 2.768$

$R1 := \frac{VR1}{I_d}$ $R1 = 138.4$

$V_{cc} := 1.8 + n \cdot V_d + VR1$ $V_{cc} = 6.1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



1N4152



DO-35

Color Band Denotes Cathode

Small Signal Diode

Absolute Maximum Ratings*

T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	40	V
I _{F(AV)}	Average Rectified Forward Current	200	mA
I _{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current Pulse Width = 1.0 second	1.0	A
		4.0	A
T _{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
T _J	Operating Junction Temperature	175	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P _D	Power Dissipation	500	mW
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	300	°C/W

Electrical Characteristics

T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
V _R	Breakdown Voltage	I _R = 5.0 μA	40		V
V _F	Forward Voltage	I _F = 0.1 mA	0.49	0.55	V
		I _F = 0.25 mA	0.53	0.59	V
		I _F = 1.0 mA	0.59	0.67	V
		I _F = 2.0 mA	0.62	0.70	V
		I _F = 10 mA	0.70	0.81	V
		I _F = 20 mA	0.74	0.88	V
I _R	Reverse Current	V _R = 30 V		50	nA
		V _R = 30 V, T _A = 150°C		50	μA
C _T	Total Capacitance	V _R = 0, f = 1.0 MHz		2	pF
t _{rr1}	Reverse Recovery Time	I _F = I _R = 10 mA, R _L = 100 Ω I _{rr} = 1.0 mA		4	ns
t _{rr2}	Reverse Recovery Time	I _F = 10 mA, V _R = 6.0 V, R _L = 100 Ω I _{rr} = 1.0 mA		2	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE ^x TM	FAST [®]	MICROWIRE TM	SILENT SWITCHER [®]	UHC TM
Bottomless TM	FAST ^r TM	OPTOLOGIC [®]	SMART START TM	UltraFET [®]
CoolFET TM	FRFET TM	OPTOPLANAR TM	SPM TM	VCX TM
CROSSVOLT TM	GlobalOptoisolator TM	PACMAN TM	STAR*POWER TM	
DenseTrench TM	GTO TM	POP TM	Stealth TM	
DOME TM	HiSeC TM	Power247 TM	SuperSOT TM -3	
EcoSPARK TM	PC TM	PowerTrench [®]	SuperSOT TM -6	
E ² CMOS TM	ISOPPLANAR TM	QFET TM	SuperSOT TM -8	
EnSigna TM	LittleFET TM	QS TM	SyncFET TM	
FACT TM	MicroFET TM	QT Optoelectronics TM	TinyLogic TM	
FACT Quiet Series TM	MicroPak TM	Quiet Series TM	TruTranslation TM	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev. H5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

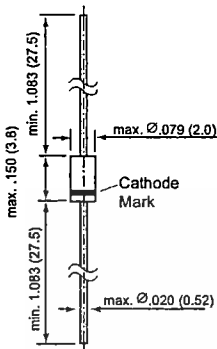


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N5225 THRU 1N5267

ZENER DIODES

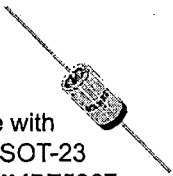
DO-35



Dimensions are in inches and (millimeters)

FEATURES

- ◆ Silicon Planar Power Zener Diodes
- ◆ Standard Zener voltage tolerance is $\pm 5\%$ with a "B" suffix. Other tolerances are available upon request.
- ◆ These diodes are also available in Mini-MELF case with the type designation ZMM5225 ... ZMM5267, SOT-23 case with the type designation MMBZ5265 ... MMBZ5267 and SOD-23 case with the types designation MMSZ5225 ... MMSZ5267.



MECHANICAL DATA

Case: DO-35 Glass Case
Weight: approx. 0.13 g

MAXIMUM RATINGS

ings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOL	VALUE	UNIT
er Current (see Table "Characteristics")			
ver Dissipation at $T_{amb} = 75^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	500 ⁽¹⁾	mW
ximum Junction Temperature	T_j	175	$^{\circ}\text{C}$
rage Temperature Range	T_s	- 65 to +175	$^{\circ}\text{C}$

	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
ermal Resistance ction to Ambient Air	$R_{\theta JA}$	-	-	300 ⁽¹⁾	$^{\circ}\text{C/W}$
ward Voltage $I_F = 200\text{ mA}$	V_F	-	-	1.1	Volts

ES:
I provided that leads at a distance of 10 mm from case are kept at ambient temperature.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N5225 THRU 1N5267

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Type	Nominal Zener Voltage ⁽³⁾ at I _{ZT} V _Z (V)	Test Current I _{ZT} (mA)	Maximum Zener impedance ⁽¹⁾		Typical Temperature Coefficient α _{VZ} (% / K)	Maximum Reverse Leakage Current		Maximum Regulator Current ⁽²⁾ I _{ZM} (mA)
			at I _{ZT} Z _{ZT} (Ω)	at I _{ZK} =0.25mA Z _{ZK} (Ω)		I _R (μA)	Test Voltage V _R (V)	
1N5225	3.0	20	29	1600	-0.075	50	1.0	152
1N5226	3.3	20	28	1600	-0.070	25	1.0	138
1N5227	3.6	20	24	1700	-0.065	15	1.0	126
1N5228	3.9	20	23	1900	-0.060	10	1.0	115
1N5229	4.3	20	22	2000	-0.055	5.0	1.0	106
1N5230	4.7	20	19	1900	±0.030	5.0	2.0	97
1N5231	5.1	20	17	1600	±0.030	5.0	2.0	89
1N5232	5.6	20	11	1600	+0.038	5.0	3.0	81
1N5233	6.0	20	7	1600	+0.038	5.0	3.5	76
1N5234	6.2	20	7	1000	+0.045	5.0	4.0	73
1N5235	6.8	20	5	750	+0.050	3.0	5.0	67
1N5236	7.5	20	6	500	+0.058	3.0	6.0	61
1N5237	8.2	20	8	500	+0.062	3.0	6.5	55
1N5238	8.7	20	8	600	+0.065	3.0	6.5	52
1N5239	9.1	20	10	600	+0.068	3.0	7.0	50
1N5240	10	20	17	600	+0.075	3.0	8.0	45
1N5241	11	20	22	600	+0.076	2.0	8.4	41
1N5242	12	20	30	600	+0.077	1.0	9.1	38
1N5243	13	9.5	13	600	+0.079	0.5	9.9	35
1N5244	14	9.0	15	600	+0.082	0.1	10	32
1N5245	15	8.5	16	600	+0.082	0.1	11	30
1N5246	16	7.8	17	600	+0.083	0.1	12	28
1N5247	17	7.4	19	600	+0.084	0.1	13	27
1N5248	18	7.0	21	600	+0.085	0.1	14	25
1N5249	19	6.6	23	600	+0.086	0.1	14	24
1N5250	20	6.2	25	600	+0.086	0.1	15	23
1N5251	22	5.6	29	600	+0.087	0.1	17	21
1N5252	24	5.2	33	600	+0.087	0.1	18	19.1
1N5253	25	5.0	35	600	+0.089	0.1	19	18.2
1N5254	27	4.6	41	600	+0.090	0.1	21	16.8
1N5255	28	4.5	44	600	+0.091	0.1	21	16.2
1N5256	30	4.2	49	600	+0.091	0.1	23	15.1
1N5257	33	3.8	58	700	+0.092	0.1	25	13.8
1N5258	36	3.4	70	700	+0.093	0.1	27	12.6
1N5259	39	3.2	80	800	+0.094	0.1	30	11.6
1N5260	43	3.0	93	900	+0.095	0.1	33	10.6
1N5261	47	2.7	105	1000	+0.095	0.1	36	9.7
1N5262	51	2.5	125	1100	+0.096	0.1	39	8.9
1N5263	56	2.2	150	1300	+0.096	0.1	43	-
1N5264	60	2.1	170	1400	+0.097	0.1	46	-
1N5265	62	2.0	185	1400	+0.097	0.1	47	-
1N5266	68	1.8	230	1600	+0.097	0.1	52	-
1N5267	75	1.7	270	1700	+0.098	0.1	56	-

RES:

The Zener impedance is derived from the 1 kHz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK}. Zener impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units. Valid provided that leads at a distance of 10 mm from case are kept at ambient temperature. Measured with device junction in thermal equilibrium.

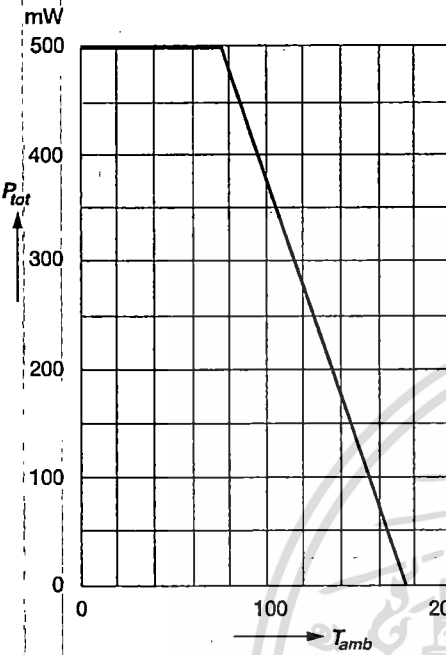


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES 1N5225 THRU 1N5267

Admissible power dissipation
versus ambient temperature

Valid provided that leads at a distance of 10 mm
from case are kept at ambient temperature



This datasheet has been download from:

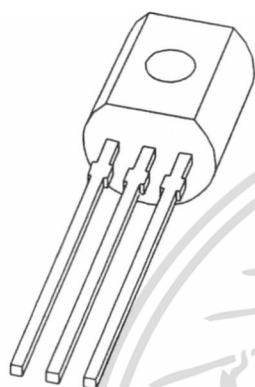
www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



2N3904 NPN switching transistor

Product specification
Supersedes data of 1997 Jul 15

1999 Apr 23

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN switching transistor

2N3904

FEATURES

- Low current (max. 200 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

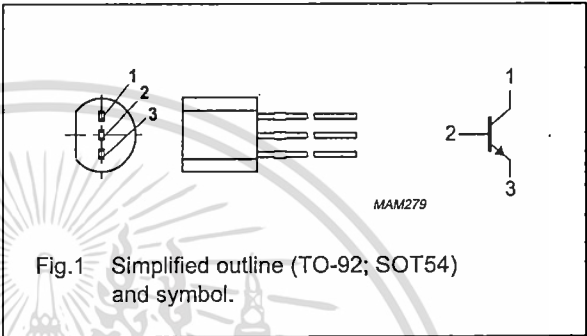
- High-speed switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-92; SOT54 plastic package. PNP complement: 2N3906.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	collector
2	base
3	emitter



LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	60	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	40	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	6	V
I_C	collector current (DC)		–	200	mA
I_{CM}	peak collector current		–	300	mA
I_{BM}	peak base current		–	100	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; note 1	–	500	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	$^{\circ}\text{C}$
T_j	junction temperature		–	150	$^{\circ}\text{C}$
T_{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	$^{\circ}\text{C}$

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

NPN switching transistor

2N3904

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\,j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	250	K/W

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0$; $V_{CB} = 30\text{ V}$	—	50	nA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0$; $V_{EB} = 6\text{ V}$	—	50	nA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 1\text{ V}$; note 1 $I_C = 0.1\text{ mA}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $I_C = 50\text{ mA}$ $I_C = 100\text{ mA}$	60 80 100 60 30	— — 300 — —	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}$; $I_B = 1\text{ mA}$; note 1 $I_C = 50\text{ mA}$; $I_B = 5\text{ mA}$; note 1	— —	200 200	mV mV
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}$; $I_B = 1\text{ mA}$; note 1 $I_C = 50\text{ mA}$; $I_B = 5\text{ mA}$; note 1	— —	850 950	mV mV
C_c	collector capacitance	$I_E = I_e = 0$; $V_{CB} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	—	4	pF
C_e	emitter capacitance	$I_C = I_c = 0$; $V_{EB} = 500\text{ mV}$; $f = 1\text{ MHz}$	—	8	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 20\text{ V}$; $f = 100\text{ MHz}$	300	—	MHz
F	noise figure	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $R_S = 1\text{ k}\Omega$; $f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$	—	5	dB

Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2

t_{on}	turn-on time	$I_{Con} = 10\text{ mA}$; $I_{Bon} = 1\text{ mA}$; $I_{Boff} = -1\text{ mA}$	—	65	ns
t_d	delay time		—	35	ns
t_r	rise time		—	35	ns
t_{off}	turn-off time		—	240	ns
t_s	storage time		—	200	ns
t_f	fall time		—	50	ns

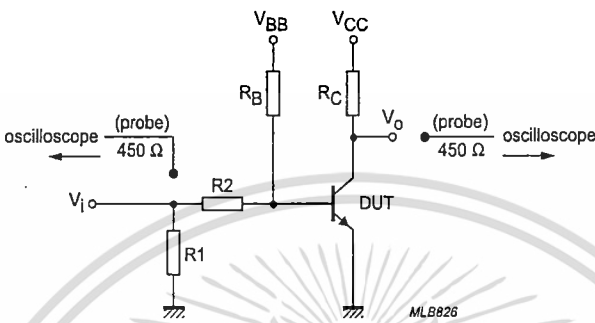
Note

1. Pulse test: $t_p \leq 300\text{ }\mu\text{s}$; $\delta \leq 0.02$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN switching transistor

2N3904



$V_i = 5\text{ V}$; $T = 500\text{ }\mu\text{s}$; $t_p = 10\text{ }\mu\text{s}$; $t_r = t_f \leq 3\text{ ns}$.
 $R_1 = 56\text{ }\Omega$; $R_2 = 2.5\text{ k}\Omega$; $R_B = 3.9\text{ k}\Omega$; $R_C = 270\text{ }\Omega$.
 $V_{BB} = -1.9\text{ V}$; $V_{CC} = 3\text{ V}$.
Oscilloscope input impedance $Z_i = 50\text{ }\Omega$.

Fig.2 Test circuit for switching times.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

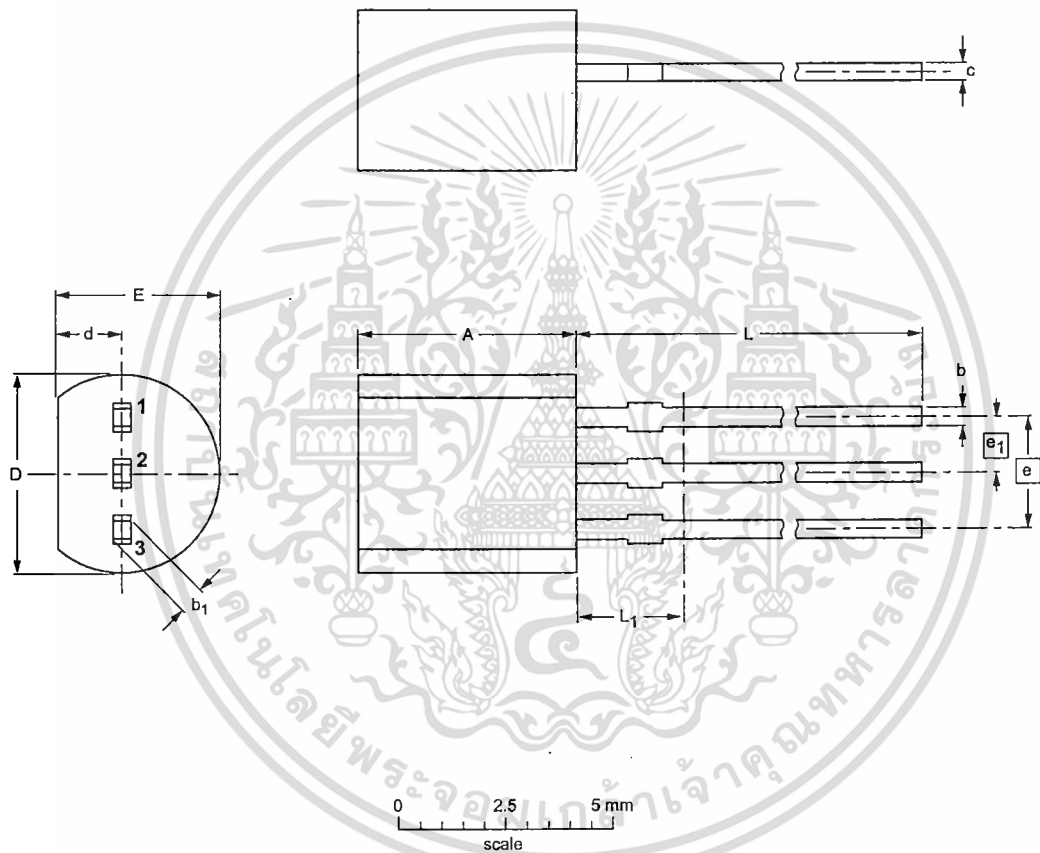
NPN switching transistor

2N3904

PACKAGE OUTLINE

Plastic single-ended leaded (through hole) package; 3 leads

SOT54



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	b	b ₁	c	D	d	E	e	e ₁	L	L ₁ ⁽¹⁾
mm	5.2 5.0	0.48 0.40	0.66 0.56	0.45 0.40	4.8 4.4	1.7 1.4	4.2 3.6	2.54	1.27	14.5 12.7	2.5

Note

1. Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT54		TO-92	SC-43			97-02-28

NPN switching transistor2N3904

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

NPN switching transistor

2N3904

NOTES



Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,
Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoprojekt, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V,
Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

Finland: Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

France: 51 Rue Carnot, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

Indonesia: PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division,
Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510,
Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku,
TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 78 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381, Fax +9-5 800 943 0087

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Pakistan: see Singapore

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

South America: Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor,
04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

Switzerland: Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2886, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors,
International Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O. Box 218,
5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA63

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

115002/00/03/pp8

Date of release: 1999 Apr 23

Document order number: 9397 750 05386

Let's make things better.

**Philips
Semiconductors**

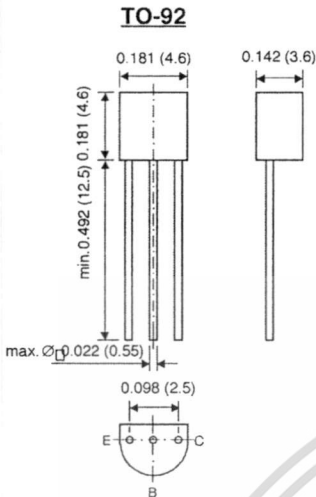


PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3906

SMALL SIGNAL TRANSISTORS (PNP)



Dimensions in inches and (millimeters)

FEATURES

- ◆ PNP Silicon Epitaxial Planar Transistor for switching and amplifier applications.
- ◆ As complementary type, the NPN transistor 2N3904 is recommended.
- ◆ On special request, this transistor is also manufactured in the pin configuration TO-18.
- ◆ This transistor is also available in the SOT-23 case with the type designation MMBT3906.



MECHANICAL DATA

Case: TO-92 Plastic Package
Weight: approx. 0.18g

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

gs at 25°C ambient temperature unless otherwise specified

	SYMBOL	VALUE	UNIT
ector-Base Voltage	$-V_{CBO}$	40	Volts
ector-Emitter Voltage	$-V_{CEO}$	40	Volts
itter-Base Voltage	$-V_{EBO}$	5.0	Volts
lector Current	$-I_C$	200	mA
ower Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$ at $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	625 1.5	mW Watts
ermal Resistance Junction to Ambient Air	$R_{\theta JA}$	250 ⁽¹⁾	$^\circ\text{C/W}$
action Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
rage Temperature Range	T_S	- 65 to +150	$^\circ\text{C}$

ES:
/alid provided that leads are kept at ambient temperature.

2N3906

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

†Typical values at 25°C ambient temperature unless otherwise specified

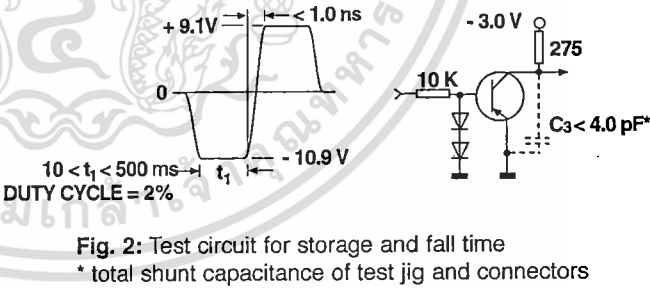
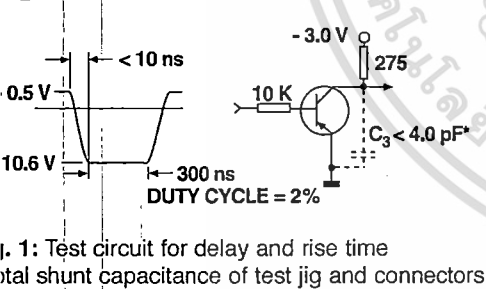
	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Collector-Base Breakdown Voltage -I _C = 10 µA, I _E = 0	-V _{(BR)CBO}	40	—	Volts
Collector-Emitter Breakdown Voltage -I _C = 1 mA, I _B = 0	-V _{(BR)CEO}	40	—	Volts
Emitter-Base Breakdown Voltage -I _E = 10 µA, I _C = 0	-V _{(BR)EBO}	5	—	Volts
Collector Saturation Voltage -I _C = 10 mA, -I _B = 1 mA	-V _{CEsat}	—	0.25	Volts
-I _C = 50 mA, -I _B = 5 mA	-V _{CEsat}	—	0.4	Volts
Emitter Saturation Voltage -I _C = 10 mA, -I _B = 1 mA	-V _{BEsat}	—	0.85	Volts
-I _C = 50 mA, -I _B = 5 mA	-V _{BEsat}	—	0.95	Volts
Collector-Emitter Cutoff Current -V _{EB} = 3 V, -V _{CE} = 30 V	-I _{CEV}	—	50	nA
Emitter-Base Cutoff Current -V _{EB} = 3 V, -V _{CE} = 30 V	-I _{EBV}	—	50	nA
Current Gain -V _{CE} = 1 V, -I _C = 0.1 mA	h _{FE}	60	—	—
-V _{CE} = 1 V, -I _C = 1 mA	h _{FE}	80	—	—
-V _{CE} = 1 V, -I _C = 10 mA	h _{FE}	100	300	—
-V _{CE} = 1 V, -I _C = 50 mA	h _{FE}	60	—	—
-V _{CE} = 1 V, -I _C = 100 mA	h _{FE}	30	—	—
Input Impedance -V _{CE} = 10 V, -I _C = 1 mA, f = 1 kHz	h _{ie}	1	10	kΩ
Voltage Feedback Ratio -V _{CE} = 10 V, -I _C = 1 mA, f = 1 kHz	h _{re}	0.5 · 10 ⁻⁴	8 · 10 ⁻⁴	—
Gain-Bandwidth Product -V _{CE} = 20 V, -I _C = 10 mA, f = 100 MHz	f _T	250	—	MHz
Collector-Base Capacitance -V _{CB} = 5 V, f = 100 kHz	C _{CBO}	—	4.5	pF
Emitter-Base Capacitance -V _{EB} = 0.5 V, f = 100 kHz	C _{EB0}	—	10	pF

2N3906

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Tests at 25°C ambient temperature unless otherwise specified

	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Small Signal Current Gain VCE = 10 V, -IC = 1 mA, f = 1 kHz	hfe	100	400	-
Output Admittance VCE = 1 V, -IC = 1 mA, f = 1 kHz	hoe	1	40	μS
see Figure VCE = 5 V, -IC = 100 μA, RG = 1 kΩ, 10 ... 15000 Hz	NF	-	4	dB
Delay Time (see Fig. 1) -IB1 = 1 mA, -IC = 10 mA	td	-	35	ns
Rise Time (see Fig. 1) -IB1 = 1 mA, -IC = 10 mA	tr	-	35	ns
Storage Time (see Fig. 2) -IB1 = -IB2 = 1 mA, -IC = 10 mA	ts	-	225	ns
Fall Time (see Fig. 2) -IB1 = -IB2 = 1 mA, -IC = 10 mA	tf	-	75	ns



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D590

PRODUCT DESCRIPTION

The AD590H has 60 μ inches of gold plating on its Kovar leads and Kovar header. A resistance welder is used to seal the nickel tip to the header. The AD590 chip is eutectically mounted to the header and ultrasonically bonded to with 1 mil aluminum wire. Kovar composition: 53% iron nominal; 29% $\pm$ 1% nickel; 2% $\pm$ 1% cobalt; 0.65% manganese max; 0.20% silicon max; 10% aluminum max; 0.10% magnesium max; 0.10% titanium max; 0.10% carbon max.

The AD590F is a ceramic package with gold plating on its Kovar leads, Kovar lid, and chip cavity. Solder of 80/20 Au/Sn composition is used for the 1.5 mil thick solder ring under the lid. The chip cavity has a nickel underlay between the metallization and the gold plating. The AD590 chip is eutectically mounted in the chip cavity at 410°C and ultrasonically bonded to with 1 mil aluminum wire. Note that the chip is in direct contact with the ceramic base, not the metal lid. When using the AD590 in die form, the chip substrate must be kept electrically isolated (floating) for correct circuit operation.

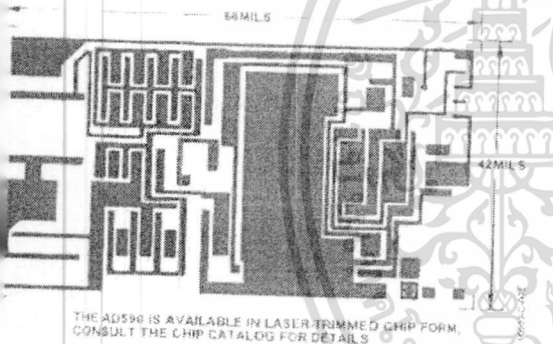


Figure 3. Metallization Diagram

PTAT current. Figure 4 is the schematic diagram of the AD590. In this figure, Q8 and Q11 are the transistors that produce the PTAT voltage. R5 and R6 convert the voltage to current. Q10, whose collector current tracks the collector currents in Q9 and Q11, supplies all the bias and substrate leakage current for the rest of the circuit, forcing the total current to be PTAT. R5 and R6 are laser-trimmed on the wafer to calibrate the device at 25°C.

Figure 5 shows the typical V-I characteristic of the circuit at 25°C and the temperature extremes.

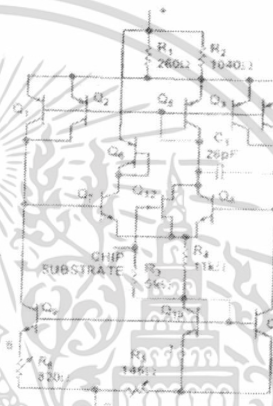


Figure 4. Schematic Diagram



Figure 5. V-I Plot

CIRCUIT DESCRIPTION

The AD590 uses a fundamental property of the silicon transistors from which it is made to realize its temperature proportional characteristic: if two identical transistors are operated at a constant ratio of collector current densities, r , then the difference in their base-emitter voltage will be $(kT/q)(\ln r)$, where both k (Boltzmann's constant) and q (the charge of an electron) are constants, the resulting voltage is directly proportional to absolute temperature (PTAT).

In the AD590, this PTAT voltage is converted to a PTAT current by low temperature coefficient thin-film resistors. The total current out of the device is then forced to be a multiple of this

EXPLANATION OF TEMPERATURE SENSOR SPECIFICATIONS

The way in which the AD590 is specified makes it easy to apply in a wide variety of applications. It is important to understand the meaning of the various specifications and the effects of supply voltage and thermal environment on accuracy.

For more detailed description, see M.P. Hinkle, "A Two-Terminal Temperature Transducer," IEEE Solid State Circuits, Vol. SC-11, p. 783-788, 1976. Understanding the Specifications: AD590.

Rev. C (Page 6 of 10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The AD590 is basically a PTAT (proportional to absolute temperature)¹ current regulator. That is, the output current is equal to a scale factor times the temperature of the sensor in degrees Kelvin. This scale factor is trimmed to 1 $\mu\text{A/K}$ at the factory, by adjusting the indicated temperature (that is, the output current) to agree with the actual temperature. This is done with 5 V across the device at a temperature within a few degrees of 25°C (298.2K). The device is then packaged and tested for accuracy over temperature.

CALIBRATION ERROR

At final factory test, the difference between the indicated temperature and the actual temperature is called the calibration error. Since this is a scale factor error, its contribution to the total error of the device is PTAT. For example, the effect of the 1°C specified maximum error of the AD590L varies from 0.73°C at -55°C to 1.42°C at 150°C. Figure 6 shows how an exaggerated calibration error would vary from the ideal over temperature.

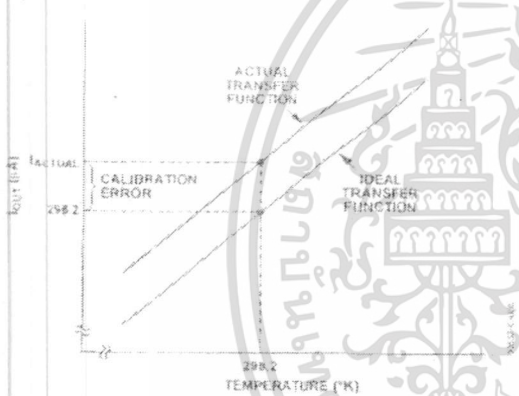


Figure 6. Calibration Error vs Temperature

The calibration error is a primary contributor to maximum total error in all AD590 grades. However, since it is a scale factor error, it is particularly easy to trim. Figure 7 shows the most elementary way of accomplishing this. To trim this circuit, the temperature of the AD590 is measured by a reference temperature sensor and R is trimmed so that $V_I = 1 \text{ mV/K}$ at that temperature. Note that when this error is trimmed out at one temperature, its effect is zero over the entire temperature range. In most applications there is a current-to-voltage conversion resistor (or, as with a current input ADC, a reference) that can be trimmed for scale factor adjustment.

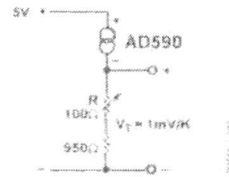


Figure 7. One Temperature Trim

ERROR VERSUS TEMPERATURE: WITH CALIBRATION ERROR TRIMMED OUT

Each AD590 is tested for error over the temperature range with the calibration error trimmed out. This specification could also be called the "variance from PTAT" because it is the maximum difference between the actual current over temperature and a PTAT multiplication of the actual current at 25°C. This error consists of a slope error and some curvature, mostly at the temperature extremes. Figure 8 shows a typical AD590K temperature curve before and after calibration error trimming.



Figure 8. Effect of Scale Factor Trim on Accuracy

ERROR VERSUS TEMPERATURE: NO USER TRIMS

Using the AD590 by simply measuring the current, the total error is the variance from PTAT, described above, plus the effect of the calibration error over temperature. For example, the AD590L maximum total error varies from 2.33°C at -55°C to 3.02°C at 150°C. For simplicity, only the large figure is shown on the specification page.

NONLINEARITY

Nonlinearity as it applies to the AD590 is the maximum deviation of current over temperature from a best fit straight line. The nonlinearity of the AD590 over the -55°C to +150°C range is superior to all conventional electrical temperature sensors such as thermocouples, RTDs, and thermistors. Figure 9 shows the nonlinearity of the typical AD590K from Figure 8.

¹ 0°C = 273.2°K. Zero on the Kelvin scale is "absolute zero" there is no lower temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD590

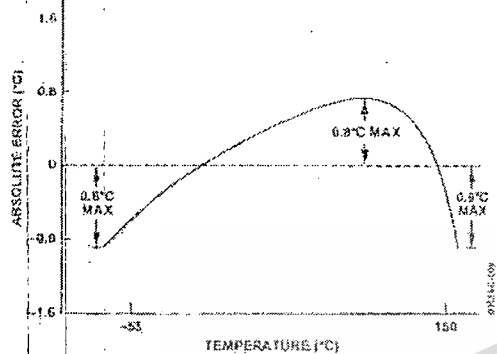


Figure 9 Nonlinearity

Figure 10 shows a circuit in which the nonlinearity is the major contributor to error over temperature. The circuit is trimmed by adjusting R_1 for a 0 V output with the AD590 at 0°C. R_2 is then adjusted for 10 V out with the sensor at 100°C. Other pairs of temperatures may be used with this procedure as long as they are measured accurately by a reference sensor. Note that for 15 V output (150°C) the V_{+} of the op amp must be greater than 17 V. Also note that V_{-} should be at least -4 V if V_{+} is ground; there is no voltage applied across the device.

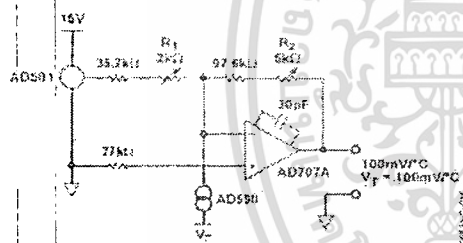


Figure 10.2 Temperature trim

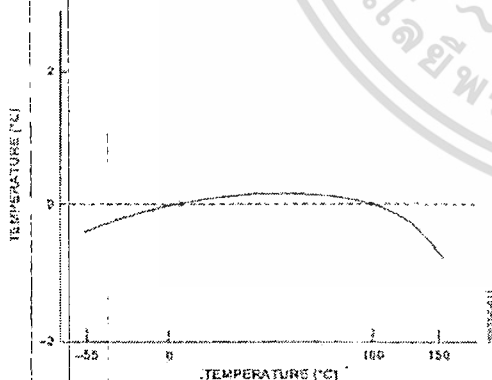


Figure 11 Typical Trim Accuracy

VOLTAGE AND THERMAL ENVIRONMENT EFFECTS

The power supply rejection specifications show the maximum expected change in output current versus input voltage changes. The insensitivity of the output to input voltage allows the use of unregulated supplies. It also means that hundreds of ohms of resistance (such as a CMOS multiplexer) can be tolerated in series with the device.

It is important to note that using a supply voltage other than 5 V does not change the PTAT nature of the AD590. In other words, this change is equivalent to a calibration error and can be removed by the scale factor trim (see Figure 8).

The AD590 specifications are guaranteed for use in a low thermal resistance environment with 5 V across the sensor. Large changes in the thermal resistance of the sensor's environment change the amount of self-heating and result in changes in the output, which are predictable but not necessarily desirable.

The thermal environment in which the AD590 is used determines two important characteristics, the effect of self-heating and the response of the sensor with time. Figure 12 is a model of the AD590 that demonstrates these characteristics.



Figure 12 Thermal Circuit Model

As an example, for the TO-52 package, θ_{jc} is the thermal resistance between the chip and the case, about 26°C/W. θ_{cs} is the thermal resistance between the case and the surroundings and is determined by the characteristics of the thermal connection. Power source P represents the power dissipated on the chip. The rise of the junction temperature, T_j , above the ambient temperature, T_a , is

$$T_j - T_a = P(\theta_{jc} + \theta_{cs})$$

Equation 1

Table 4 gives the sum of θ_{jc} and θ_{cs} for several common thermal media for both the H and F packages. The heat sink used was a common clip on. Using Equation 1, the temperature rise of an AD590 H package in a stirred bath at 25°C, when driven with a 5 V supply, is 0.06°C. However, for the same conditions in still air, the temperature rise is 0.72°C. For a given supply voltage, the temperature rise varies with the current and is PTAT. Therefore, if an application circuit is trimmed with the sensor in the same thermal environment in which it will be used, the scale factor trim compensates for this effect over the entire temperature range.

Table 4. Thermal Resistance

Medium	$\theta_{JC} + \theta_{CA}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$)		τ (sec) ¹	
	H	F	H	F
Aluminum Block	30	10	0.6	0.1
Stirred Oil ²	42	60	1.4	0.6
Moving Air ³				
With Heat Sink	45	-	5.0	-
Without Heat Sink	115	190	13.5	10.0
Still Air				
With Heat Sink	191	-	108	-
Without Heat Sink	480	650	60	30

¹ τ is dependent upon velocity of oil; average of several velocities listed above.
² Air velocity @ 9 ft/sec.
³ The time constant is defined as the time required to reach 63.2% of an instantaneous temperature change.

The time response of the AD590 to a step change in temperature is determined by the thermal resistances and the thermal capacities of the chip, C_{JC} , and the case, C_{CA} . C_{JC} is about 0.04 Ws/ $^{\circ}\text{C}$ for the AD590. C_{CA} varies with the measured medium, because it includes anything that is in direct thermal contact with the case. The single time constant exponential curve of Figure 13 is usually sufficient to describe the time

response, $T(t)$. Table 4 shows the effective time constant, τ , for several media:

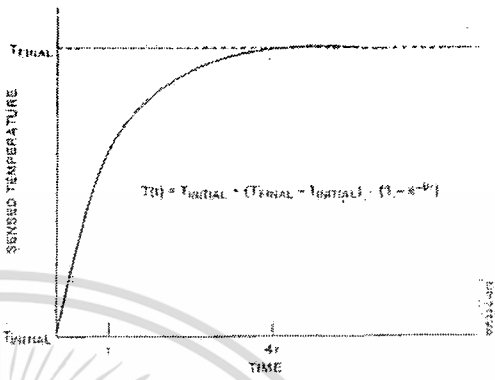


Figure 13 Time response Curve



AD590

GENERAL APPLICATIONS

Figure 14 demonstrates the use of a low cost digital panel meter for the display of temperature on either the Kelvin, Celsius, or Fahrenheit scales. For Kelvin temperature, Pins 9, 4, and 2 are grounded; for Fahrenheit temperature, Pins 4 and 2 are left open.

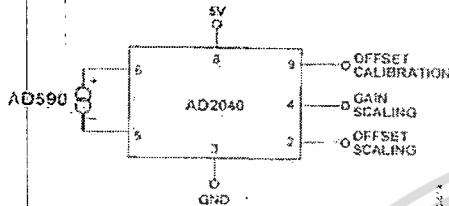


Figure 14. Variable Scale Display

The above configuration yields a 3-digit display with 1°C or 1°F resolution, in addition to an absolute accuracy of $\pm 0.0^\circ\text{C}$ over the -35°C to $+125^\circ\text{C}$ temperature range, if a one-temperature calibration is performed on an AD590K, AD590L, or AD590M.

Connecting several AD590 units in series as shown in Figure 15 allows the minimum of all the sensed temperatures to be indicated. In contrast, using the sensors in parallel yields the average of the sensed temperatures.

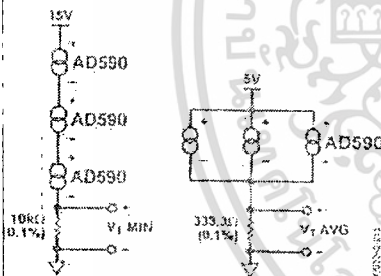


Figure 15. Series and Parallel Connection

The circuit in Figure 16 demonstrates one method by which differential temperature measurements can be made. R_1 and R_2 can be used to trim the output of the op amp to indicate a desired temperature difference. For example, the inherent offset between the two devices can be trimmed in. If V_+ and V_- are radically different, then the difference in internal dissipation causes a differential internal temperature rise. This effect can be used to measure the ambient thermal resistance seen by the sensors in applications such as fluid-level detectors or anemometry.

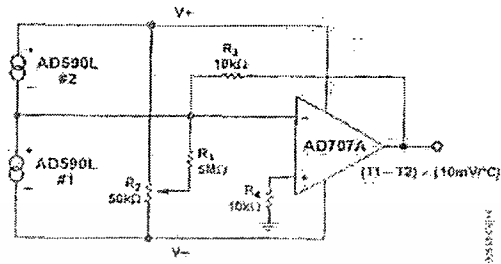


Figure 16. Differential Measurement

Figure 17 is an example of a cold junction compensation circuit for a Type J thermocouple using the AD590 to monitor the reference junction temperature. This circuit replaces an ice-bath as the thermocouple reference for ambient temperatures between -15°C and 35°C . The circuit is calibrated by adjusting R_T for a proper meter reading with the measuring junction at a known reference temperature and the circuit near 25°C . Using components with the TCs as specified in Figure 17, compensation accuracy is within $\pm 0.5^\circ\text{C}$ for circuit temperatures between -15°C and 35°C . Other thermocouple types can be accommodated with different resistor values. Note that the TCs of the voltage reference and the resistors are the primary contributors to error.

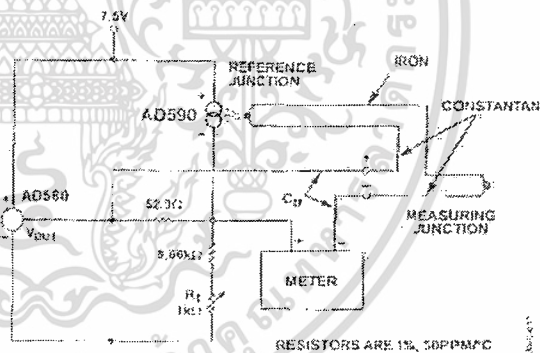


Figure 17. Cold Junction Compensation Circuit for Type J Thermocouple

Figure 18 is an example of a current transmitter designed to be used with 40 V, 1 k Ω systems; it uses its full current range of 4 mA to 20 mA for a narrow span of measured temperatures. In this example, the 1 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ output of the AD590 is amplified to 1 mA/ $^\circ\text{C}$ and offset so that 4 mA is equivalent to 17°C and 20 mA is equivalent to 33°C . R_T is trimmed for proper reading at an intermediate reference temperature. With a suitable choice of resistors, any temperature range within the operating limits of the AD590 may be chosen.

AD590

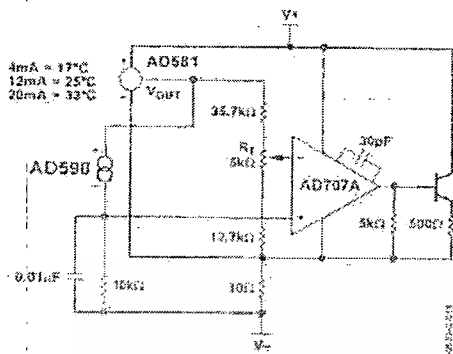


Figure 18. 4 mA to 20 mA Current Transmitter

Figure 19 is an example of a variable temperature control circuit (thermostat) using the AD590. R_H and R_L are selected to set the high and low limits for R_{SET} . R_{SET} could be a simple pot, a calibrated multi-turn pot, or a switched resistive divider. Powering the AD590 from the 10 V reference isolates the AD590 from supply variations while maintaining a reasonable voltage (~ 7 V) across it. Capacitor C_1 is often needed to filter extraneous noise from remote sensors. R_a is determined by the β of the power transistor and the current requirements of the load.

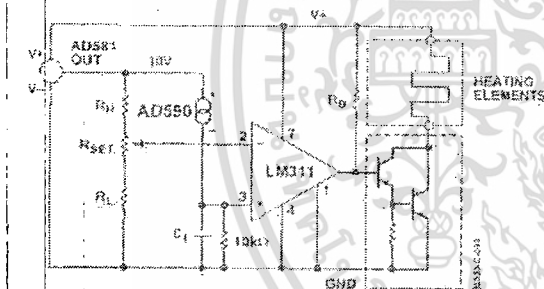


Figure 19. Simple Temperature Control Circuit

Figure 20 shows that the AD590 can be configured with an 8-bit DAC to produce a digitally controlled set point. This particular circuit operates from 0°C (all inputs high) to 51.0°C (all inputs low) in 0.1°C steps. The comparator is shown with 1.0°C hysteresis, which is usually necessary to guard-band for extraneous noise. Unmuting the 5.1 M Ω resistor results in no hysteresis.

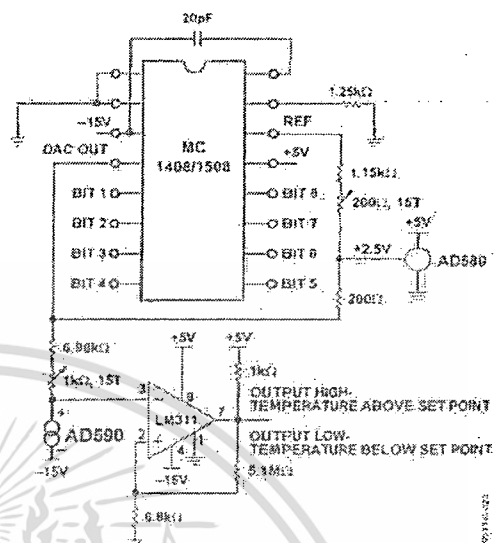


Figure 20. DAC Set Point

The voltage compliance and the reverse blocking characteristic of the AD590 allows it to be powered directly from 5 V CMOS logic. This permits easy multiplexing, switching, or pulsing for minimum internal heat-dissipation. In Figure 21, any AD590 connected to a logic high passes a signal current through the current measuring circuitry, while those connected to a logic zero pass insignificant current. The outputs used to drive the AD590s may be employed for other purposes, but the additional capacitance due to the AD590 should be taken into account.

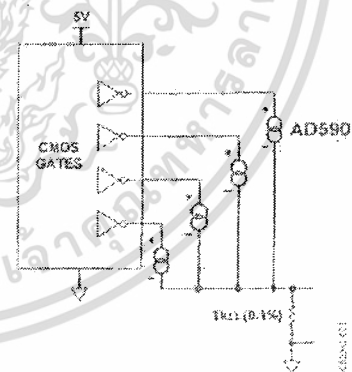


Figure 21. AD590 Driven from CMOS Logic

CMOS analog multiplexers can also be used to switch AD590 current. Due to the AD590's current mode, the resistance of such switches is unimportant as long as 4 V is maintained across the transducer. Figure 22 shows a circuit that combines the principle demonstrated in Figure 21 with an 8-channel CMOS multiplexer. The resulting circuit can select 1-80 sensors over only 18 wires with a 7-bit binary word.

AD590

The inhibit input on the multiplexer turns all sensors off for minimum dissipation while idling.

Figure 23 demonstrates a method of multiplexing the AD590 in the two-trim mode (see Figure 19 and Figure 11). Additional AD590s and their associated resistors can be added to multiplex

up to eight channels of $\pm 0.5^\circ\text{C}$ absolute accuracy over the temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$. The high temperature restriction of 125°C is due to the output range of the op amps; output to 150°C can be achieved by using a 20 V supply for the op amp.

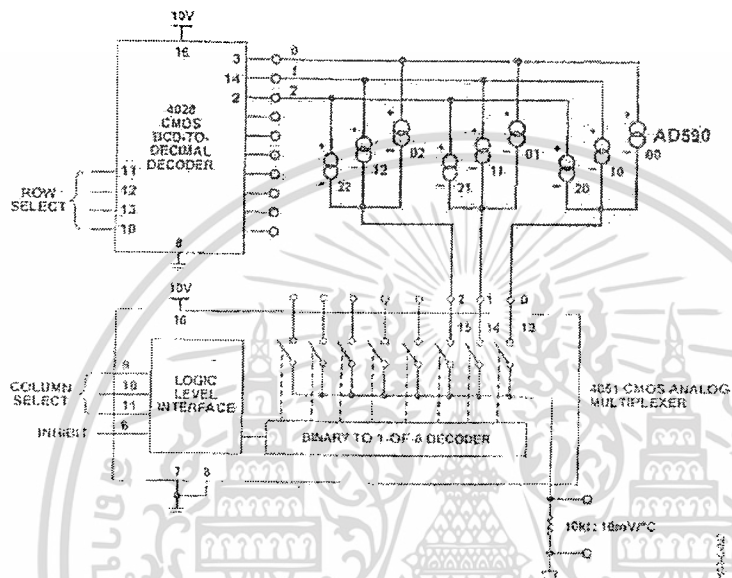


Figure 22. Matrix Multiplexer

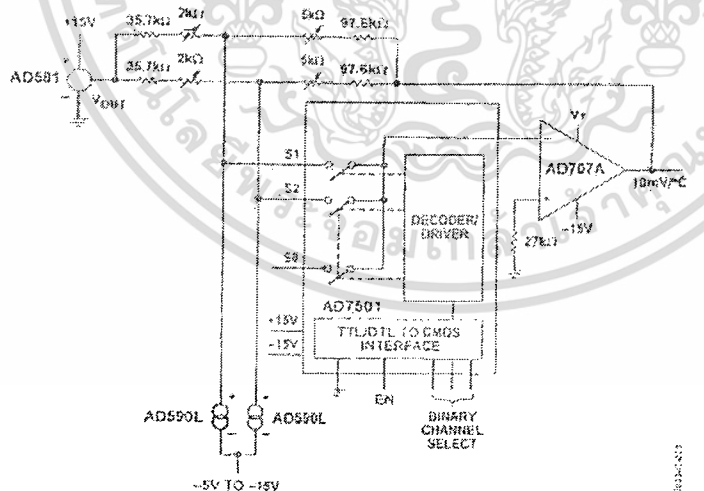


Figure 23. 8-Channel Multiplexer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. พรศิริ ทรงมลัย เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล เอกราชรัตน์อุดมพิสุทธิ และ จักรพงษ์ สุขเดช
“การศึกษารอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่มีผลต่ออุณหภูมิโดยใช้วงจร PTAT,” วิศวกรรม
ลาดกระบัง ปีที่ 4 ฉบับที่ 4 หน้า 31-36 เดือน ธันวาคม 2550
2. P. Songmalai , T. Phetchakul, W. Pengchan, E. Ratanaudomphisut and J. Supadech,
“Study on temperature effect on p-n and Zener junction for PTAT temperature
sensor,” The Fifth International Conference in Electrical Engineering/ Electronics,
Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON2008),
Thailand, pp.785-788, 14-17 May, 2008.



ลาดกระบัง

ถนนวิจิตรวราธรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ENGINEERING

ปีที่ 24 ฉบับที่ 4

ธันวาคม 2550

วิศวกรรมโทรคมนาคม & อิเล็กทรอนิกส์

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ลอยเฟสด้วยวงจรรายพาดกระแสแบบทรานซิสเตอร์
มนศรี คำเงิน กอบชัย เศรษฐาญ 1
2. วงจรการสื่อสารที่มีวงจรปฏิสัมพันธ์ทางอินพุตที่ทำงานในแบบสัญญาณกระแส
มนศรี คำเงิน กอบชัย เศรษฐาญ 7
3. วงจรการส่งความถี่หลายทั้งที่ทำงานในแบบสัญญาณกระแสโดยใช้วงจรรายพาดกระแสแบบ
ทรานซิสเตอร์ 13
มนศรี คำเงิน สุรชัย จันทร์ฉาย กอบชัย เศรษฐาญ
4. วงจรคำนวณระบบ Euclidean แบบที่มีข้อผิดพลาดน้อยรูปแบบที่ปรับปรุงแก้ไข
กอบชัย เศรษฐาญ ไพโรจน์ ทุมม 19
5. การออกแบบวงจรขยายกำลังสองโวลต์กระแสโดยใช้ OODH 25
วิจิตร ภัทรกิจ สิริวิทย์ เกียรติกิจ วิภา แสงพิสัย
6. การศึกษาเกี่ยวกับพลังงานและรอยต่อในเซลล์ที่มีผลต่อคุณสมบัติของโพลีเมอร์ PTA 31
ทวิชัย หงษ์นาถชัย เติมพงษ์ เจริญกุล เอกธวัช วัฒนคุณพิสุทธิ์ จักรพงษ์ คุมะระ

วิศวกรรมเคมี

7. การจำลองการกลั่นในแอลกอฮอล์ 37
รพีพรรณ สิมานันท์ ประกอบ กิจไชยา
8. การลดปริมาณการปล่อยมลพิษด้วยปฏิกิริยาไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์โดยใช้อุปกรณ์ฟลักเป็นถังเร่งปฏิกิริยา 43
ลลิตา วัชรินทร์ อธิมา อัมพรดี สุธิลา วรรณยานานนท์ ประกอบ กิจไชยา
9. ผลกระทบจากฐานรองและปริมาณฟลูออรีนที่มีต่อคุณสมบัติฟิล์มดีบุกออกไซด์ที่เคลือบด้วย 48
วิจิตร ภัทรกิจ
ธีรพงศ์ ภัทรกิจโสภณ สุธิชัย วัฒนคุณพิสุทธิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษารอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่มีผลต่ออุณหภูมิโดย

ใช้วงจร PTAT

A study of p-n and Zener junction affects to Temperature

by PTAT circuit

พรศิริ ทรงมาลัย¹ เดิมพงษ์ เทีชรกุล¹ เอกราช รัตนอุดมพิสุทธิ² จักรพงษ์ สุขเดช²

¹ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

²ศูนย์เทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวัดอุณหภูมิโดยใช้หลักการของรอยต่อซีเนอร์มาใช้ในวงจร PTAT (proportional to absolute temperature) โดยนำผลของความแตกต่างของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์มาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร PTAT เดิม จากผลความแตกต่างของรอยตอดังกล่าว ผลที่ได้ปรากฏว่า $\Delta V / \Delta T$ มีค่าสูงขึ้นกว่าเดิมหลายเท่า และยังสามารถเพิ่มแรงดันเอาต์พุตที่มีขนาดใหญ่มาพอที่จะนำมาใช้โดยไม่ต้องต่อวงจรขยายเหมือนที่ผ่านมา ทั้งยังช่วยลดปัญหาสัญญาณรบกวนที่สัญญาณเอาต์พุตได้ และหากต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของ $\Delta V / \Delta T$ สามารถทำได้โดยการนำรอยต่อซีเนอร์และรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อ ซึ่งจากผลการทดลองในบทความนี้สามารถเพิ่ม $\Delta V / \Delta T$ ให้สูงขึ้นได้ประมาณ 32 เท่า และสัญญาณยังคงความเป็นเชิงเส้นที่เป็นลักษณะเด่นของวงจร PTAT ไว้ได้ วงจรนี้สามารถทำงานได้ดีในระหว่างอุณหภูมิที่ - 50 °C ถึง 150 °C

คำสำคัญ: วัดอุณหภูมิ, รอยต่อซีเนอร์, PTAT

Abstract

This paper presents a temperature measuring circuit based on the principle of the zener junction in conjunction with a PTAT (Proportional to absolute temperature) circuit. The performance of PTAT circuit can be improved by using difference in thermal characteristics between p-n and zener junction. The results show that $\Delta V / \Delta T$ of the circuit increases by multiple times and the output voltage is large enough so that it can be used directly without additional amplifier. This also improves S/N ratio.

$\Delta V / \Delta T$ can be further increased by connecting more than one p-n and zener junction in series. This paper shows that $\Delta V / \Delta T$ can be approximately increased by 32 times and the unique linearity of PTAT is still preserved. The working temperature of circuit is between - 50 °C to 150 °C

Keywords: Temperature measuring, Zener junction, PTAT

1. บทนำ

ในปัจจุบันระบบการวัดตลอดจนระบบควบคุมการผลิตในโรงงานอุตสาหกรรม อุปกรณ์หลักที่สำคัญอย่างหนึ่งที่พบเห็นโดยทั่วไปคืออุปกรณ์เซ็นเซอร์ (Sensor) ด้วยปัจจัยความสำคัญของเซ็นเซอร์นี้เองที่ทำให้เกิดการศึกษาค้นคว้าเทคโนโลยี โครงสร้าง หลักการทำงาน การออกแบบและการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพ เพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการของอุตสาหกรรมที่ขยายตัวมากขึ้นเรื่อยๆ เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่ถูกสร้างขึ้นในปัจจุบันมีอยู่ด้วยกันมากมายหลายชนิด[1] เช่น เทอร์มิสเตอร์ มีข้อดีคือ ให้ผลตอบสนองเร็ว และสัญญาณเอาต์พุตสูง แต่ความเป็นเชิงเส้นต่ำ เทอร์โมคัปเปิลมีข้อดีคือ ย่านการทำงานกว้าง แข็งแรงและทนทานแต่มีผลตอบสนองช้า เซ็นเซอร์แบบตัวต้านทาน(RTD: resistance temperature detector) ใช้เทคโนโลยีไม่ซับซ้อน สร้างง่าย ราคาถูก มีค่าความเป็นเชิงเส้นไม่สูงนัก เทอร์โมไดโอดมีข้อดีคือ มีความเป็นเชิงเส้นสูง ราคาไม่แพง ส่วน PTAT (Proportional to absolute temperature) นั้นเป็นวงจรกำเนิดกระแสที่มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีผลตอบสนองที่เร็ว ประยุกต์ใช้งานกับวงจรรวมได้

บทความนี้ได้นำหลักการรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์มาประยุกต์ใช้กับวงจร PTAT ผลลัพธ์ที่ได้ทำให้เกิดความแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตมากขึ้น และยังคงมีความเป็นเชิงเส้นของตัวกำเนิดกระแส PTAT อยู่และหากเพิ่มรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมเข้าไปกับรอยต่อพี-เอ็นเดิม ผลลัพธ์ที่ได้คือ มี $\Delta V / \Delta T$ สูงกว่าเดิมเป็นเท่าตัว มีความเป็นเชิงเส้น โดยผลที่ได้นำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน(Simulate) ที่ใช้โปรแกรม PSpice AD Student Release 9.1 ซึ่งข้อดีดังกล่าวทั้งหมดนี้ สามารถนำมาพัฒนาเป็นวงจรรวมได้ในอนาคต

2. ทฤษฎีและหลักการทำงาน

คุณลักษณะกระแสและแรงดันของไดโอดรอยต่อพี-เอ็นขณะได้รับไบอัสตรง (Forward bias) [2] แสดงได้ดังสมการ (1)

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

โดยที่

I_s = กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ

V = แรงดันไบอัสตรง

k = Boltzman's constant

ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดสามารถเขียนได้

ดังนี้คือ

$$V = (kT/q) \ln(I/I_s + 1) \quad (2)$$

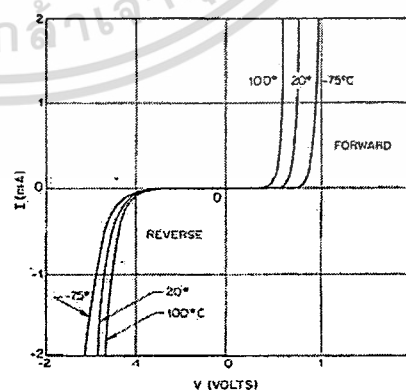
โดยทั่วไปแล้วกำหนดให้กระแส $I \gg I_s$ ทำให้

สมการ(2) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$V = (kT/q) \ln(I/I_s) \quad (3)$$

ซึ่งสมการที่ (3) แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมไดโอดกับอุณหภูมิแบบเชิงเส้นขณะที่ไดโอดมีค่ากระแสที่ตลอดเวลา ความเป็นเชิงเส้นจะยิ่งมากเมื่อเงื่อนไข $I \gg I_s$ เป็นจริง จะช่วยลดผลของ I_s ที่อาจจะมี การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิตลอดช่วงการวัด [3]

การทำงานของซีเนอร์ไดโอดเป็นการใช้งานในขณะได้รับไบอัสย้อนกลับ (Reverse bias) อาศัยปรากฏการณ์การทันเนล (Tunneling effect) [4] การใช้งานจะอยู่ในช่วงการพังทลายแบบซีเนอร์ กลไกกระแสในช่วงนี้มีความซับซ้อนกว่าแบบรอยต่อพีเอ็น แต่อย่างไรก็ตามผลของอุณหภูมิที่มีต่อค่าแรงดันพังทลายแบบซีเนอร์แสดงได้ในรูปที่ 1 จากรูปที่ 1 จะสังเกตเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันพังทลายแบบซีเนอร์จะมีแนวโน้มที่คล้ายคลึงกับรอยต่อพี-เอ็นในช่วงการทำงานไบอัสไปข้างหน้า



รูปที่ 1 กราฟคุณลักษณะของซีเนอร์ไดโอดที่มีผลต่ออุณหภูมิ [5]

2.1 โครงสร้างและหลักการพื้นฐานของวงจร PTAT

หลักการ PTAT [6] แสดงได้ดังวงจรรูปที่ 2 หาได้จากความสัมพันธ์ V_{out} ได้ดังสมการ (4)

$$V_{out} = V_{BE3} - V_{BE4} \tag{4}$$

จากโครงสร้างของไดโอดในสมการ (3) สามารถเขียนสมการ (4) ได้ดังนี้

$$V_{out} = \left\{ \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_2}{I_{s3}} \right) \right\} - \left\{ \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_1}{I_{s4}} \right) \right\} \tag{5}$$

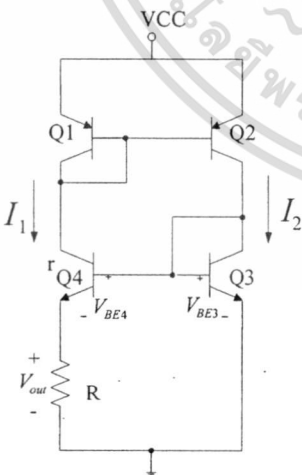
ดังนั้น

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln r \left(\frac{I_2 I_{s4}}{I_1 I_{s3}} \right) \tag{6}$$

จากรูปที่ 4 กำหนดให้กระแส $I_1 = I_2$ เนื่องจากพื้นที่ของอิมิตเตอร์มีค่าเท่ากันและ Q1 กับ Q2 เป็นทรานซิสเตอร์แบบเดียวกัน กำหนดให้ Q4 มีพื้นที่ขาอิมิตเตอร์มากกว่า Q3 อยู่ เท่าทำให้กระแสแอมป์ยอนกับของ $I_{s3} = I_{s4}$ และถ้ากำหนดให้ $I_{s3} = I_{s4} = I_s$ ทำให้ V_{out} เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{kT}{q} \ln r \tag{7}$$

จากสมการ (7) สรุปได้ว่า V_{out} ของวงจร PTAT แปรตามอุณหภูมิเป็นเชิงเส้น

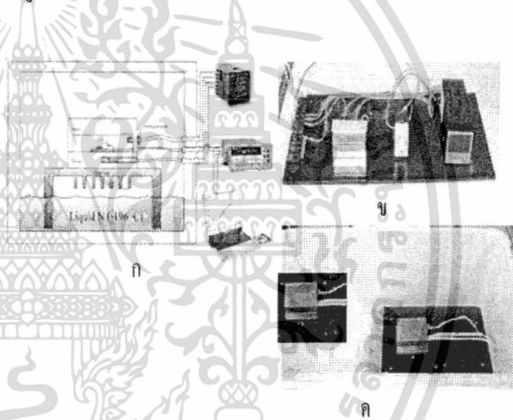


รูปที่ 2 วงจรพื้นฐาน PTAT [7]

3. การทดลองและผลการทดลอง

3.1 ชุดทดสอบการวัดคุณสมบัติขึ้นกับอุณหภูมิ

เซนเซอร์อุณหภูมิในการทดลองจะถูกนำมาทดสอบการตอบสนองต่ออุณหภูมิ ด้วยอุปกรณ์ชุดทดสอบ ดังรูปที่ 3 มีหลักการทำงานประกอบด้วย แท่งฮีตเตอร์ (Heater) และเทอร์โมคัปเปิลทั้งสองติดตั้งอยู่ภายในโลหะทองเหลืองดังรูปที่ 3 (ค) สามารถทำงานในช่วงความร้อนสูงสุดที่ 200°C โดยเทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple) ทำหน้าที่อ่านค่าอุปกรณ์ซึ่งผ่านอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิ ดังรูปที่ 3 (ก), 3 (ข) และด้วยหลักการเดียวกันสามารถลดอุณหภูมิลงโดยใช้ไนโตรเจนเหลวเพื่อลดเซชความร้อนให้กับอุปกรณ์ สามารถทำงานในช่วงอุณหภูมิ -60°C ถึง 200°C ตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบอยู่ในบรรยากาศปิด ดังรูปที่ 3 (ค)



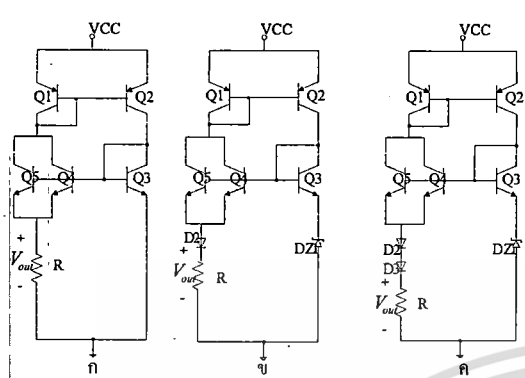
รูปที่ 3 ชุดทดสอบวัดคุณสมบัติขึ้นกับอุณหภูมิ

- (ก) แผนภาพทดสอบชุดอุปกรณ์
- (ข) รูปถ่ายจริงส่วนชุดทำงานควบคุมชุดอุปกรณ์
- (ค) รูปถ่ายบรรยากาศปิดในการควบคุมอุปกรณ์

3.2 ผลการทดลอง

การทดลองใช้วงจรในรูปที่ 4 เพื่อเป็นการศึกษาถึงรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ที่มีผลต่ออุณหภูมิ ประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ PNP (2N3906) Q1, Q2 และ ทรานซิสเตอร์ NPN (2N3904) Q3, Q4 และ Q5 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสโดยกำหนดให้วงจรนี้ทำงานได้ก็ต่อเมื่อทรานซิสเตอร์ที่กล่าวมาทำงานในย่าน Active mode ดังนั้นจากเงื่อนไขในการออกแบบในรูปที่ 4 จึงทำให้ VCC

= 6V และ $R= 100\ \Omega$ ทำการบันทึกอุณหภูมิที่ -50°C ถึง 150°C

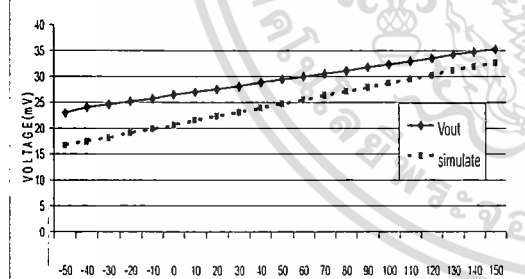


รูปที่ 4 วงจร PTAT

- (ก) วงจรพื้นฐาน PTAT
- (ข) วงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นกับรอยต่อซี-เอ็น
- (ค) วงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อกับรอยต่อซี-เอ็น

3.2.1 การตอบสนองของวงจรพื้นฐาน PTAT

ทำการทดลองวงจรรูปที่ 4 (ก) กับชุดทดสอบรูปที่ 3 ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปที่ 5 โดย V_{out} เป็นค่าที่อ่านได้จากมัลติมิเตอร์ซึ่งเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน (Simulate) ด้วย โปรแกรม PSpice



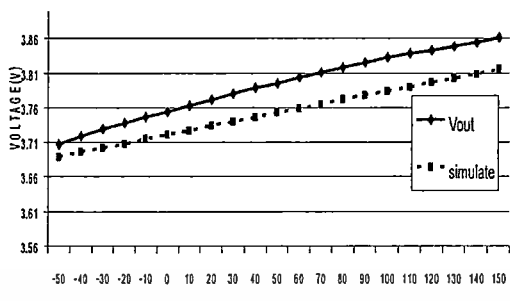
อุณหภูมิองศาเซลเซียส

รูปที่ 5 กราฟผลตอบสนองระหว่างอุณหภูมิกับแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4(ก)

3.2.2 การตอบสนองของวงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นกับรอยต่อซี-เอ็น

ทำการทดลองวงจรรูปที่ 4 (ข) กับชุดทดสอบรูปที่ 3 กำหนดให้ $DZ1(1N5229, V_z=4.3V)$, $D2(1N4152)$ ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปที่ 6 โดย V_{out} เป็นค่าที่อ่านได้

จากมัลติมิเตอร์ซึ่งเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน (Simulate) ด้วย โปรแกรม PSpice

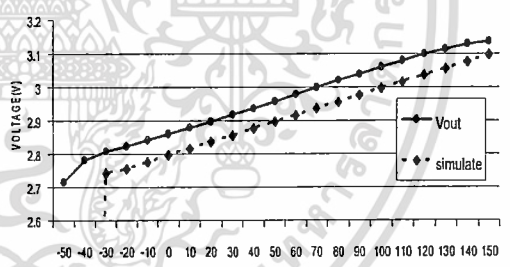


อุณหภูมิองศาเซลเซียส

รูปที่ 6 กราฟผลตอบสนองระหว่างอุณหภูมิกับแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4(ข)

3.2.3 การตอบสนองของวงจร PTAT แบบรอยต่อพี-เอ็นอนุกรมสองรอยต่อกับรอยต่อซี-เอ็น

ทำการทดลองวงจรรูปที่ 4 (ค) กับชุดทดสอบรูปที่ 3 กำหนดให้ $DZ1(1N5229)$, $D2(1N4152)$, $D3(1N4152)$ ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปที่ 7 โดย V_{out} เป็นค่าที่อ่านได้จากมัลติมิเตอร์ซึ่งเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน (Simulate) ด้วย โปรแกรม PSpice



อุณหภูมิองศาเซลเซียส

รูปที่ 7 กราฟผลตอบสนองระหว่างอุณหภูมิกับแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 4(ค)

จากเงื่อนไขในการออกแบบหากต้องการเปลี่ยนแปลงซี-เอ็นไดโอดหรือค่า V_z และจำนวนพี-เอ็นไดโอดอนุกรมเข้าไป n ตัว โดยที่ $n = 0, 1, 2, \dots$ n วงจรนี้จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อทรานซิสเตอร์ทั้งหมดต้องทำงานในย่าน Active mode

3.2.5 การเปรียบเทียบ $\Delta V / \Delta T$ ในการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

นำผลตอบสนองของอุณหภูมิในรูปที่ 4 ที่ได้จากการทดสอบและการจำลองการทำงาน (Simulate) โดยใช้โปรแกรม PSpice มาทำการเปรียบเทียบเพื่อหาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดทดสอบในช่วงอุณหภูมิ -50°C ถึง 150°C ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบอัตราการเปลี่ยนแปลง $\Delta V / \Delta T$ ในการตรวจจับอุณหภูมิในรูปที่ 4

รูปที่	$\Delta V / \Delta T$ (mV/°C)		(%) ผิดพลาด
	การทดลอง	ผลSimulate	
4(ก)	0.06	0.08	25%
4(ข)	0.73	0.61	19.67%
4(ค)	1.92	2.16	11.11%

จากผลการทดลองเมื่อเปรียบเทียบรูปที่ 4(ก) กับรูปที่ 4(ค) ผลที่ได้คือ $\Delta V / \Delta T$ เพิ่มขึ้นจากเดิมเป็น 32 เท่าและค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดระหว่างผลการทดลองและผลการ Simulate จากตารางที่ 1 เกิดจากค่าขอตั้แปรบางตัวในโปรแกรม PSpice ไม่ตรงกับอุปกรณ์ที่ใช้จริง ทั้งนี้ Q1-Q4 อาจจะมีค่าแตกต่างจากการเป็นอุปกรณ์เดี่ยว (discrete device) อาจจะทำให้สมมติฐาน $I_{s3} = I_{s4}$ และ $I_1 = I_2$ ไม่มีความเหมือนกันทุกประการ

4. วิจัยารณ์

ผลตารางที่ 1 เป็นการเปรียบเทียบค่า $\Delta V / \Delta T$ จากวงจรพื้นฐานถึงวงจรประยุกต์ใช้รอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร จากผลการทดลองอธิบายเป็นสมการผลรวม $\Delta V / \Delta T$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{Total} = \left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{PTAT} + \left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{Zener} - n\left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{pn} \quad (8)$$

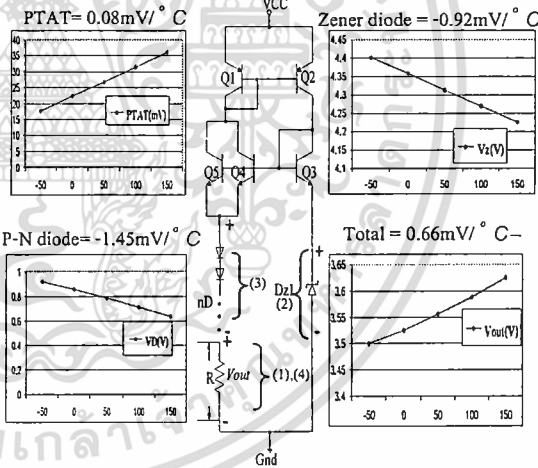
$\left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{Total}$ คือค่าความแตกต่างของแรงดันต่ออุณหภูมิที่ 1 °C ของวงจรรวมตำแหน่งที่ (4) รูปที่ 8

$\left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{PTAT}$ คือ ค่าความแตกต่างของแรงดันต่ออุณหภูมิที่ 1 °C ของวงจร PTAT ตำแหน่งที่ (1) รูปที่ 8 โดยให้ n = 0 และ Zener diode = 0

$\left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{Zener}$ คือ ค่าความแตกต่างของแรงดันต่ออุณหภูมิที่ 1 °C ของซีเนอร์ไดโอดตำแหน่งที่ (2) รูปที่ 8

$\left(\frac{\Delta V}{\Delta T}\right)_{p-n}$ คือ ค่าความแตกต่างของแรงดันต่ออุณหภูมิที่ 1 °C ของรอยต่อพี-เอ็น n ตัวตำแหน่งที่ (3) รูปที่ 8

n คือ จำนวนของพี-เอ็นไดโอดที่อนุกรมเข้าไป โดย n = 1, 2, 3...n และพี-เอ็นไดโอดต้องเป็นเบอร์เดียวกัน



รูปที่ 8 ตัวอย่างวิธีวัดความชันแต่ละส่วนในวงจรรูปที่ 4(ข) จากรูปที่ 8 เป็นการหาค่าความชันแต่ละอุปกรณ์เพื่ออธิบายสมการที่ 8 และผลดังกล่าวสรุปได้ในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบค่าผลรวมSimulate $\Delta V / \Delta T$ จากตารางที่ 1 กับค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ 8

วงจร รูปที่	$\Delta V / \Delta T \text{ (mV/}^{\circ}\text{C)}$				
	ผล คำนวณ สมการ8	ผล simulate			
	ผลรวม	ผลรวม	PTAT	Zener	P-N
4(ก)	0.08	0.08	0.08	-	-
4(ข)	0.66	0.61	0.08	-0.92	-1.45
4(ค)	2.06	2.16	0.08	-0.92	-2.9

โดยผลการจำลองการทำงาน (Simulate) คือค่า $\Delta V / \Delta T$ ที่วัดในแต่ละส่วนในรูปที่ (8) เมื่อนำผลรวม $\Delta V / \Delta T$ เปรียบเทียบกับสมการที่ 8 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่พบสูงสุดคือ 8.19% ซึ่งจากสมการดังกล่าวสามารถนำมาใช้ในการประมาณค่า $\Delta V / \Delta T$ ของวงจรในรูปที่ 4 ได้

และสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต(V_{out}) ในรูปที่ 4(ข, ค) ได้ว่า

$$\text{แรงดันเอาต์พุต} = \left(V_{DZ1} + V_{BE} \right) - \left(nV_D + V_{BE3} \right) \quad (10)$$

- V_{DZ1} คือ แรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด
- V_D คือ แรงดันตกคร่อมพี-เอ็นไดโอด
- n คือ จำนวนของพี-เอ็นไดโอดที่ต่ออนุกรม

5.สรุป

จากหลักการของรอยต่อพี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ ที่มีผลของอุณหภูมิในรูปที่ 1 นำมาซึ่งการประยุกต์ใช้ในวงจรPTAT แบบพื้นฐาน เพื่อให้วงจร PTAT มีผล $\Delta V / \Delta T$ ต่ออุณหภูมิมีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยการต่อ PTAT แบบรอยต่อ พี-เอ็นและรอยต่อซีเนอร์ พิสูจน์ได้จากผลการทดลองในตารางที่ 1 และสามารถนำผลการทดลองดังกล่าวมาอธิบายเป็นความสัมพันธ์ดังสมการที่ 8 ดังนั้น หากต้องการเพิ่มค่า $\Delta V / \Delta T$ ให้กับวงจรสามารถทำได้ โดยการต่อพี-เอ็นไดโอดอนุกรมเข้าไป n ตัว โดย $n = 1, 2, 3 \dots n$ แต่ทั้งนี้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดต้องทำงานในย่าน Active mode ทำให้แหล่งจ่ายที่ป้อนต้องเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนด และจากผลการทดลองที่ได้จากกราฟรูป

ที่ 6 และ 7 มีค่าแรงดันเอาต์พุตเริ่มต้นที่ 3.7 V และ 2.7 V ที่อุณหภูมิ -50°C ตามลำดับซึ่งค่าที่ได้ สามารถนำมาใช้ต่อกับวงจรภายนอกได้โดยไม่ต้องต่อวงจรขยายซึ่งต่างจากกราฟรูปที่ 5 ที่มีแรงดันเอาต์พุตเริ่มต้นประมาณ 23 mV ที่อุณหภูมิ -50°C จากกราฟในรูปที่ 6 และ 7 นั้นเองสามารถอธิบายถึงการลดระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตได้ โดยการต่อพี-เอ็นไดโอดอนุกรมเพิ่มเข้าไป n ตัว โดย $n = 1, 2, 3 \dots n$ พิสูจน์ได้จากสมการที่ 10 เนื่องจากเมื่อเพิ่มจำนวนพี-เอ็นไดโอดค่าแรงดัน V_{out} ที่ได้จะมีค่าลดลงตามไปด้วย วงจรนี้สามารถทำงานที่อุณหภูมิระหว่าง -50°C ถึง 150°C และวงจรดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรรวมได้ในเวลาต่อไป

7. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสภาวิจัยแห่งชาติที่ให้การสนับสนุนงานวิจัยครั้งนี้

8. เอกสารอ้างอิง

[1] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, “ เซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์” สำนักพิมพ์ ส.ส.ท. ,1 เม.ย. 2548

[2] A. Sedra and K. Smith, “ Microelectronic Circuits,” 4th ed., Oxford University Press, 1998.

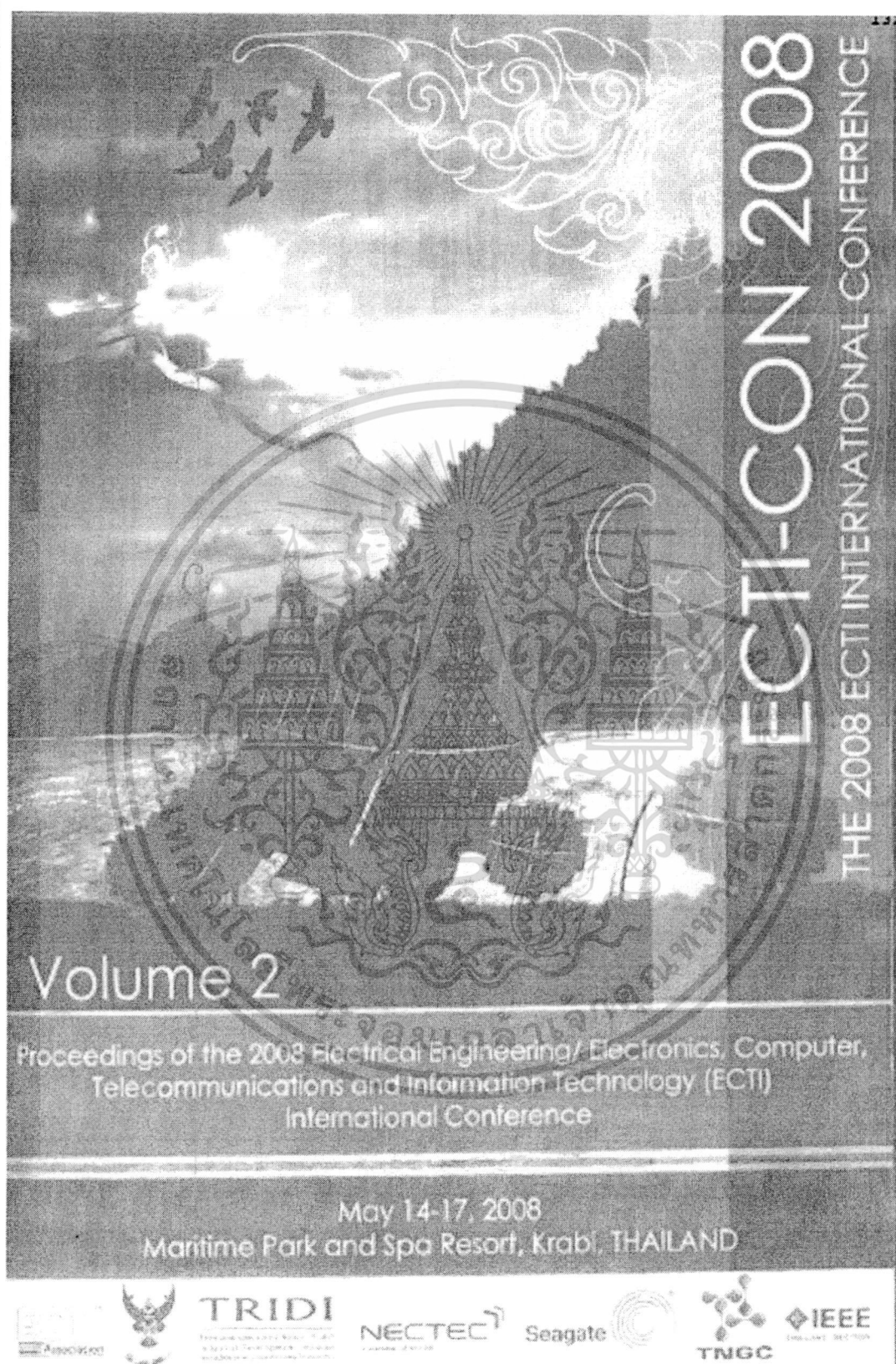
[3] J. W. Gardner, “ Microsensors Principles and Applications” John Wiley & Sons, 1994.

[4] S.M Sze, “Physics of Semiconductor Devices”, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1981

[5] M. J. O. Strutt, “Semiconductor Devices Vol.1, Semiconductor and Semiconductor diodes,” Academic, New York, 1966, chap.2.

[6] S. M. Sze, “Physics of Semiconductor Devices”, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1981.

[7] M. P. Timko, “A two – terminal IC Temperature transducer,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1979, Vol.11, pp. 784-788.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Study on temperature effect on p-n and Zener junction for PTAT temperature sensor

P. Songmalai¹, T. Phetchakul¹, W. Pengchan¹, E. Ratanaudomphisut² and J. Supadech²

¹ Electronics research center, Electronic Department faculty of engineering, King Mongkut's Institute of Technology, Chalokkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520

² TMEC, 51/4 Moo 1, Suwiontawong Road, Wangtakien District, Amphur Muang, Chachoengsao, Thailand 24000

Abstract—Research on a new compact BJT PTAT temperature sensor structure has been reported. The zener junction-connected BJT transistor and Base-Emitter voltage of transistor can be temperature dependent. The performance of new compact PTAT circuit can be improved by using difference in thermal characteristics between p-n and zener junction. $\Delta V / \Delta T$ can be further increased by connecting p-n and zener junction in series. The results show that $\Delta V / \Delta T$ of the circuit increased by 6.77 times or 85% compared with conventional PTAT and connecting two p-n and zener junction in series. The result show that $\Delta V / \Delta T$ of the circuit increased by 3.3 times or 70% compared with proposed circuit the output voltage is large enough so that it can be used directly without additional amplifier. This also improves S/N ratio and the unique linearity of PTAT is still preserved. The working temperature of circuit is between -60°C to 160°C .

I. INTRODUCTION

The temperature sensors have become common elements in wide range of modern integrated circuits. Temperature measurement is required in applications, varying from control of industrial, laboratory experiments, environmental control to biomedical instrumentation. Different types of sensors have been employed for these applications amongst which we can cite resistance thermometers, thermistors, quartz crystals, thermocouples and p-n junctions. The principal factors which determine the choice of a particular sensor for a given application are temperature range of interest, sensitivity, linearity, accuracy and noise immunity [1].

In this paper, we describe temperature sensor analysis method. The p-n and zener junction are applied to PTAT circuit. The p-n junction is bias in forward bias and zener junction in reverse bias [2]. The results show large voltage output and still linear. We can increase $\Delta V / \Delta T$ by additional series p-n junction in circuit. That results are compared with simulation by PSpice AD Student Release 9.1. It can be developed for IC temperature sensor.

II. BASIC CIRCUIT

PTAT current source are widely used to generate bias current and as temperature sensor in temperature measurement

systems. A typical PTAT current source is shown in Fig 1. Its basic core is made up of Widlar current mirror (Q1, Q2, and R), which forces current I_{C2} to be PTAT [3], and a simple mirror circuit

(Q3 and Q4), which sets equal the currents in the two branches. The Widlar current mirror sets the voltage drop across R as

$$V_R = V_T \ln(n I_{C1} / I_{C2}) \quad (1)$$

where $V_T = kT/q$ is the thermal voltage (about 26 mV at $T = 300\text{ K}$) and n is the ratio between the emitter area of Q2 and the emitter area of Q1. As a consequence, current I_{C2} is equal to V_R/R

In the assumption of equal aspect ratios of Q3 and Q4, currents I_{C1} and I_R are equal to I_{C2} and reference current is expressed by

$$I_R = (V_T / R) \ln(n), \quad (2)$$

which is a PTAT current, independent of transistor parameters.

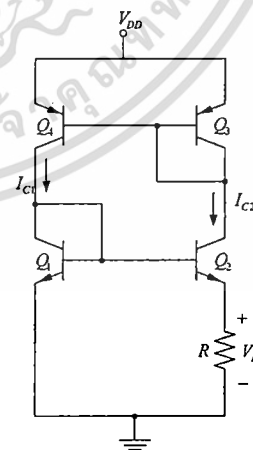


Figure 1. PTAT current source.

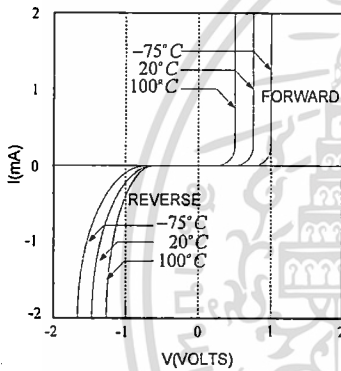
III. THE PROPOSED CIRCUIT

The PTAT temperature sensor principle of operation is base on the phenomenon that difference between voltage of two diodes which have different areas and conduct the same current, is proportional to absolute temperature (PTAT). From current and voltage relation of p-n junction, if p-n junction is forward bias, the equation show that

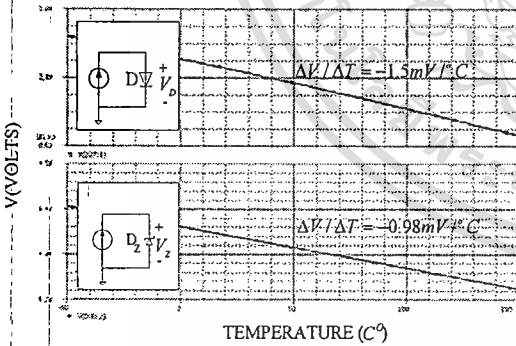
$$I = I_s \left(e^{\left(\frac{qV_D}{kT} \right)} - 1 \right) \tag{3}$$

where V_D is p-n junction dropped voltage, I is p-n junction current, I_s is saturation current, q is electric charge, k is Boltzman's constant and T is temperature (K). By arranging (3), it become as

$$V_D = T \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \tag{4}$$



(a)



(b)

Figure 2. (a) Temperature dependent I-V characteristic of zener diode [4], (b) Sensitivity characteristic of p-n junction and zener diode.

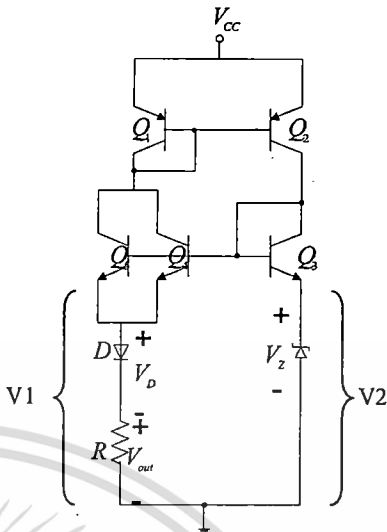


Figure 3. Zener diode and diode-connected transistor biased with PTAT current source.

In Eq. (4), the saturation current I_s is less than I so that V_D and T are linear relation. The zener diode temperature dependent characteristic is shown in Fig. 2(a). The voltage dropped junction both in forward and reverse are negative temperature coefficient. Figure 2(b) shows difference sensitivity of p-n junction and zener diode from voltage-temperature plot. The different sensitivity is the advantage for PTAT circuit.

The proposed circuit is shown in Fig. 3. The PTAT circuit composes of zener and p-n junction. The reference current which can be amplified or attenuated is developed using a modification of a technique described in [5]. The high performance PTAT voltage generator that formed by Q1, Q2, Q3, Q4 and Q5 have the same cross section area as zener diode (D_Z) and p-n diodes (nD). The output voltage (V_{out}) is given by the equation shown below [6].

$$V_1 - V_2 = V_T \ln \frac{I_{s4} I_{s5}}{I_{s3}} \tag{5}$$

$$V_1 = V_{out} + V_D \tag{6}$$

$$V_2 = V_Z \tag{7}$$

From Eq. 4, 5, 6 and 7, the relationship between V_{out} and T namely

$$V_{out} = V_Z - n \left[T \left(\frac{k}{q} \right) \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) \right] + T \left(\frac{k}{q} \right) \ln r \tag{8}$$

$$\left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(out)} = \left(\left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(PTAT)} + \left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(DZ)} \right) - n \left(\left. \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|_{(D)} \right) \quad (9)$$

where

- V_{out} = the voltage across R
- V_{PTAT} = the voltage across R (Fig. 1)
- V_D = the voltage across diode
- V_Z = voltage across zener diode

IV. THE MEASUREMENT AND SIMULATION RESULT

The measurement system shown in Fig.4 is used in the experiment. The heater chamber has accuracy $\pm 1\% / ^\circ C$ in the temperature range from $-60^\circ C$ to $160^\circ C$. Q1 and Q2 are P-NP (2N3906); Q3, Q4 and Q5 are NP-N (2N3904). All of them are biased by current source 20 mA at $25^\circ C$. The zener diode D_Z is 1N5229 at breakdown voltage at 4.3V and diode D_1, D_2 are 1N4152. All transistor work in active mode at $V_{cc} = 6V$ and is shown in Fig. (3) and Fig. (6).

The result from the test circuit in Fig. 3 ($R = 176\Omega$) is shown in Fig. 5. V_{out} is measured by multimeter and compared with simulate results from PSpice.

From Fig. 5 we see that the measured sensitivity is about $0.61mV / ^\circ C$ in temperature range $-60^\circ C$ to $160^\circ C$. The output voltage starts 3.658 V at temp $-60^\circ C$. The output voltage is large enough and can be used directly without any external amplifier. The sensitivity increases by 6.77 times compared with conventional PTAT in Fig. 1. The sensitivity is about $0.09mV / ^\circ C$. The measured results differ from the simulation results by 8.3% because some parameters in PSpice do not match with exact practical values

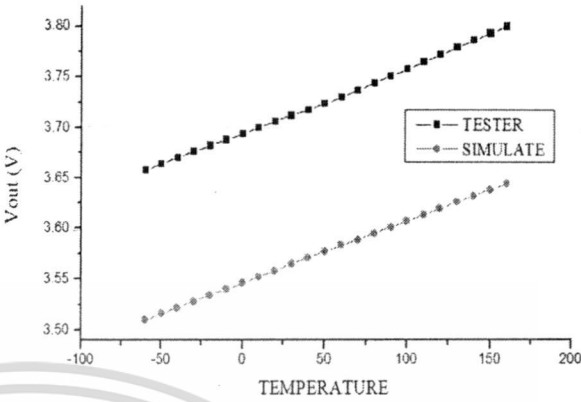


Figure 5. Measured and simulate result of Fig. 3($R=176\Omega$).

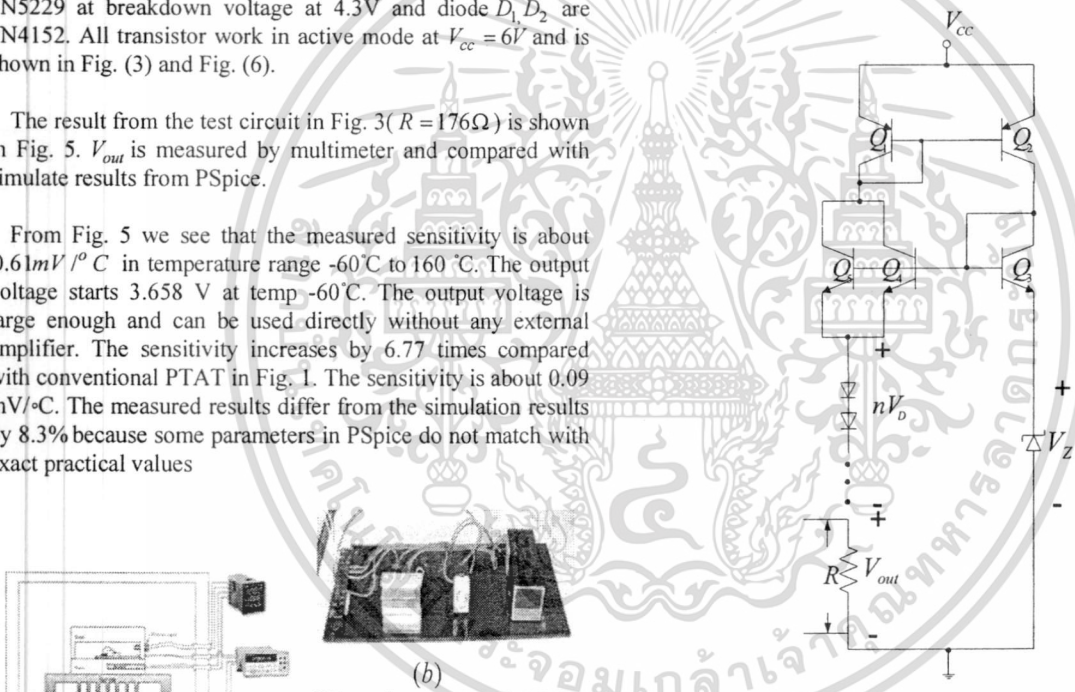


Figure 6. The proposed circuit when increased number of series p-n junction diode (n).

The result of test circuit in Fig. 6 ($n=2, R=139\Omega$) is shown in Fig. 7. V_{out} is measured and compared with simulation results from PSpice.

From Fig. 7, we can see that the measured sensitivity is about $2.04mV / ^\circ C$ in the temperature range from $-60^\circ C$ to $160^\circ C$. The output voltage start at 2.87 V at $-60^\circ C$. The output voltage is large enough and can be used directly without an external amplifier. The sensitivity is increased by 3.3 times compare with the circuit in Fig. 3.

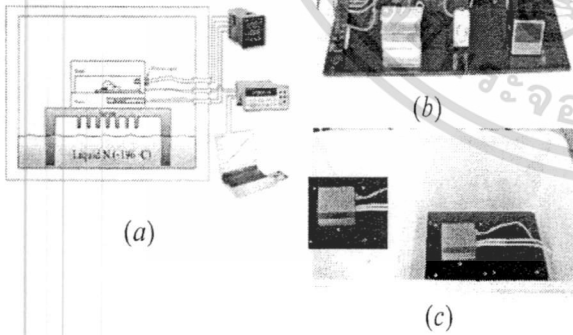


Figure 4. Measurement system.

- (a) Diagram of measurement system.
- (b) Temperature control circuit.
- (c) Heater chamber

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานใน 787 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

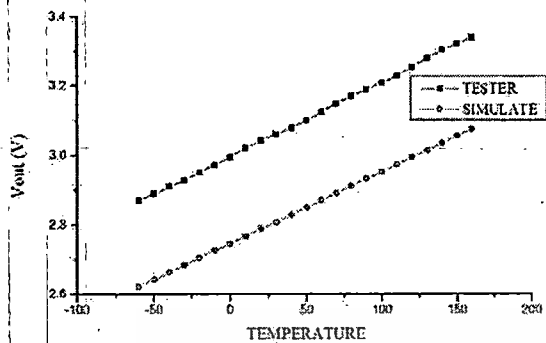


Figure 7. Measured and simulate result of Fig. 6 ($n=2$, $R=139\Omega$).

This time the measured results differ from the simulation results by 3.3%. The results can be explained by (9). Figure 7 show that the output voltage decreases with increasing number of diodes (see also (8)). Another way for increasing the sensitivity is to raise the breakdown voltage of zener diode D_z (see also (9)). In Fig. 6, we can use 1 to 4 diodes and breakdown voltage V_z of the zener diode in the range from 4.3 to 5.2V. The results shown in Fig. 8 are simulated by PSpice.

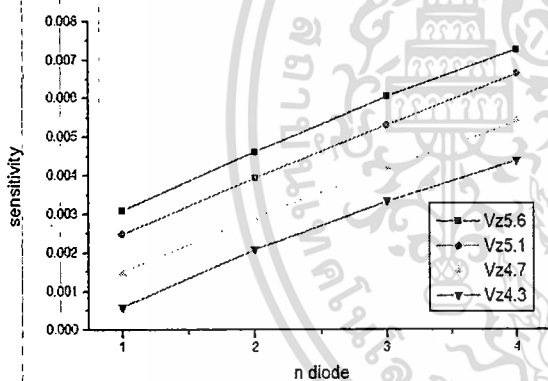


Figure 8. Simulate sensitivity of difference Zener diode and n diodes-connected.

We can apply the temperature effect of p-n and zener junction in a conventional PTAT circuit to increase the sensitivity.

Table 1 summarily the sensitivity of PTAT circuit in Fig. 3 and Fig. 6, also show the sensitivity of zener diode D_z and diode D .

Table 1 Comparison of sensitivity $\Delta V / \Delta T$ between measurement and (9)

$\Delta V / \Delta T$ (mV/°C)				
Measured	From (9)	PTAT	D_z ($V_z = 4.3V$)	D
0.61 (see Fig. 5)	0.61	0.09	-0.98	-1.5 ($n=1$)
2.11 (see Fig. 7)	2.01	0.09	-0.98	-2.9 ($n=2$)

We observe that the proposed PTAT circuit, with use for voltage reference between p-n junction and zener junction, has sensitivity higher than the conventional PTAT (Fig. 1). The maximum error compare with (9) is about 4.74%.

V. CONCLUSIONS

A new PTAT temperature sensor was studied. The sensor structure is based on difference in thermal characteristics between p-n and zener junction. The result shows that the new PTAT (Fig. 6) has good enough linearity and sensitivity so that it can be used as a temperature sensor without any external amplifier. The sensitivity increases by 23 times compared with conventional PTAT. Other result, we can increase $\Delta V / \Delta T$ by additional series p-n junctions and raise the breakdown voltage of zener diode (Fig. 8). This circuit can apply another circuit in the future. The working temperature of circuit is between -60°C to 160°C .

REFERENCES

- [1] J.W.Gardner, "Microsensors Principles and Applications," John Wiley & Sons, 1994.
- [2] S.M Sze, "Physics of Semiconductor Devices," 2nd ed., John Wiley & Sons, 1981.
- [3] P.R.Gray and R.G.Meyer, "Analysis and Design of Analogue Intergrated circuits," 3rd ed., John Wiley & Sons, 1993, pp.227-228.
- [4] M. J. O. Strutt, "Semiconductor and Semiconductor diodes," Academic, New York, 1966.
- [5] M. P. Timko, "A two - terminal IC Temperature transducer," IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1979, Vol.11, pp. 784-788.
- [6] A. Sedra and K. Smith, "Microelectronic Circuits," 4th ed., Oxford University, 1998.