เครื่องมือวัดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความไวสูงด้วยหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด อุณหภูมิสูงชนิด $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ แบบพกพา

PORTABLE HIGH-SENSITIVITY MAGETIC MEASUREMENT BY HIGH-TEMPERATURE SUPERCONDUCTOR PROBE,TYPE $YBa_2Cu_3O_{7-x}$

โดย

นายชาคริต อินทรประสงค์

นายธรณินทร์ บุญบำรุง

วัน เดือน ปี ..... -1 ต.ค. 2541

เลขทะเบียน 038402

เลขเรียกหนังสือ ..... T39422 ส.ม.ธ.ค.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038402

เครื่องมือวัดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความไวสูงด้วยหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูงชนิด $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ แบบพกพา

PORTABLE HIGH-SENSITIVITY MAGETIC MEASUREMENT BY HIGH-TEMPERATURE SUPERCONDUCTOR PROBE,TYPE $YBa_2Cu_3O_{7-x}$

โดย

นายชาคริต อินทรประสงค์ เลขประจำตัว 37013241

นายธรณินทร์ บุญบำรุง เลขประจำตัว 37013195

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานโครงงาน ปีการศึกษา 2539

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ชื่อโครงงานภาษาไทย: เครื่องมือวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงด้วยหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดชนิด $YBa_2Cu_3O_{7-X}$ แบบพกพา

ชื่อโครงงานภาษาอังกฤษ: PORTABLE HIGH SENSITIVITY MAGNETIC MEASUREMENT BY SUPERCONDUCTOR PROBE, TYPE $YBa_2Cu_3O_{7-X}$

ผู้จัดทำ

1.นายชาคริต อินทรประสงค์

2.นายธรณินทร์ บุญบำรุง

.....

(ผศ.ดร.วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I

เครื่องมือวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงด้วยหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง ชนิด $YBa_2Cu_3O_{7-X}$ แบบพกพา

ชาคริต อินทรประสงค์
ธรณินทร์ บุญบำรุง
ผศ.ดร. วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการศึกษาการวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงด้วยหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดชนิด $YBa_2Cu_3O_{7-X}$ โดยออกแบบให้เป็นเครื่องมือที่มีความคล่องตัวสูงในการใช้งานนอกห้องปฏิบัติการได้ ภาคตรวจจับสนามใช้หัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่โครงสร้างใช้หลักการจุดสัมผัส 4 ขั้ว โดยไบอัสให้เหมาะสมกับคุณสมบัติเฉพาะของสารที่ได้จากการสร้าง สัญญาณที่แปรผันตามสนามจะถูกส่งให้ภาคขยายและภาคแปลงสัญญานอะนาล็อกเป็นดิจิตอลแล้วแสดงผลออกจอภาพต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

II

PORTABLE HIGH SENSITIVITY MAGNETIC MEASUREMENT BY HIGH TEMPERATURE SUPERCONDUCTOR PROBE , TYPE $YBa_2Cu_3O_{7-X}$

Chakrit Intaraprasong

Dhoranin Boonbumrung

Asst.Prof.Dr. Wisut Titiroongruang Advisor

1996

ABSTRACT

This report presents the study of the portable high sensitivity magnetic measuring by superconductor probe, type $YBa_2Cu_3O_{7-X}$ .This equipment is designed for high performence in practical field. Four Point Probe is designed for detecting magnetic field that has property biasing along the characteristic of superconductor materials. The signal that varies to magnetic field is applied to amplifier, then to A/D Converter. Finally,the signal is monitored on LCD display.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	**I**
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	**II**
คำนำ	**III**
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ประวัติการค้นพบสภาพตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด	1
1.1.1 ประวัติทั่วไป	1
1.1.2 การจัดกลุ่มตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด	5
1.2 ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดแบบเซรามิก	6
1.3 ความสำคัญของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง	9
1.3.1 งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์	9
1.3.2 งานด้านระบบกำลัง	11
1.3.3 งานด้านวิทยาศาสตร์และการแพทย์	12
1.3.4 การคมนาคม	13
1.3.5 การทหาร	14
บทที่ 2 คุณสมบัติทางฟิสิกส์ที่สำคัญของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด	15
2.1 การเกิดสภาพ DIAMAGNETIC ของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด	17
2.2 ปรากฏการณ์ไร้ความต้านทานไฟฟ้า	18
2.3 ปรากฏการณ์ MEISSNER EFFECT	18
2.4 ปรากฏการณ์กระแสคงสภาพในวงแหวนตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด	20
2.5 ทฤษฎีจุลภาคของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด	22
2.5.1 ทฤษฎีของลอนดอน	22
2.5.2 ทฤษฎีของ BCS	24
2.5.3 ทฤษฎีของ CHARLES BEAN	25
2.6 การทำลายสภาพตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดด้วยสนามแม่เหล็ก	32
2.7 ปรากฏการณ์ซิลสบี	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 กรรมวิธีการสร้างตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด 34
3.1 การเตรียมสารเคมีชนิด $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ 34
3.2 การคำนวณปริมาณสารสัมพันธ์ 34
3.3 แผนผังขบวนการสร้างตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด 37
บทที่ 4 วงจรวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงชนิดหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด 38
4.1 กล่าวนำ 38
4.2 BLOCK DIAGRAM 38
4.3 วงจรสมบูรณ์ 38
4.4 อธิบายการทำงาน 39
4.4.1 HTSC SENSOR 39
4.4.2 CONSTANT CURRENT SOURCE(CCS) 40
4.4.3 การทำงานของ AD624 44
4.4.4 การทำงานของ U2 47
4.4.5 การทำงานของ U3 47
4.4.6 การทำงานของ U4 47
4.4.7 การทำงานของ U5 48
4.4.8 การทำงานของ U6 49
4.4.9 การทำงานของ ANALOG TO DIGITAL CONVERTER 49
4.4.10 การทำงานของ LIQUID CRYTAL DISPLAY (LCD) 57
บทที่5ผลการทดลอง 59
บทที่6บทสรุป 64
ภาคผนวก
หนังสืออ้างอิง
กิตติกรรมประกาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

บทนำ

ตัวนำไฟฟ้าทั่ว ๆ ไป จะมีการสูญเสียพลังงานในรูปของความร้อนและแสงสว่าง เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน เนื่องจากผลของความต้านทานไฟฟ้าที่มีอยู่ในตัวนำนั้น ๆ แม้แต่ทองแดงซึ่งถือได้ว่าเป็นตัวนำที่ดีมากก็ตาม ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด (SUPERCONDUCTOR) คือ ตัวนำไฟฟ้าที่ไม่มีความต้านทานไฟฟ้าสามารถนำไฟฟ้าปริมาณสูงๆ ได้ โดยที่ไม่เกิดการสูญเสียพลังงานในรูปของความร้อนดังที่เกิดกับตัวนำธรรมดา สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ถูกค้นพบครั้งแรกในปี พ.ศ. 2454 (ค.ศ. 1911) แต่ในยุคแรก ๆ นี้เป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่อุณหภูมิต่ำ ซึ่งมักจะอยู่ในช่วงที่ไม่เกินจุดเดือดของฮีเลียมเหลว (อุณหภูมิ 4.2K) จนมาถึงช่วงปี พ.ศ. 2530 นักวิจัยสามารถทำสารเซรามิคเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ที่อุณหภูมิของจุดเดือดของไนโตรเจนเหลว

ปัจจุบันการวิจัย ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้แพร่กระจายไปทั่วโลก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในประเทศอุตสาหกรรม สาเหตุสำคัญที่ทำให้มีการทุ่มเทวิจัยตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดกันเป็นอย่างมากเนื่องจากตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูงนั้น จะก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านเทคโนโลยีอย่างมากและรวดเร็วเกินคาด คล้ายกับที่ทรานซิสเตอร์ได้ถูกพัฒนาขึ้นในปี พ.ศ. 2490 ได้เคยเปลี่ยนแปลงเทคโนโลยีทางอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ให้เกิดขึ้นมากมาย

จากการทดลองปรากฏการณ์ต่าง ๆ ที่ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิคส์ ได้ทำการศึกษาและรายงานไว้พบว่าตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นอยู่กับทิศทางของสนามแม่เหล็ก ทำให้พบปรากฏการณ์ฟูลเวฟเรคติไฟร์ ซึ่งอาศัยคุณสมบัติดังกล่าว และจากการศึกษาคุณสมบัติการจำสภาพแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดพบว่า ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีปรากฏการณ์ฮีสเตอร์รีซิส (Hysteresis) ของกระแสวิกฤตซึ่งคล้ายกับคุณสมบัติฮีสเตอร์รีซิสของสารจำพวกเฟอร์โรแมกเนติกส์

1.1 ประวัติการค้นพบสภาพตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

1.1.1 ประวัติทั่วไป

ค.ศ. 1911 : HEIKE KEMERLING ONNES ค้นพบสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด

ค.ศ.1935 : WALTER MEISSNER AND R. OCHSENFELD ค้นพบปรากฏการณ์ MEISSNER EFFECT

ค.ศ.1935 : 2 พี่น้อง FRITZ AND HEINZ LONDON. ตั้งสมการเพื่ออธิบายการเกิดสภาพตัวนำยิ่งยวด เรียกว่า LONDON EQUATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.ศ. 1950 : GINZBURG AND LEV LONDAU (RUSSIAN SCIENTIST) อธิบายสภาพตัวนำยิ่งยวด ด้วยสมการ QUANTUM เรียกว่า GINZBURG-LANDAU THEORY

ค.ศ. 1957 : BCS THEORY ถูกตั้งขึ้นโดย JOHN BARDEEN, LEON COOPER, ROBERT SCHRIEFFER ณ ILLINOIS UNIVERSITY, และทั้ง 3 ได้รับรางวัล NOBEL PRIZE สำหรับทฤษฎีนี้

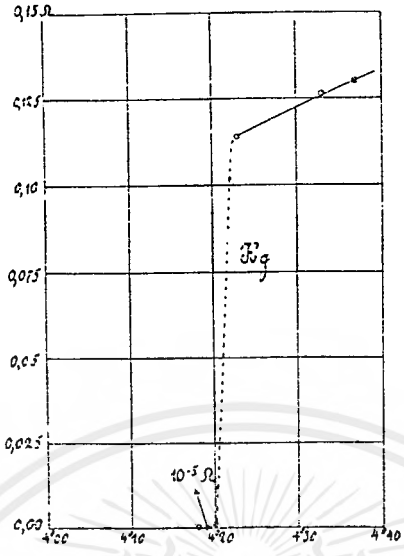
ค.ศ. 1957 : ABRIKOSOV (RUSSIAN) ค้นพบTYPE II SUPERCONDUCTOR ถือเป็นจุดเปิดเทคโนโลยีนำไปสู่การค้นพบสาร HTSC ซึ่งได้แก่สารตระกูล Nb_3Sn,NbTi

ค.ศ. 1986 : ALEX MULLER AND GEORG BEDNORZ (SCIENTIST AT IBM ZURICH LAB) ค้นพบ HTSC ที่ 30°k (BaLaCu 0) ซึ่งถือว่าสูงสุดในยุคนั้น จนทั้ง 2 ได้รับรางวัล NOBEL PRIZE IN PHYSICS

ค.ศ. 1987 : DR. PAUL E.W. CHU (HOUSTON UNIVERSITY) ค้นพบ HTSC ที่ 93° k โดยใช้สาร Y แทน La (YBaCu0) คือเป็นแม่แบบของสาร HTSC ที่นิยมประดิษฐ์ในปัจจุบัน

สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดถูกค้นพบครั้งแรกโดยนักฟิสิกส์ชาวดัทช์ชื่อ HEIKE KEMERLING ONNES หลังจากที่เขาสามารถเตรียมฮีเลียม ปี พ.ศ. 2451 ด้วยวิธีการลดอุณหภูมิและเพิ่มความดันให้กับก๊าซฮีเลียม ปี พ.ศ. 2454 ONNES ได้ทำการวิจัยเกี่ยวกับคุณสมบัติของโลหะที่อุณหภูมิต่ำ เขาพบว่าค่าความต้านทานไฟฟ้าของปรอทลดลงเป็นศูนย์อย่างทันทีทันใดที่ อุณหภูมิ 4.2 K (K แทน องศาเคลวินเป็นมาตราวัดอุณหภูมิ ซึ่งศูนย์องศาคาลวินเท่ากับ -460 องศฟาเรนไฮท์ หรือ -273 องศาเซลเซียส) หรือเรียกว่า เกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้นี้ว่า อุณหภูมิวิกฤต (CRITICAL TEMPERATURE : T_C) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานไฟฟ้า (R) กับอุณหภูมิวิกฤติ (T) ของปรอท จากการทดลองของ HEIKE KAMARLINGH ONNES แสดงในรูปที่ 1.1 นอกจากนี้ ONNES ยังพบสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดในโลหะอื่น ๆ ทำให้ ONNES ได้รับรางวัลโนเบลสาขาฟิสิกส์ใน ปี พ.ศ.2454

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างความต้านทานทางไฟฟ้ากับ อุณหภูมิของปรอท จากการทดลองของ HEIKE KAMERLINGH ONNES (1911)

หลังจากการทดลองของ ONNES ก็มีนักวิทยาศาสตร์จำนวนมากได้หันมาทดลองค้นคว้าเพื่อหาทฤษฎีมาอธิบายการเกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด และค้นหาตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่มีอุณหภูมิสูงขึ้นกว่าเดิม ปี พ.ศ.2406 ได้นำตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่มีอุณหภูมิวิกฤต 15K จากโลหะผสมของธาตุไนโอเบียม (NIOBIUM) ปี พ.ศ.2512 ก็สามารถเพิ่มอุณหภูมิวิกฤตเป็น 20K และสามารถใช้ไฮโดรเจนเหลวซึ่งมีจุดเดือดอยู่ที่ 20K นับเป็นครั้งแรกที่ใช้ตัวทำความเย็นตัวอื่นที่ไม่ใช่ฮีเลียมเหลว

เวลาผ่านไปอีกกว่า 30 ปี อุณหภูมิวิกฤตถูกทำให้เพิ่มขึ้นจากเดิมเพียงเล็กน้อยจากสารประกอบของธาตุไนโอเบียม คือ Nb_3 Ge เป็น 23.2 K ในปี พ.ศ.2516 และในปีนี้เองที่นาย JOHNSTON ได้ค้นพบตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดในกลุ่มของธาตุลิเทียม-ไทเทเนียม-ออกซิเจนคือ $LiTi_2O_4$ ที่อุณหภูมิวิกฤต 13.7K ในปี พ.ศ.2518 SLINGHT ค้นพบตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดประเภท PEROVSKITE คือ $BaPb_{1-x}$ Bi_x O_3 ที่ T_C =13K ทั้ง 2 ตัวนี้ต่างจากปกติตรงที่ ออกไซด์ของสารประกอบเหล่านั้นมีอุณหภูมิสูงกว่าที่ควรจะเป็น จากการวิจัยพบว่า $BaPb_{1-x}$ Bi_x O_3 จะให้อุณหภูมิวิกฤตสูงสุดที่ค่า X ต่าง ๆ กัน ทำให้เป็นที่คาดหวังว่าออกไซด์ดังกล่าวจะเป็นหนทางนำไปสู่การค้นพบสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง

จนกระทั่งในปี พ.ศ.2526 KARAL ALEX MULLER และ JOHANNES GEORGE BEDNORZ นักวิจัยของ IBM RESEARCH LABORATORY ทำการทดลองโดยใช้ส่วนประกอบจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

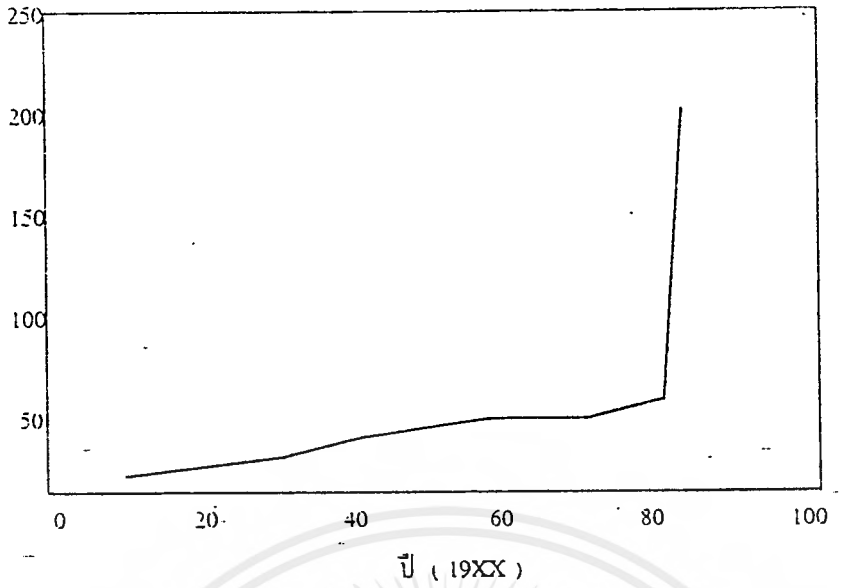
อัลลอยด์ของโลหะ มาเป็นโลหะออกไซด์ (METELLIC OXIDE) ซึ่งเป็นสารประกอบของโลหะหลายชนิดกับออกซิเจน หรือคือวัสดุเซรามิก และในเวลา 3 ปี ก็ได้ค้นพบสารประกอบที่สามารถเกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้จากธาตุแบเรียม-แลนทานัม-ทองแดง-ออกซิเจน คือ $Ba_x La_{5-x} Cu_5 O_{5(3-x)}$ โดยการวัดความต้านทานทางไฟฟ้าเมื่อ X = 1 และ X = 0.75 ได้อุณหภูมิวิกฤตสูงถึง 35K

ในปี พ.ศ.2530 (1987) Pual C.W. Chu และทีมนักวิจัยของมหาวิทยาลัย Houston ประเทศสหรัฐอเมริกา ได้ทดลองเปลี่ยนธาตุแบเรียมเป็นสตรอนเชียม ที่มีขนาดของอะตอมที่เล็กกว่าแบเรียม ปรากฏว่าทำให้อุณหภูมิวิกฤตเพิ่มขึ้นเป็น 54K จากนั้น กลุ่มวิจัยของ C.W. Chu ก็ได้ทดลองเปลี่ยนธาตุแลนทานัมเป็นธาตุอิตเทรียม สามารถวัดอุณหภูมิวิกฤตได้สูงขึ้นเป็น 95K สร้างความตื่นเต้นให้กับวงการฟิสิกส์ทั่วโลก เพราะว่าสามารถที่จะใช้ไนโตรเจนเหลวซึ่งมีจุดเดือดอยู่ที่ 77K ซึ่งต่ำกว่าอุณหภูมิวิกฤตของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดของ Chu ไนโตรเจนเหลวนับว่ามีราคาถูกมากและเตรียมง่ายกว่าตัวทำความเย็นอื่นที่เคยใช้มา

ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่ค้นพบใหม่นี้เป็นสารประกอบของธาตุในกลุ่มของแบเรียม-อิตเทรียม-ทองแดง-ออกซิเจน ที่สูตรโครงสร้างทางเคมีเป็น $Y_1 Ba_2 Cu_3 O_{7-x}$ ซึ่งโครงสร้างแบบนี้คล้ายคลึงกับโครงสร้างทางเซรามิกประเภท $K_2 NiF_4$ ที่เรียกว่า Perovskites แต่เซรามิกแบบนี้เป็นชนิดที่จำนวนออกซิเจนมีไม่ครบหรือเรียกว่า Ozygen Defect Perovskites อุณหภูมิวิกฤตของธาตุในกลุ่มนี้นับว่าสูงมากเมื่อเทียบกับที่เคยสร้างมา จะเห็นว่าตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูงที่พบนี้นั้น เป็นการทดลองที่อาศัยข้อมูลที่พอมีอยู่แล้วมิใช่การพบโดยบังเอิญ ช่องทางที่จะเพิ่มอุณหภูมิที่พบนี้นั้นเป็นการทดลองที่อาศัยข้อมูลที่พอมีอยู่แล้วมิใช่การพบโดยบังเอิญ ช่องทางที่จะเพิ่มอุณหภูมิวิกฤตจึงยังมีทางเป็นไปได้ นักวิทยาศาสตร์ยังคงตั้งเป้าหมายที่ตัวนำไฟฟ้าที่อุณหภูมิห้องหรือประมาณ 300K ปัญหาอีกจำนวนมากยังคงต้องถูกแก้ไขใหม่ เช่น สนามแม่เหล็กที่เกิดจากการไหลของกระแสจำนวนมากความยากลำบากในการทำให้เป็นเส้น วง และรูปร่างอื่น ๆ แต่นักวิจัยส่วนใหญ่เชื่อว่าปัญหานี้จะผ่านพ้นไปได้ ความก้าวหน้าของการพัฒนาตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดสรุปได้ดังรูปที่ 1.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องศาเคลวิน

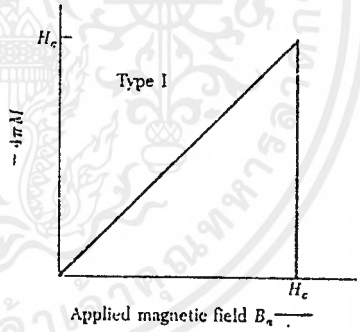


รูปที่ 1.2 แผนผังแสดงความก้าวหน้าของการค้นพบตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

1.1.2 การจัดกลุ่ม SUPERCONDUCTORS

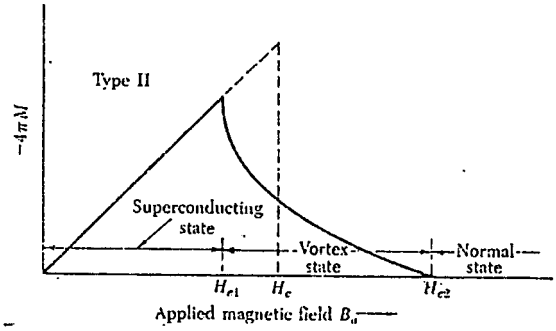
SUPERCONDUCTOR แบ่งเป็น 2 Type คือ

1. Type I : ได้แก่ ธาตุบริสุทธิ์ พวก In, Sn, Tl ให้สนามวิกฤตต่ำ มีช่วงความยาวพร้อมเพรียงยาวกว่าความลึกซึมซาบ($\xi > \lambda$) ซึ่งไม่เหมาะนำมาประยุกต์ใช้งาน



รูปที่1.2.1 S.C. TYPE I

2. Type II : ได้แก่ โลหะพวก Alloys, Ceramics ที่ได้จากการผสมสารต่าง ๆ เข้าด้วยกัน (ธาตุผสม) มีช่วงความยาวพร้อมเพรียงสั้นกว่าความลึกซึมซาบ($\xi < \lambda$) จะให้สนามวิกฤตจาก Hc1 ถึง Hc2 ที่กว้างกว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้



รูปที่1.2.2 S.C. TYPE II

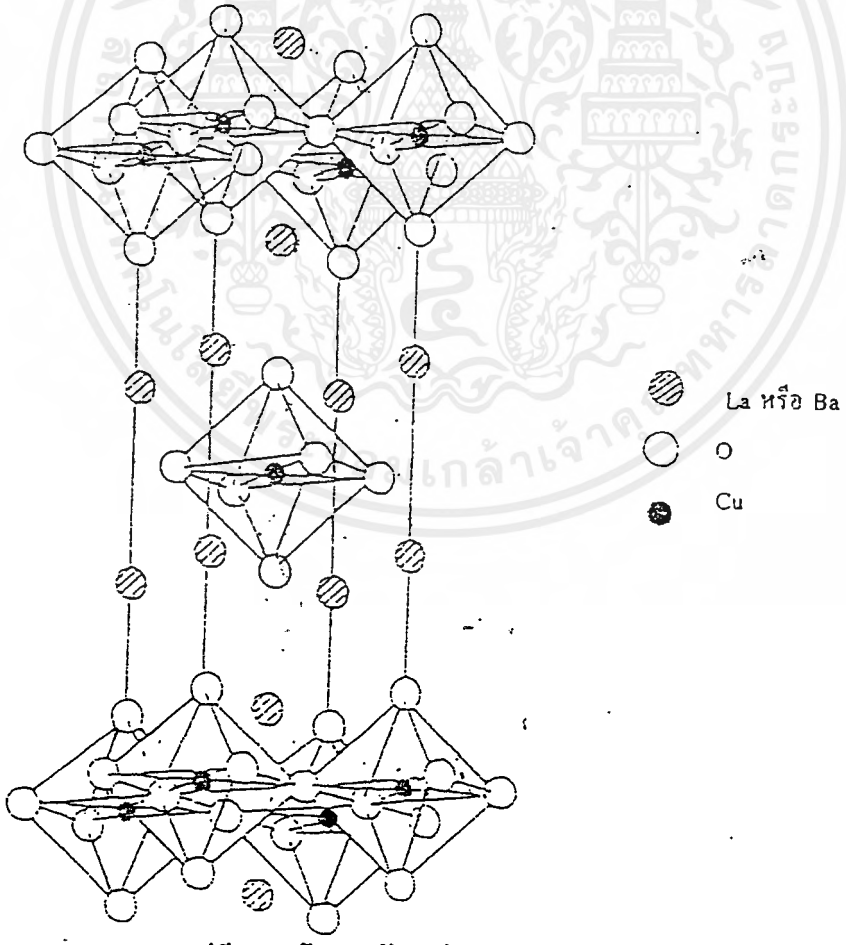
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการศึกษาวิจัยพบว่า สารกลุ่ม CERAMIC (ซึ่งมีคุณสมบัติการนำไฟฟ้าในอุณหภูมิห้องได้เลว) สามารถนำมาสร้างเป็น SUPERCONDUCTOR ได้ดีกว่าสารพวกโลหะ (ที่มีคุณสมบัติการนำไฟฟ้าในอุณหภูมิห้องได้ดี)

1.2 ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดแบบเซรามิก

จากการที่ทีมนักวิจัยของบริษัท IBM ได้ค้นพบสูตรสารประกอบของเซรามิค ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงมากความสนใจและการเพิ่มอุณหภูมิวิกฤตของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดเพิ่มขึ้นอย่างมาก นักวิทยาศาสตร์ต่างนำสูตรของบริษัท IBM ซึ่งประกอบด้วยธาตุแบเรียม ธาตุแลนทานัม ธาตุทองแดง และธาตุออกซิเจน ไปทดลองดัดแปลงเพิ่มขึ้น ต่อมาก็มีผู้คิดค้นใช้ธาตุอิตเทรียมแทนแลนทานัม

สารเซรามิกที่ได้รับรายงานว่าเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่อุณหภูมิสูง ที่น่าสนใจคือ La-oxide และ Y-oxide โดย La-oxide จะมีสภาวะนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่อุณหภูมิประมาณ 40K และ Y-oxide จะมีสภาวะนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่อุณหภูมิประมาณ 95 K

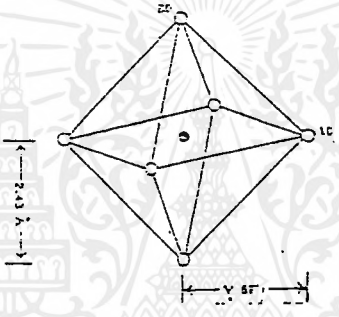


รูปที่ 1.3 โครงสร้างผลึกของ $(La, Ba)_2 CuO_4$

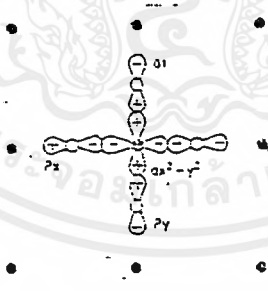
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

La-oxide

La_2CuO_4 เป็นสารประกอบที่มีสภาพเป็นฉนวน มีโครงสร้างทางเคมีเป็น ออโธรอมบิค (orthorhombic) เมื่อผสมแบเรียม (Ba) เข้าไปแทนส่วนของแลนทานัม (La) ในเปอร์เซนต์ที่สูง สารประกอบนั้นจะกลายเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด โดยมีโครงสร้างทางเคมีเป็นแบบเตรทตราโกนอล (Tratragonal) รูปที่ 1.3 แสดงถึงรูปโครงสร้างผลึกของ $(La, Ba)_2 CuO_4$ ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบ Porovskite Structure จะเห็นว่าอะตอมของทองแดง (Cu) เป็นแกนผลึกรูปตาข่ายลักษณะแบบเตรทตราโกนอล แต่ละอะตอมของทองแดงจะล้อมรอบด้วยอะตอมของออกซิเจน (O) 6 อะตอม ในรูปลักษณะรูปเหลี่ยมแปดด้าน (Octahedron) อะตอมของทองแดงจะเรียงกันเป็นชั้นในระหว่างอะตอมของทองแดง จะมีอะตอมของแลนทานัม (La) แทรกอยู่



รูปที่ 1.4 โครงสร้าง Octahedron Structure ของออกซิเจน จุดดำกึ่งกลางคือทองแดง



รูปที่ 1.5 Wave function ของทองแดงและออกซิเจนบนแนวระนาบ

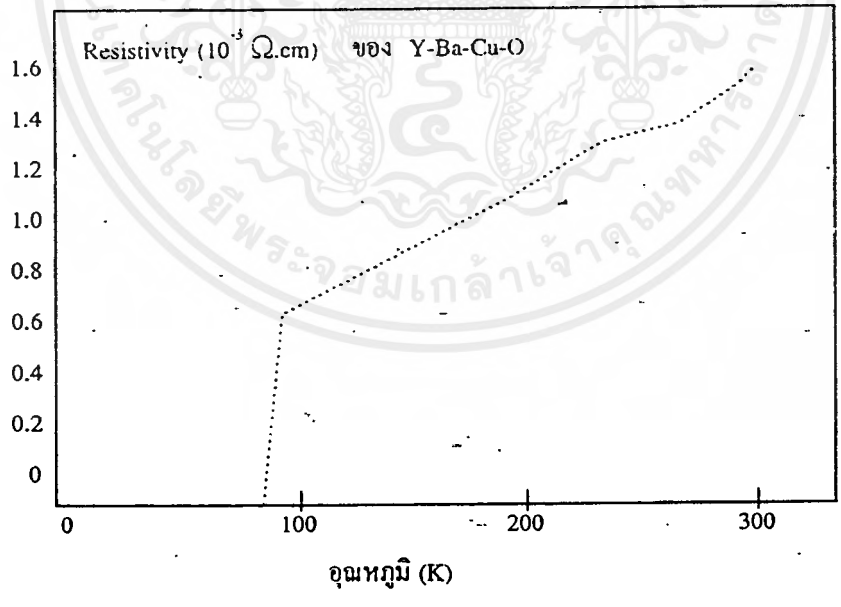
อย่างไรก็ตาม อะตอม 6 ตัว ของออกซิเจนที่อยู่รอบอะตอมของทองแดง ก็ไม่ได้วางตัวเป็นรูปแปดด้านที่เท่ากันหมดทุกด้าน ระยะระหว่างอะตอมของออกซิเจนในแนวระระนาบค่อนข้างจะอยู่ใกล้ชิดกันมาก (ประมาณ 1.89° A) เมื่อเปรียบเทียบกับอะตอมของออกซิเจนในแนวดิ่ง (ประมาณ 2.43° A) ดังรูปที่ 1.4 อาจจะด้วยเหตุที่ว่า เมื่ออะตอมของทองแดงและอะตอมของออกซิเจนเคลื่อนตัวมาซ้อนทับกันในแนวระนาบของออกซิเจนเคลื่อนตัวมาซ้อนทับกันในแนวระนาบ ทำให้เกิดสภาวะการนำไฟฟ้ายิ่งยวดขึ้นในแนวระนาบนั้น ดังรูปที่ 1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาได้มีผู้ศึกษาเอาธาตุแบเรี่ยม (Ba) , สตรอนเชียม (Sr) และแคลเซียม (Ca) ซึ่งมีโครงสร้างทางเคมีเหมือนกันแต่ต่างกันในโครงสร้างของอะตอม มาใช้ในสารเซรามิกในรูปของ (Ba , Sr, Ca)$_2$ $LaCuO_4$ จากการศึกษาอย่างละเอียดได้ผลว่า ค่าอุณหภูมิวิกฤตของสตรอนเชียม (Sr) จะมีค่าสูงที่สุดและรองลงมาคือ แบเรียม (Ba) และแคลเซียม (Ca)

Y-OXIDE

หนังสือพิมพ์ญี่ปุ่น ฉบับวันที่ 17 กุมภาพันธ์ 1987 ได้รายงานว่า กลุ่มวิจัยนำโดย ด๊อกเตอร์ พอล ซี. ดับบลิว.จู (Paul C.W. Chu) แห่งมหาวิทยาลัยฮุสตัน สหรัฐอเมริกาได้ค้นพบสารออกไซด์ซึ่งเป็นสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ที่อุณหภูมิ 95K แต่ก็ไม่ได้แจ้งว่าเป็นสารชนิดใดจากนั้น 1 อาทิตย์ ศาสตราจารย์ ฮิกามิ (Proferssor Higami) แห่งมหาวิทยาลัยโตเกียวได้ประกาศว่า กลุ่มวิจัยของเขาได้ค้นพบสารออกไซด์ที่สามารถนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ที่อุณหภูมิสูงกว่าอุณหภูมิของไนโตรเจนเหลว และต่อมาก็เป็นที่ทราบว่าสารออกไซด์นั้น คือ Y-Ba-Cu-Oxides ซึ่งก็คือ La-oxide นั่นเอง แต่เปลี่ยนเอาธาตุอิตเทรียม (Yitrium, Y) เข้าไปแทนธาตุแลนทานัม โดยรูปที่ 1.6 แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัตินำไฟฟ้ายิ่งยวดของ Y-oxide



รูปที่ 1.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด Y-Ba-Cu-O

การวิจัยต้องประสบกับปัญหายุ่งยากในการกำหนดโครงสร้างผลึกของ Y-oxide ซึ่งค่อนข้างจะซับซ้อนกว่าที่กำหนดให้กับ La-oxide ในตอนแรกเป็นที่เข้าใจว่ามันน่าจะมีสภาวะนำไฟฟ้ายิ่งยวดเมื่อมันมีโครงสร้างแบบ Brown millerite (Ca_2 $AlFeO_5$) Structure ต่อมาก็คิดกันว่ามันน่าจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น double-layered perouskite Structure แต่จากการทดลองหลายครั้งก็เป็นที่แน่ใจว่าโครงสร้างของมันคือ $YBa_2 Cu_3 O_{7-x}$ (มีรายงานว่าค่า X = 0.3) และอัตราส่วนของ Y และ Ba เท่ากับ 1 : 2 จะให้ค่าอุณหภูมิวิกฤตที่สูงที่สุด ปัจจุบันค่าอุณหภูมิสูงสุดที่ทดลองได้สำหรับ Y-oxide ที่จะมีสภาวะนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ คือ ประมาณ 100K ซึ่งคาดว่าจะสูงกว่านี้ในไม่ช้า

1.3 ความสำคัญของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง

ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดนั้นมีความสามารถเหนือกว่าตัวนำธรรมดา 3 ข้อได้แก่

1. ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดไม่มีความต้านทานไฟฟ้าหรือความต้านทานเป็นศูนย์
2. ไม่มีผลของความร้อนเนื่องจากพลังงานที่สูญเสีย
3. ไม่ยอมให้สนามแม่เหล็กผ่านทะลุ โดยจะประพฤติตัวเหมือนกับไดอะแมกเนต (diamagnet)

ข้อได้เปรียบเหล่านี้ทำให้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูงได้รับความสนใจอย่างมาก ในการที่จะประยุกต์ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูงมาใช้งานด้านไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์และด้านอื่นๆที่เกี่ยวข้องซึ่งจะนำไปสู่การเปลี่ยนแปลงทางความก้าวหน้าของอุตสาหกรรม เนื่องจากอุปกรณ์และเครื่องมือต่าง ๆ จะมีประสิทธิภาพมากขึ้น ตัวอย่างที่พอจะเห็นได้ในตอนนี้ ได้แก่

1.3.1 งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์

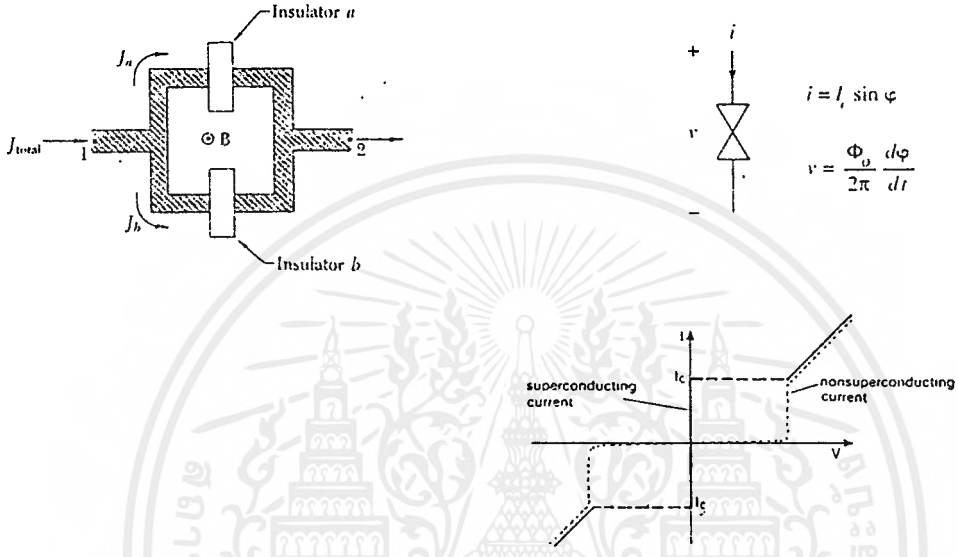
ในส่วนของงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ น่าจะมีส่วนเกี่ยวข้องกับตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมาก เพราะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้นมีขนาดเล็ก โดยเฉพาะพวกวงจรรวม ซึ่งมักจะเป็นวงจรสำเร็จในตัวเดียว ซึ่งได้เปรียบในการใช้งานเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ใหญ่ ๆ ในกระบวนการสร้างวงจรรวมนั้น ซับซ้อนทั้งเรื่องลวดลายและการโดปชิพที่ทำการบรรจุลงตัวถัง การต่อขาโดยใช้ลวดโลหะเชื่อมต่อ จากวงจรออกมายังขาภายนอก ความร้อนนับเป็นสิ่งสำคัญต่อวงจรรวมโดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรรวมที่มีรายละเอียดมาก ๆ ความร้อนนั้นจะเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรรวมขณะทำงาน ดังนั้น ในการออกแบบผู้ออกแบบวงจรรวมจึงต้องมีการเว้นระยะห่างของตัวอุปกรณ์เพื่อให้มีที่พอที่จะกระจายความร้อน ทำให้ต้องสูญเสียพื้นที่ในส่วนนี้ไป แต่ในกรณีที่นำตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมาใช้ในวงจรรวม จะไม่เกิดปัญหาของความร้อนตัวอุปกรณ์ในวงจรจึงสามารถออกแบบให้อยู่ใกล้กันได้มาก ซึ่งในกรณีนี้ยังช่วยลดเวลาของการส่งผ่านสัญญาณอีกด้วยและชิพจะมีขนาดเล็กลงอีกด้วย

การใช้งานอีกแบบหนึ่งของนำไฟฟ้ายิ่งยวดในงานอิเล็กทรอนิกส์ คือ รอยต่อโจเซฟสันซึ่งจะถูกนำมาใช้ในลักษณะของอุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง ที่สามารถทำงานเร็วกว่าทรานซิสเตอร์ได้เป็นร้อยเท่า ถ้านำมาใช้ในระบบคอมพิวเตอร์ก็จะทำให้ความสามารถของคอมพิวเตอร์สูงขึ้นมากขณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ขนาดเล็กลงอีก รอยต่อโจเซฟสันนี้ถูกพัฒนาขึ้นในปี พ.ศ. 2505 โดย Brain Josephson รอยต่อโจเซฟสันประกอบด้วยตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด 2 ส่วนที่ถูกแยกด้วยชั้นกั้นฉนวนบาง ๆ เราใช้การเปลี่ยนแปลงระดับของกระแสในกรณีที่ใช้รอยต่อโจเซฟสันเป็นอิเล็กทรอนิกส์สวิทช์

Josephson Junction



รูปที่1.3.1 I-V Characteristic ของ Josephson Junction

คุณสมบัติที่สำคัญ

1. ความเร็วในการสวิทช์จาก Zero Resistance ไปเป็น Positive Resistance ประมาณ $1/10^{12}$ ของวินาที
2. สามารถควบคุมด้วยอุปกรณ์กำลังต่ำๆ ได้ เพราะเป็นการควบคุมด้วยสนามแม่เหล็ก และตัวรอยต่อเองมีการสูญเสียกำลังต่ำมาก ๆ (Low Power Dissipation)
3. สามารถนำไปเป็นหน่วยความจำของระบบการประมวลผลต่าง ๆ ได้ เพราะคุณสมบัติที่
   - ไม่มี Voltage ตกคร่อม Function เมื่อเป็นสภาพตัวนำยิ่งยวด
   - และมี Voltage คร่อม Function เมื่อเสียสภาพตัวนำยิ่งยวด

ปัจจุบันได้มีการนำไปทดลองใช้เป็นวงจร OR, AND gate โดยสร้างเป็น ARRAY of Josephson Cells ที่ DATA ควบคุมด้วยสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และนำไปสร้าง Oscilloseopes ทำให้มี Bandwidth สูง เช่น เครื่อง PSP-750 Osillascope ที่มี Bandwidth 70GHz ,50μV Sensitivity ของบริษัท Hypres Inc, NEW YORK,1987 เพื่อใช้งานด้านความถี่ Microwave

1.3.2 งานด้านระบบกำลัง

ระบบกำลังไฟซึ่งเริ่มจาก เครื่องกำเนิดแรงดัน (Generator) ที่ภาคจ่ายกำลังผ่านเครือข่ายไปสู่ผู้บริโภคนั้น สามารถจะลดค่าใช้จ่ายและพลังงานได้มากเมื่อใช้สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดแทนระบบทั่ว ๆ ไปที่ใช้กันอยู่

เครื่องกำเนิดแรงดัน (Genarator) ที่พันด้วยตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่ให้กระแสเท่ากันกับที่ให้ตัวนำธรรมดา จะทำให้ตัวอุปกรณ์มีขนาดเล็กกว่าและทำงานน้อยกว่ากระแสที่ผลิตได้จะถูกจ่ายออกไปตามโครงข่ายที่ใช้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดเป็นหลัก ทำให้ความสิ้นเปลืองลดลงจากระบบทำงานปกติ ซึ่งจะต้องสูญเสียไปประมาณ 20% ของไฟฟ้าที่ใส่เข้าไปอันเนื่องมาจากความต้านทานที่เกิดขึ้น

เมื่อพลังงานไฟฟ้าถูกผลิตขึ้นมาครั้งหนึ่ง ๆ จะถูกส่งไปยังผู้บริโภคเท่าที่มันผลิตได้เป็นส่วนมาก เนื่องจากปัจจุบันไม่มีวิธีการที่มีประสิทธิภาพในการเก็บพลังงานจำนวนมากจึงจำเป็นต้องมีการประมาณว่าผู้บริโภคจะใช้กระแสไฟฟ้าปริมาณเท่าใด และปรับการผลิตให้เหมาะกับความต้องการตามการคาดการณ์ล่วงหน้า กรณีที่ผู้บริโภคต้องการกำลังไฟฟ้าน้อยกว่าปกติจะมีพลังงานบางส่วนเหลือการใช้ ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดจะสามารถแก้ปัญหาในส่วนนี้เพื่อลดการสูญเปล่าได้ ระบบ SMES หรือ Superconductor Magnatic Energy Storage ซึ่งเหมือนกับการทดลองของ Onnes ที่ได้เหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้าให้ไหลในวงแหวนตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ โดยที่กระแสไฟฟ้าไม่ลดลงเลยเมื่อเวลาผ่านไป เราจึงสามารถเก็บพลังงานไฟฟ้าไว้ได้ยาวนาน ระบบ SMES จะถูกต่ออยู่กับโครงข่ายกำลัง ในช่วงเวลาที่ความต้องการพลังงานไฟฟ้ามีจำนวนน้อย พลังงานส่วนใหญ่จะถูกนำเข้าสู่อุปกรณ์ SMES และในระหว่างที่ปริมาณไฟฟ้ามีความต้องการอย่างมากกระแสไฟฟ้าที่อยู่ในระบบ SMES ก็จะกลับเข้าสู่ระบบโครงข่ายกำลัง

ประโยชน์ของสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด ไม่เพียงแต่ใช้ในการผลิตกระแสไฟฟ้า การเก็บและการกระจายพลังงานเท่านั้น สภาพตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ยังมีประโยชน์ในการพัฒนาระบบและอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วย ตัวอย่างเช่น เครื่องซักผ้า เครื่องล้างจาน และเครื่องเป่าผม ในวันหนึ่งข้างหน้า อาจจะสร้างด้วยมอเตอร์ไฟฟ้าแบบตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ซึ่งใช้พลังงานน้อยลง และมีขนาดเล็กลงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.3 ด้านวิทยาศาสตร์และการแพทย์

สาขาวิทยาศาสตร์และการแพทย์ จะได้รับผลดีอย่างมากจากสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด โดยเฉพาะในส่วนที่เกี่ยวข้องกับการกำเนิดสนามแม่เหล็กกำลังแรง และการตรวจจับสนามแม่เหล็กอ่อน ๆ

นักฟิสิกส์นั้นได้ใช้ประโยชน์ของแม่เหล็กไฟฟ้าตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมานานแล้ว สำหรับใช้กำเนิดสนามแม่เหล็กกำลังแรงเพื่อศึกษาการชนของอะตอม ในห้องปฏิบัติการทางฟิสิกส์ นักฟิสิกส์ได้พยายามสร้าง magnetic bottle เพื่อเก็บปฏิกิริยาฟิวชั่น โดยใช้แม่เหล็กตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด โดยหวังว่าในอนาคตอันใกล้นี้จะสามารถสร้างสนามแม่เหล็กที่สามารถเก็บปฏิกิริยาฟิวชั่นได้

สควิดส์ (SQUIDS) เป็นชื่อย่อของ Superconduction Quantum Interference Device สควิดส์ ประกอบด้วยรอยต่อโจเซฟสันเป็นชั้นแบบแซนวิชของฉนวนชั้นบาง ๆ ได้ตามขบวนการที่เรียกวา tunneling ถ้าสควิดส์นี้ถูกวางไว้ในสนามแม่เหล็ก แรงดันของกระแสที่มีการไหลผ่านตัวมันจะเปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นอยู่กับความเข้มสนามแม่เหล็ก สควิดส์เป็นอุปกรณ์ที่มีความไวสูงสำหรับการวัดค่าสนามแม่เหล็ก สควิดส์จึงมักถูกอ้างถึงบ่อย ๆ เช่น ในแมกนิโตมิเตอร์ (magnetometer)

เมื่อเร็ว ๆ นี้ บริษัท IBM ได้ทดลองสร้างโดยใช้วัสดุการนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่อุณหภูมิสูง ประกอบด้วยรอยต่อ thin-film โจเซฟสัน 2 ชิ้น มีสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่ 68K โดยใช้ไนโตรเจนเหลวที่ลดความดันลงแล้วเป็นตัวหล่อเย็น

เครื่องมือสร้างภาพอวัยวะภายในร่างกาย

ในทางการแพทย์สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดถูกนำมาใช้ในเครื่องมือสร้างภาพได้แก่ เครื่อง NMR (Nuclear Magnetic Resonance) หรือ MRI (Magnetic Resonance Imaging) ซึ่งสามารถสร้างภาพรายละเอียดของอวัยวะภายในภาพของ MRI คล้ายกับ CAT (Computerized Axial Tomography scanning) เป็นระบบที่ใช้ข้อมูลจากรังสีเอ็กซ์ในหลาย ๆ มุม แต่ CAT ไม่มีความไวต่อเนื้อเยื่ออ่อน และต้องใช้การแผ่รังสีซึ่งมีอันตรายต่อร่างกาย ส่วน MRI นั้นมีความไวสูงมากกับเนื้อเยื่ออ่อน และไม่ต้องผ่านการแผ่รังสี เพราะใช้สนามแม่เหล็กแรง ๆ ที่สร้างขึ้นโดยขดลวดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าการนำไฟฟ้ายิ่งยวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการMRI

เมื่อร่างกายของคนถูกฉายด้วยสนามแม่เหล็กนั้น โปรตรอนในน้ำและอนุภาคอื่น ๆ จะเรียงตัวให้มีความสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็ก จากนั้นจะป้อนพลังงานความถี่วิทยุที่ความถี่รีโซแนนที่เหมาะสมเพื่อทำให้โปรตรอนถูกกระตุ้น เมื่อลดการป้อนพลังงานลง โปรตรอนจะกลับมายังสถานะเดิมและคายพลังงานออกมา พลังงานนี้จะถูกตรวจจับและประมวลผลด้วยคอมพิวเตอร์แล้วนำมาสร้างภาพ อุปกรณ์ MRI ปัจจุบันใช้กันอย่างแพร่หลายทั่วโลก นอกจากนี้ MRI ยังสามารถใช้เป็นเครื่องวัดการไหลของเลือดในบริเวณศีรษะและคอ โดยไม่มีผลกระทบต่อคนไข้ ทำให้สะดวกในการวินิจฉัยโรคที่เกี่ยวกับเส้นโลหิตในสมองและระบบประสาท การใช้ MRI ร่วมกับการวิเคราะห์ทางเคมีเพื่อตรวจเนื้อเยื่อหัวใจ เพื่อรักษาผู้ป่วยโรคหัวใจ

รูปที่ 1.8 แสดงรูปการแสกนให้เห็นภายในศีรษะ และกระดูกสันหลังโดยเครื่อง MRI

1.3.4 <u>การคมนาคม</u>

สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดสามารถนำมาใช้กับการคมนาคมได้หลายทาง แม่เหล็กตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดสามารถใช้กับรถไฟพิเศษที่วิ่งเหนือราง สามารถเคลื่อนที่ไปได้เร็วมาก มอเตอร์ตัวนำไฟฟ้าก็จะถูกนำไปใช้ในเรือและเรือดำน้ำ

รถไฟแมกเลฟ (Maglev Trains) เป็นคำย่อของ Magneticallu Levitated เป็นรถไฟที่มีความเร็วสูงมาก มันจะลอยอยู่เหนือรางประมาณ 4 นิ้ว บนเบาะรองแม่เหล็ก ซึ่งทำให้ไม่มีความเสียดทานที่ล้อมาจำกัดความเร็ว รถไฟแมกเลฟใช้กฎแม่เหล็กธรรมดาคือ ขั้วของแม่เหล็กเหมือนกันผลักกันระบบของแม่เหล็กไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับการออกแบบแม่เหล็กส่วนหนึ่ง ถูกนำไปใช้เพื่อยกตัวรถไฟ และอีกส่วนถูกใช้เพื่อการขับเคลื่อนทางทิศทางที่ต้องการในรถไฟแมกเลฟของญี่ปุ่นนั้นได้ใช้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิต่ำ ซึ่งต้องมีอุปกรณ์ทำความเย็นขนาดใหญ่ และมีค่าใช้จ่ายสูง เมื่อมีตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง ก็จะสามารถลดอุปกรณ์ทำความเย็นที่หนักมากนี้ได้ ตัวนำไฟฟ้ายิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยวดอุณหภูมิสูงระยะหลังนี้ใช้ระบบทำความเย็นจากไนโตรเจนเหลวก็พอเพียง แต่มันก็ยังมีปัญหาด้านคุณสมบัติบางอยางที่ยังจำกัด

1.3.5 การทหาร

การใช้ประโยชน์ในด้านการทหารก็เกี่ยวพันกับหลักการต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วงานวิจัยในด้านการทหาร ยกตัวอย่างเช่น มอเตอร์ไฟฟ้าที่ใช้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด สามารถนำไปใช้ได้บนเรือรบทหาร และเรือดำน้ำ เรือขนาดเล็กที่ใช้เครื่องยนต์ซึ่งมีส่วนประกอบตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิต่ำได้เคยถูกสร้างขึ้นทดสอบ เพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับใช้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง

Rial guns หรือตัวขับมวล ใช้เพื่อเร่งลูกกระสุนปืนใหญ่เพื่อให้มีความเร็วสูงมาก หลักการง่าย ๆ คือ กระสุนจะถูกเร่งอย่างทันทีมาตามทางที่ใช้วงแหวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด Rial guns นี้อาจจะถูกนำไปติดตั้งบนรถถัง หรือเรือ นอกจากนี้ก็ยังมี Lasers และอุปกรณ์พวกตัวตรวจจับสนามแม่เหล็ก เป็นต้น

จากที่กล่าวมาแสดงให้เห็นว่าตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีความสำคัญมาก สามารถถูกนำไปใช้งานได้กว้างขวางและนับว่าเป็นเทคโนโลยีสมัยใหม่ที่กำลังจะเข้ามาแทนที่เทคโนโลยีปัจจุบันสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีการค้นคว้าและค้นพบขยายวงกว้างออกไปทั่วโลกขณะที่นักวิทยาศาสตร์เร่งศึกษาการเปลี่ยนแปลงที่ค้นพบได้ใหม่ ๆในแต่ละวัน วิศวกรก็กำลังพยายามเปิดช่องทางเข้าสู่เทคโนโลยีตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดเพื่อการใช้งาน บริษัทเอกชนต่าง ๆ กำลังมองหาโอกาสและช่องทางการค้าที่เกี่ยวข้อง ดังนั้นการแข่งขันระหว่างห้องปฏิบัติการ บริษัทและนักวิจัยจึงเพิ่มมากขึ้น

การพัฒนาตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดเพื่อให้ใช้ได้ที่อุณหภูมิห้องจะเป็นสิ่งที่เป็นประโยชน์กับอุตสาหกรรมเทคโนโลยีการนำไฟฟ้ายิ่งยวดเป็นอย่างมาก ซึ่งห้องปฏิบัติการหลายแห่งกำลังศึกษาและรายงานอุณหภูมิที่สูงขึ้นเรื่อย ๆ เพื่อพยายามสร้างตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่อุณหภูมิห้องจริง ๆ นอกจากนี้ความพยายามส่วนมากยังมุ่งตรงไปที่การพัฒนาประยุกต์ใช้งานสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

คุณสมบัติทางฟิสิกส์ที่สำคัญของ SUPERCONDUCTOR

2.0 สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด (Superconductivity)

การที่ตัวนำยิ่งยวด จะคงสภาพการเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้นั้น ต้องอยู่ภายใต้คุณสมบัติ 3 ประการ ดังต่อไปนี้

1. กระแสที่ป้อนให้เพื่อการ Bias ให้ทำงานต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับ กระแสวิกฤต (Critical Current)

$$I_a \leq I_c$$

เมื่อ I_c คือค่ากระแส Bias สูงสุดที่เริ่มทำลายสภาพความเป็นตัวนำยิ่งยวด ให้กลายเป็นตัวนำธรรมดา

2. สนามแม่เหล็กที่ป้อนให้แก่S.C. ต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับสนามแม่เหล็กวิกฤต (Critical Magnetic field)

$$H_a \leq H_c$$

เมื่อ H_c คือค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดที่เริ่มจะทำลายสภาพความเป็นตัวนำยิ่งยวด

3. อุณหภูมิที่ใช้ต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับอุณหภูมิวิกฤต (Critical Temperature)

เมื่อ T_c คือค่าอุณหภูมิสูงสุดที่เริ่มจะทำลายสภาพความเป็นตัวนำยิ่งยวด

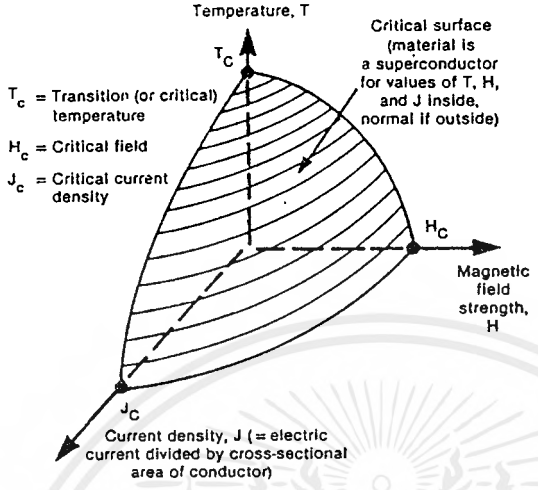
การทำลายสภาพความเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด สามารถทำได้โดยให้

$$I_a > I_c$$

$$H_a > H_c$$

$$T_a > T_c$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2 Tc-Hc-Jc Characteristic ของ S.C.

สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด (Superconductivity) เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในโลหะ สารกึ่งตัวนำและสารประกอบต่าง ๆ ที่อุณหภูมิต่ำ ๆ ทำให้สภาพความต้านทานทางไฟฟ้าเป็นศูนย์ทันที อุณหภูมิที่ทำให้ความต้านทานไฟฟ้าเป็นศูนย์ หรือเกิดการเปลี่ยนสถานะ เรียกว่า อุณหภูมิวิกฤต (critical temperature) และสารที่มีการเปลี่ยนสถานะ เรียกว่า ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด (Superconductor)

มีการศึกษาสมบัติทางไฟฟ้าในสภาพนำไฟฟ้ายิ่งยวดพบว่า ความต้านทานทางไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์ หรือเกือบจะเป็นศูนย์ และได้สังเกตกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงแหวนตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดตลอดระยะเวลามากกว่าหนึ่งปี ปรากฏว่ามันยังคงไหลอยู่เช่นเดิม เรียกกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงแหวนเป็นกระแสไฟฟ้าคงสภาพ (persistent current) FILEและMILLS ได้ทำการทดลองและวัดเวลาสลายตัว (decay time) ของกระแสไฟฟ้าโดยใช้วิธีอภินาทด้วยแม่เหล็กนิวเคลียร์ (nuclear magnetic resonance) วัดสนามแม่เหล็กสัมพันธ์กับกระแสยิ่งยวด (supercurrent) เขาทั้งสองสรุปว่า เวลาสลายตัวของกระแสยิ่งยวดนี้มีไม่น้อยกว่าหนึ่งแสนปี

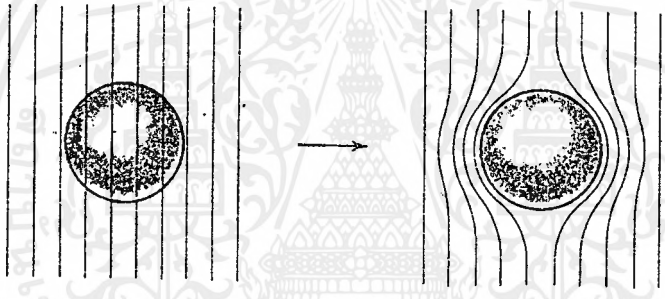
การศึกษาสมบัติทางสนามแม่เหล็กในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด มีผลมากเหมือนกับสมบัติทางไฟฟ้า กล่าวคือ ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดเมื่ออยู่ในสนามแม่เหล็กอ่อน ๆ มันจะประพฤติตัวเหมือนกับสารแม่เหล็กไดอา (diamagnetic) อย่างสมบูรณ์ทำให้สนามแม่เหล็กภายในเป็นศูนย์ โดยผลักความเข้ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเส้นแรงแม่เหล็กออกจากตัวมันทันทีเมื่อเราลดอุณหภูมิลงผ่านอุณหภูมิวิกฤต ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า ปรากฏการณ์ไมส์เนอร์ (Meissner effect) ดังแสดงในรูปที่ 2.3

2.1 การเกิดสภาพ DIAMAGNETIC ของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

สถานะการนำไฟฟ้ายิ่งยวด เป็นสถานะที่อิเล็กตรอนการนำของโลหะมีระเบียบความเป็นระเบียบนี้อยู่ในลักษณะของอิเล็กตรอนเป็นคู่ ๆ อิเล็กตรอนจะเป็นระเบียบเมื่ออุณหภูมิต่ำกว่าอุณหภูมิวิกฤต และมันจะไม่เป็นระเบียบเมื่ออยู่เหนืออุณหภูมิวิกฤต นอกจากนี้สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด สามารถเกิดขึ้นในธาตุบริสุทธิ์ที่เป็นโลหะสารประกอบระหว่างโลหะกับสารกึ่งตัวนำนอกจากนี้ยังเกิดในสารประกอบพวกเซรามิก (ceramics)



รูปที่ 2.1 แสดงปรากฏการณ์ DIAMAGNETIC ของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดทรงกลมที่วางอยู่ในสนามแม่เหล็กขณะที่อุณหภูมิต่ำกว่าอุณหภูมิวิกฤต จะเห็นว่าเส้นแรงเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (B) ถูกผลักออกจากตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดทรงกลมทันที

ช่วงอุณหภูมิวิกฤตที่ทำให้เกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด ซึ่งปัจจุบันทำได้สูงถึง T_c = 155K สำหรับสารประกอบ Y-Ba-Cu-O-F ซึ่งเป็นพวกเซรามิค ต่อมาสร้างเป็นฟิล์มบางซึ่งเป็นผลึกเดี่ยวของ $SrTiO_3$ นอกจากนี้ยังมีพวกสารประกอบ อิทเทรียมแบเรียมคิวเปรท (Y_1 Ba_2 Cu_3 O_{9-x}) มีอุณหภูมิวิกฤตที่ 91K สำหรับสารกึ่งตัวนำจะมีอุณหภูมิต่ำ บางตัวต่ำถึง 0.01K โลหะบางตัวไม่สามารถเกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ ถึงแม้ที่อุณหภูมิต่ำกว่า 1K เช่น Li, Na, K ได้เคยมีการทดลองโดยการลดอุณหภูมิต่ำกว่า 0.08K, 0.09K และ 0.08K ตามลำดับ โลหะทั้งสามก็ยังคงเป็นสารตัวนำธรรมดา ทำนองเดียวกัน Cu, Ag และ Au ได้ถูกทำการทดลองจนอุณหภูมิต่ำกว่า 0.05K, 0.35K และ 0.05K ธาตุทั้งสามยังคงเป็นสารตัวนำธรรมดา จากการคำนวณทางทฤษฎีทำนายไว้ว่า ธาตุโซเดียมและโปตัสเซียมจะกลายเป็นสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดตลอดทั้งก้อน จะต้องมีอุณหภูมิต่ำกว่า 10^{-5} K แต่ซีเซียม (Cesium) เป็นสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่ T_c = 1.5K ความดัน 110 กิโลบาร์ จากการสังเกตพบว่าธาตุที่มีโมเมนต์แม่เหล็กของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อะตอม (atomic magnetic moment) ซึ่งเป็นพวกที่มีอิเล็กตรอนสปินไม่จับคู่ ไม่เป็นสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดส่วนพวกที่เป็นตัวนำที่ดีนั้นทำเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ไม่ดี และมีอุณหภูมิวิกฤตต่ำมาก สำหรับสารประกอบของโลหะ จะทำให้เป็นสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ง่ายกว่าพวกธาตุบริสุทธ์

2.2 ปรากฏการณ์การไร้ความต้านทานไฟฟ้า (ZERO RESISTANCE EFFECT)

เมื่อวัตถุสารเกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดขึ้น ขณะที่อุณหภูมิของวัตถุสารนั้นต่ำกว่าอุณหภูมิวิกฤตซึ่งเป็นอุณหภูมิที่ทำให้เกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดของวัตถุสารนั้น ๆ ทำการทดลองวัดค่าความต้านทาน จะได้ค่าที่เป็นศูนย์หรือประมาณศูนย์ความต้านทานไฟฟ้าในสารตัวนำจะเป็นไปตามสมการที่ 2.1

$$\rho = m / ne^2\tau(t) \qquad (2.1)$$

โดยที่ ρ = ความต้านทานทางไฟฟ้า

n = ความหนาแน่นของจำนวนอนุภาคไฟฟ้าต่อหน่วยปริมาตร

m = มวลของอิเล็กตรอน

e = ประจุไฟฟ้าของอนุภาค

$\tau(t)$= ช่วงเวลาปลอดการชนของอิเล็กตรอน

จากสมการ ค่าความต้านทานจะลดลงเมื่ออุณหภูมิลดลง เพราะเมื่ออุณหภูมิลดลงการสั่นของโครงผลึก ซึ่งขึ้นกับอุณหภูมิจะน้อยลง การกระเจิงของอิเล็กตรอนก็จะลดลงด้วย จำนวนอิเล็กตรอนชนกันน้อยลงช่วงการชนก็จะยาวขึ้น ค่าความต้านทานจึงน้อยลง อุณหภูมิยิ่งต่ำมากช่วงปลอดการชนก็จะยาวขึ้นจนแทบไม่ชนกันเลย ความต้านทานทางไฟฟ้าจึงมีค่าน้อยมากจนไม่สามารถวัดได้สำหรับตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดนั้นค่าความต้านทานจะหายไปอย่างรวดเร็วเมื่ออุณหภูมิต่ำกว่าอุณหภูมิวิกฤต

2.3 ปรากฏการณ์ไมส์เนอร์ (MEISSNER EFFECT)

ในปี พ.ศ. 2476(1933) ไมส์เนอร์ (W. Meissner) และโอเชนเฟล (R. Ochsenfeld) ได้ทดลองเกี่ยวกับสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดในสนามแม่เหล็กพบตัวนำในสภาพปกติจะยอมให้สนามแม่เหล็กผ่านเข้าไปได้ แต่ถ้าอยู่ในสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดแล้วจะผลักสนามแม่เหล็กออกไปจึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าปรากฏการณ์ (Meissner effect) แสดงดังรูปที่2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองของไมส์เนอร์แสดงว่าภายในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดจะมีสนามแม่เหล็กเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของสารแม่เหล็กไดอา (diamagnetic) จากคุณสมบัติทางแม่เหล็กซึ่งมีสมการเป็น

$$\mathbf{B} = \mu_0(H+M) \qquad (2.2)$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}\chi \qquad (2.3)$$

$$\mu_r = 1+\chi \qquad (2.4)$$

B = แทนความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก

H = แทนความเข้มสนามแม่เหล็ก

M = แทนสภาพแม่เหล็ก (magnetization)

χ = แทนค่าความอ่อนไหว (susceptibility) ของแม่เหล็ก

μ_0 และ μ_r แทนค่าความซาบซึมได้ (permeability) ของสูญญากาศและค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์

สำหรับในกรณีตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด สมการ (2.2), (2.3) และ 2.4 จะเขียนได้เป็น

$$M = -H \qquad (2.5)$$

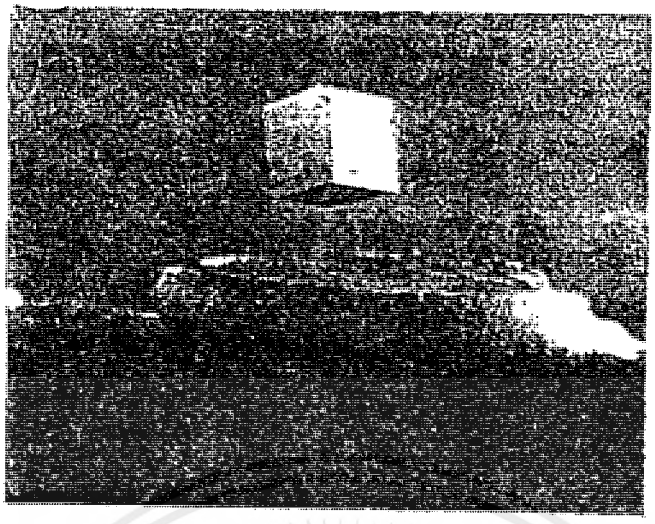
$$\chi = -1 \qquad (2.6)$$

$$\mu_r = 0 \qquad (2.7)$$

จากการที่ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด แสดงอำนาจแม่เหล็กไดอานี่เอง จึงทำให้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า-แม่เหล็ก แตกต่างไปจากตัวนำธรรมดา คือ พิจารณาวงแหวนตัวนำธรรมดาและวงแหวนตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดขนาดเท่ากันวางในสนามแม่เหล็กภายใต้เงื่อนไขเดียวกันพบว่าเมื่อหยุดผ่านสนามแม่เหล็กเข้าไปวงแหวนตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดจะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นมาเองซึ่งเกิดจากกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ไหลวนในวงแหวนสำหรับวงแหวนตัวนำธรรมดา จะไม่ปรากฏสนามแม่เหล็กเลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้งาน

038402



รูปที่2.3 แสดงการเกิดปรากฏการณ์ MEISSNER EFFECT

2.4 ปรากฏการณ์กระแสคงสภาพในวงแหวนตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด (PERSISTENT CURRENT EFFECT)

พิจารณาจากโลหะรูปวงแหวนถูกวางอยู่ในสนามแม่เหล็กที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์ (B) ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา อันเป็นผลทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า I ไหลวนในวงแหวนนั้น

โดยจะเป็นไปตามกฎของเลนซ์ (Len's law) ที่เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$-A(dB/dt) = RI + L(dI/dt) \qquad (2.8)$$

โดยแทนที่

R แทนค่าความต้านทานของวงแหวน

L แทนค่าความเหนี่ยวนำ (inductance) ของวงแหวน A แทนพื้นที่หน้าตัดภายในวงแหวน

สมการ (2.8) ยังคงเป็นจริงในกรณีที่ไม่มีสนามแม่เหล็กภายนอก ซึ่งเขียนสมการได้เป็น

$$0 = RI + L(dI/dt) \qquad (2.9)$$

ถ้าให้ I_0 แทนค่ากระแสไฟฟ้าเริ่มต้น คำตอบของสมการ (2.9) จะเป็น

$$I = I_0 \exp(-Rt/L) \qquad (2.10)$$

จากสมการ (2.10) จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลวนในวงแหวนจะลดลงแบบเอกซ์โปเนนเชียล แต่ถ้าวงแหวนเกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด ที่มีค่าความต้านทานไฟฟ้าเป็นศูนย์ สมการ (2.10) ก็จะเขียนได้เป็น

$$I = I_0 \qquad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.11) จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลวนในวงแหวนจะคงที่ตลอดเวลา เรียกกระแสไฟฟ้าคงสภาพ (persistent current) เนื่องจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงแหวนจะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้น ซึ่งฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ LI ในกรณีที่มีสนามแม่เหล็กภายนอกด้วย ฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมดที่ผ่านภายในวงแหวนจะเป็น

$$\phi = AB + LI \qquad (2.12)$$

ดิฟเฟอเรนชีเอตสมการ (2.12) เทียบกับเวลาจะได้

$$(d\phi/dt) = -A(dB/dt) + L(dI/dt) \qquad (2.13)$$

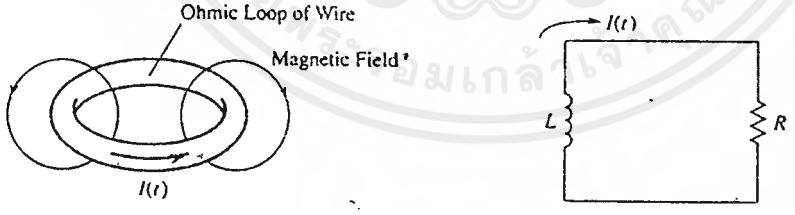
จากสมการ (2.8) และสมการ (2.13) จะได้

$$(d\phi/dt) = -RI \qquad (2.14)$$

เมื่อวงแหวนอยู่ในสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวด สมการ (2.14) จะเขียนได้เป็น

$$(d\phi/dt) = 0$$

แสดงว่า ϕ = ค่าคงที่



รูปที่2.4 CURRENT LOOP

2.5 ทฤษฎีจุลภาคของการนำไฟฟ้ายิ่งยวด

เนื่องจากสภาพการนำไฟฟ้า เป็นพฤติกรรมของความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในเนื้อสาร สำหรับสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดก็เช่นเดียวกัน คือ จะเป็นพฤติกรรมของอิเล็กตรอนที่พิเศษไปกว่าอิเล็กตรอนธรรมดา ซึ่งสามารถเคลื่อนที่ผ่านโลหะไปโดยปราศจากการกีด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขวางทุกชนิด ในการอธิบายพฤติกรรมของอิเล็กตรอนพิเศษ ในระดับจุลภาคนี้จะอาศัยกฎทางไฟฟ้าแม่เหล็ก (electromagnetism) และกฎทางอุณหพลศาสตร์เป็นพื้นฐาน

2.5.1 ทฤษฎีของลอนดอน (London Theory)

ในปี พ.ศ. 2477 สองพี่น้องตระกูลลอนดอน (F. London and H. London) ได้ตั้งทฤษฎีสำหรับอธิบายสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดขึ้น โดยพิจารณาการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดเมื่ออยู่ในสนามไฟฟ้า E ซึ่งจะมีสมการของการเคลื่อนที่เป็น

$$m\,(dv/dt) = eE \qquad (2.15)$$

เมื่อ m แทนมวลของอิเล็กตรอน

e แทนประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน

v แทนความเร็วของอิเล็กตรอน

t แทนเวลา

ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า (current density) ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน จะเป็น

$$J = nev \qquad (2.16)$$

เมื่อ J แทนความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า

n แทนความหนาแน่นของอิเล็กตรอน

ดิฟเฟอเรนชิเอต สมการ (2.16) เทียบกับเวลา t แล้วแทนค่า v ในสมการ (2.15) จะได้

$$dJ/dt = (ne^2/m)E \qquad (2.17)$$

ความเข้มสนามแม่เหล็ก ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในสนามไฟฟ้าจะสามารถหาได้จากสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell ' equation) คือ

$$\mu_0\,(dH/dt) = -\nabla \times E \qquad (2.18)$$

และ $$\nabla \times H = J + (dD/dt) \qquad (2.19)$$

และ $$\nabla \times H = 0 \qquad (2.20)$$

(dD/dt) แทนกระแสการขจัด (displacement current)

สำหรับในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ค่ากระแสการขจัดมีค่าน้อยกว่าค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าอยู่มาก ๆ ดังนั้น สมการ (2.19) จึงเขียนได้เป็น

$$\nabla \times H = J \qquad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า E จากสมการ (2.17) ในสมการ (2.18)

$$(dH/dt) = -\{(m/\mu_0 ne^2)\} \cdot \nabla \times (dJ/dt) \quad (2.22)$$

แทนค่า J จากสมการ (2.21) ในสมการ (2.22)

$$(dH/dt) = -m/\mu_0 ne^2 \cdot \nabla \times \nabla \times dH/dt \quad (2.23)$$

อินทิเกรตสมการ (2.23) จะได้

$$H = -m/\mu_0 ne^2 \cdot \nabla \times \nabla \times H \quad (2.24)$$

จากกฎทางเวกเตอร์วิเคราะห์ (vector analysis) ที่ว่า

$$\nabla \times \nabla \times H = \nabla (\nabla \bullet H) - \nabla^2 H \quad (2.25)$$

จากสมการ (2.20) , (2.24) และ (2.25) จะได้

$$H = (m/\mu_0 ne^2) \cdot \nabla^2 \quad (2.26)$$

ในกรณีของ 1 มิติ (2.26) จะเขียนได้เป็น

$$H = (m/\mu_0 ne^2) \cdot d^2 H/dx^2$$

หรือ
$$d^2 H/dx^2 = H/\lambda^2 \quad (2.27)$$

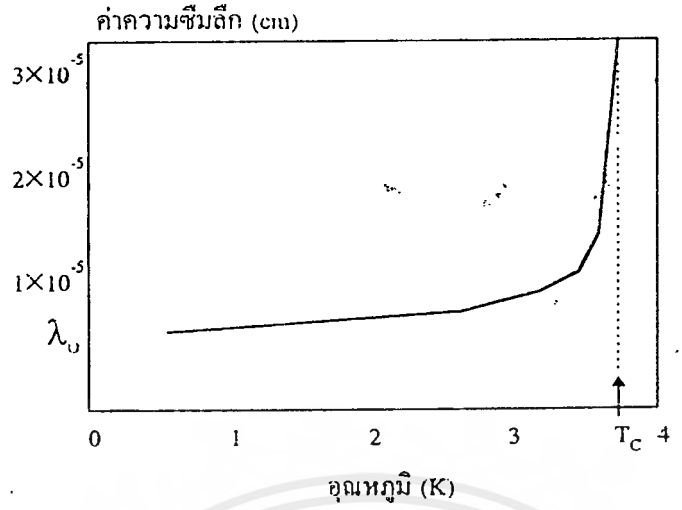
โดย
$$\lambda = [(m/\mu_0 ne^2)]^{1/2} \quad (2.28)$$

คำตอบที่สอดคล้องกับสมการ (2.27) จะเขียนได้เป็น

$$H = H_0 \exp(-x/\lambda) \quad (2.29)$$

สมการ (2.29) เรียกว่า สมการลอนดอน (London equation) ซึ่งจะเป็นว่าค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ซึมเข้าไปในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดจะลดลงแบบเอกโปเนนเชียล ตามความลึกจากผิวเข้าไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 การผันแปรของค่าความซึมลึกตามอุณหภูมิ

ค่า λ จากสมการ (2.28) เรียกว่า ค่าความซึมลึกของลอนดอน (London penetration depth) ซึ่งเป็นระยะทางเฉลี่ยที่สนามแม่เหล็กสามารถซึมเข้าไปในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ สำหรับตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่มีค่าน้อยกว่าค่าความหนาของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ความเข้มสนามแม่เหล็กภายในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดนั้นก็จะเป็นศูนย์ซึ่งจะทำให้เกิดปรากฏการณ์ไมส์เนอร์ สำหรับตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่มีค่า มากกว่าค่าความหนาแน่นของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ความเข้มสนามแม่เหล็กภายในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดจะไม่เป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้เกิดสภาพแม่เหล็ก แต่ไม่เกิดปรากฏการณ์ไมส์เนอร์ค่าความลึกซึมของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดแต่ละชนิดมีค่าไม่คงที่ โดยจะแปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิ

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าที่อุณหภูมิต่ำ ๆ ค่าความลึกซึมนี้ว่า ค่าความซึมลึกเฉพาะ (characteristic penertration depth, λ_0) โดยจะเป็นค่าเฉพาะของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดแต่ละชนิด และที่อุณหภูมิประมาณ 0.8 เท่า ของอุณหภูมิวิกฤต ค่าความซึมลึกจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยจะมีค่าเป็นอนันต์ที่อุณหภูมิวิกฤต สมการที่สอดคล้องกับการผันแปรค่าความซึมลึกตามอุณหภูมิจะเขียนได้เป็น

$$\lambda = \lambda_0 [1 - (T/T_c)^4]^{-1/2} \qquad (2.30)$$

T แทนอุณหภูมิของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

Tc แทนอุณหภูมิวิกฤตของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

2.5.2 ทฤษฎีของ BCS (1950)

สรุปได้ดังนี้

1.อิเล็กตรอนเหนี่ยวนำในS.C.จะมีอันตรกิริยากันเป็นคู่เรียกว่า Cooper pair อันตรกิริยานี้เรียกว่าElectron-Lattice-Electronถ้าอิเล็กตรอนในคู่ที่มีเลขจำนวนควอนตัมต่างกัน และมี$K\uparrow \approx K\downarrow$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานของอิเล็กตรอนเหล่านี้อยู่บริเวณ Fermi จะมีอันตรกิริยามากที่สุด อิเล็กตรอนที่อยู่บริเวณ Fermiมีพลังงานลดลงทำให้สถานะ Ground state และ Excite state ห่างกันมากขึ้น ซึ่งมีผลต่อสนามวิกฤต,สมบัติทางความร้อน,สมบัติทางMagnetics

2.อันตรกิริยาของ Electron-Lattice-Electron เกิดเมื่อมีอิเล็กตรอนตัวหนึ่งทำอันตรกิริยากับ lattice และเปลี่ยนแปลงไป อิเล็กตรอนตัวที่สองเมื่อมองเห็น lattice เปลี่ยนแปลงไปมันจึงพยายามปรับตัวให้มีพลังงานต่ำลง เพื่อทำอันตรกิริยากับสนาม latticeที่เปลี่ยนไปหรือสนาม phononดังนั้น อิเล็กตรอนตัวที่สองจึงมีอันตรกิริยากับอิเล็กตรอนตัวแรก โดยมีอันตรกิริยาผ่าน lattice ที่เปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากอันตรกิริยาเป็นพลศาสตร์ ดังนั้นมวลอะตอมจึงทำให้เกิดปรากฏการณ์ Isotope

3.ความลึกการซึมซาบกับช่วงพร้อมเพรียงมีความสำคัญ จากสมการ London พบว่าสนามแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงลดลงแบบ Exponential ในปริภูมิ ดังนั้น ณ จุดศูนย์กลางของ S.C. จึงมีพฤติกรรมเป็นปรากฏการณ์ Meissner

4.อุณหภูมิวิกฤตมีความหนาแน่นอิเล็กตรอนของวงโคจรที่ระดับ Fermiเป็น D(EF)และมีพลังงานอันตรกิริยาระหว่างอิเล็กตรอนกับ lattice เป็น U ซึ่งหาได้จากความต้านทานไฟฟ้า สำหรับ UD(EF)<<1 ทำให้ทำนายได้ว่า

$$T_c = 1.4\theta \exp[-1/UD(EF)] \qquad (2.30.1)$$

เมื่อ θ คือ Debye temperature

Uคือพลังงานอันตรกิริยาเสมอกัน

5.Magnetic field ที่ผ่านไปในวงแหวน S.C. มีลักษณะเป็นควอนตัมและหนึ่งหน่วยยังผล (effective unit)ของประจุมีค่าเป็น 2e มากกว่าจะเป็น e สถานะGround stateจะปรากฏเป็นคู่ของอิเล็กตรอน ดังนั้นใน flux quantization ในพจน์ของประจุคู่ 2e จึงมีความสำคัญต่อทฤษฎี BCS

2.5.3 ทฤษฎีของ CHARLES BEAN (1963)

Bean ได้กำหนดรูปแบบเพื่อป้องกันการเลื่อนตำแหน่งของ Vortices ภายใน Superconductor ซึ่งเรียกว่า Pinning

สมการของ BEAN คือ

$$|\nabla x \overline{Br}| = \mu_0 \overline{J}c \qquad (2.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อธิบาย

กรณี SUPERCONDUCTOR แบบ type two กระแสที่ไหลที่ผิวเป็นแบบคงรูปสม่ำเสมอ แม้ว่าจะช่วยเพิ่มค่า Jc ให้มากขึ้น แต่ขณะเดียวกันมันจะส่งผลให้ vortices เกิดการเลื่อนตำแหน่งไปทำให้เกิดค่าความต้านทานขึ้นภายในตัว SUPERCONDUCTOR (S.C.) เพราะฉะนั้นค่าต่าง ๆ ที่เป็นแบบที่ใช้กันในตัวนำของสารแม่เหล็กสำหรับ S.C. type two ต้องถูกสร้างให้เหมาะสมเพื่อป้องกันการเลื่อนตำแหน่งของ vortices วิธีป้องกันการเลื่อนตำแหน่งของ vortices นี้เรียกว่า PINNING (การตรึง) เพื่อจะตรึง vortices ไว้ต้องเพิ่มแรงกระทำต่อ vortex ซึ่งจะมีผลให้อยู่ในตำแหน่งที่คงที่แน่นอน ช่วงรอยต่อระหว่างสภาพที่ไม่เป็น S.C. กับสภาพที่เป็น S.C. จะดึงดูด vortex ไว้ด้วยผลการดึงดูดทางสนามไฟฟ้าแม่เหล็กของ vortex ต่อ image ของมัน ในทางกลับกัน สนามแม่เหล็กที่ถูกป้อนให้จะส่งผลให้เกิด pressure ที่จะผลักให้ vortex เข้าไปในส่วน S.C. กรณีที่สนามที่ป้อนให้มีค่ามากกว่าสนามกั้นที่ผิว (Hs) ทำให้ pressure ของแม่เหล็กมีค่าสูงกว่าแรงดึงดูด เนื่องจาก boundary ทั้งนี้สนามส่วนมากที่ใช้กันจะหันมาสนใจผลของสนามที่มีค่ามากกว่าค่า Hs ซึ่งการดึงดูด ณ boundary ของสนามแม่เหล็ก จะส่งผลให้ได้ไม่นานนัก Boundary ระหว่างโลหะธรรมดาและ S.C. สามารถส่งแรงผลักต่อ vertex ถ้าย่าน normal หนาเป็น 10 เท่าของค่าความยาว coherence Free energy จะเพิ่มขึ้นในตัว S.C. ได้โดยการควบแน่นของพลังงานในส่วนปริมาตรของแกนกลาง (core)

$$\Delta G\,(\text{core}) = H^2 cLz\pi\mu_o\xi^2/2 \qquad (2.32)$$

เมื่อ ΔG (core) = free energy เนื่องจากผลของ core,

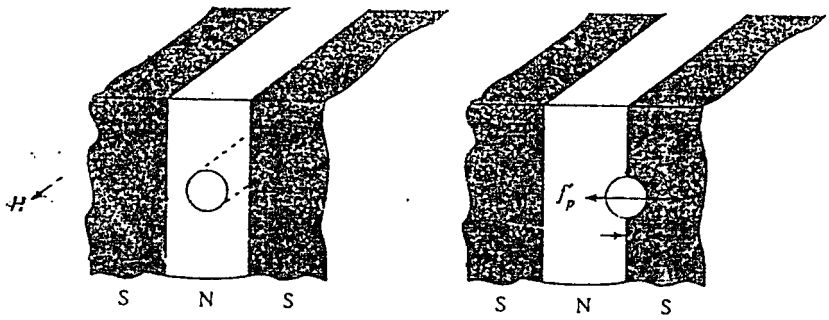
Lz = ความยาวของ core

μ_o =permeability ของอากาศ มีค่าเท่ากับ $4\pi\times10^{10}$ H/m

ξ =coherence lenght

ระบบสามารถลดระดับ free energy ของตัวมันให้ต่ำลงโดยให้ vertex อยู่ในย่าน normal มากกว่าให้อยู่ในย่าน S.C. ทั้งนี้เพราะ core คือสภาวะ normal ซึ่งจะเก็บพลังงานถ้ามันอยู่ในย่าน normal มากกว่าที่จะต้องสร้าง normal core นอกตัว S.C. เพื่อประเมินค่าแรงเนื่องจากย่าน normal ของตำแหน่งที่มีการ pinning ค่า normal slab ของความหนาของ ในย่าน S.C. แสดงดังรูปที่2.5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.5.3 (a)ตำแหน่งvortexอยู่ในย่านnormal

(b)ตำแหน่งvortexอยู่ในย่านS.C.

ผลต่างของ free energy เมื่อ vortex อยู่ระหว่าง normal (Gb) กับย่าน S.C. (Ga) แสดงด้วยสมการ

$$G\,b - G\,a = H^2\, c\, Lz\xi\pi\mu_o l/4 \qquad (2.33)$$

l = รัศมีของ core

แรงบน core เนื่องจากผล normal boundary หาจากสมการ

$$f\,p = -\partial(G\,b - G\,a)/\partial l \qquad (2.34)$$

$$f\,p = -H^2\, c\, Lz\xi\pi\mu_o/4 \qquad (2.35)$$

ค่า f p นี้จะติดลบเพื่อแสดงว่าเป็นการดึง vortex เข้าไปอยู่ในย่าน normal กรณีที่มี boundary มากจะคิดในรูปแรง pinning ต่อหน่วยความยาวของ vertex ($f'p$)

$$|fp| = \phi_0^2 / 32\pi\mu\lambda^2\xi \qquad (2.36)$$

λ = London penetration depth

เมื่อความหนาแน่นกระแสจากภายนอก (Jext) ถูกป้อนผ่านเข้าไปยัง vortex lattice ทำให้ Jc สร้างแรงเสมือนแรงลอเรนซ์ (lorentz force) ต่อหน่วยความยาวบน vertex ($f'L$)

$$f'L = J\,ext \times iZ\,\phi_0 \qquad (2.37)$$

ค่า $f'L$ จะเป็นแรงที่มีทิศทางตรงข้ามกับ $f'p$

ถ้า $f'p > f'L$ จะทำให้ vortex ถูกตรึงให้อยู่นิ่ง สภาวะนี้จะไม่มีกำลังสูญเสียในตัว S.C.

ถ้า $f'p > f'L$ ณ จุด Jc บางค่าส่งผลให้ vortex เริ่มเคลื่อนตำแหน่ง และเป็นสาเหตุให้เกิดกำลังสูญเสีย

ค่า Jc ถือว่าเป็นค่าบ่งบอกถึงแนวต่อระหว่างสภาวะที่ไม่มีการสูญเสียใด ๆ กับสภาวะที่มีการสูญเสียในตัว S.C. type two เพราะเหตุที่ vortices เป็นตัวจัดรูปแบบ lattice ในสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง lattice เหล่านี้ จะจับตัวเหนียวแน่นมาก ดังนั้น ถ้า vortex ถูกตรึงจะส่งผลให้ vortex อื่น ๆ ถูกตรึงไว้ด้วยในทำนองเดียวกัน ถ้า vortex ถูกทำให้เคลื่อนที่ก็จะทำให vortex ตัวอื่นที่อยู่ใกล้เคียงเคลื่อนตำแหน่งไปด้วย ที่ต้องการอย่างแน่นอน คือ การรวมอย่างไรที่ pinning ของแต่ละ vortex ทั่วทั้ง lattice จะให้แรง pinning เฉลี่ยรวมทั้งหมดขึ้นอยู่กับขนาดและการกระจายของตำแหน่ง pinning ได้ดีเท่า ๆ กับความเหนียวแน่นของ lattice การร่วมกันของแรงแต่ละแรง pinning จะทำให้ได้ค่าประมาณของขนาดสูงสุดของ Jc มากกว่าที่จะใช้วิธีพิจารณาแรง fp ถ้าทุก ๆ vortex ถูกตรึงโดยค่า fp ดังนั้น ผลของ Jc ควรจะอยู่ที่ค่า Jc (max) หรือ ณ จุด Jc (max) ค่า $f'p = f'L$

$$Jc\ (max) = \phi_0 / 32\pi\mu_0\lambda^2\xi \qquad (2.38)$$

Jc (max) สามารถอยู่ใน S.C. โดยมันจะให้พลังงานที่เพิ่มขึ้นแก่ cooper pairs มากกว่าพลังยึดเหนี่ยวของ pairs ค่าความหนาแน่นกระแสนี้เรียกว่า Jpair ซึ่งค่านี้เท่ากับความหนาแน่นกระแส ณ core ของ vortex (Jv) และเป็นเหตุผลว่าทำไม core จึงเป็นสภาพ normal

$$Jpair = \phi_0 / 3\sqrt{3}\mu_0\pi\lambda^2\xi \qquad (2.39)$$

จะเห็นว่า Jc (max) น้อยกว่า Jpair ประมาณ 10 เท่า เพื่อว่าจะทำให้เกิดการ pinning ขึ้นได้ในทางทฤษฎียอมให้ค่าความหนาแน่นกระแสสูงสุดใน S.C. มีค่าได้ $(10)A/m^2$ เท่านั้น เพื่อประมาณค่า Jc(max) จึงใช้ตัวเลขที่นิยมใช้สำหรับ Nb3Sn คือค่า

λ = 0.2 um

ξ = 2 um

เพราะฉะนั้น $Jc\ (max) = 3*10^{11}\ A/m^2$

หรือ $= 3*10^{7}\ A/cm^2$

ซึ่งค่านี้เป็น 10^4 เท่าของกระแสที่สามารถส่งผ่านในโลหะตัวนำชั้นดี เช่น Cu โดยพิจารณา ณ อุณหภูมิ (Tp) เดียวกัน และปราศจากการสูญเสียกำลังงานใน Cu หรือปราศจากการหลอมละลายของขดลวด เนื่องจากผลของความร้อน ค่าประมาณของ Jc(max) ถูกทำ ณ อุณหภูมิต่ำ ๆ (T << Tc) ณ Tp ใกล้ ๆ Tc ค่า λ และ ξ จะมีค่าสูงมากทำให้ Jc(max) ไม่เกิดขึ้นในขณะใกล้ Tc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาพที่ถูกป้อนด้วยสนามแม่เหล็กเข้าใกล้ค่า Hc2 phase boundary ค่าความหนาแน่นของ vortices เริ่มจะ overlap เพื่อที่ว่าวัสดุทั้งหมดมีสภาวะ normal ณ ความหนาแน่นนี้มีค่าพลังงานที่เป็นไปได้ยากที่จะเกิดประโยชน์สำหรับแกน vortex ที่จะอยู่ในตำแหน่ง pinning ได้ ทำให้แรงที่ทำให้เกิด pinning มีค่าเป็นศูนย์ และค่า Jc ก็มีลักษณะเดียวกันนี้ด้วย ในทางปฏิบัติ Jc ขึ้นอยู่กับผลธรรมชาติของตัวมันและการกระจายของตำแหน่ง pinning

ในตัววัสดุนั้น เช่น ตำแหน่ง pinning ที่อยู่ในโลหะที่เสื่อมสภาพถูกผสมเข้าไปเป็นองค์ประกอบของ S.C

ดังนั้น ค่าธรรมชาติของ Jc จึงขึ้นอยู่กับค่าพื้นฐานของขบวนการนำวัสดุมาใช้ทำ S.C. สำหรับค่า Hc2 และ Tc ขึ้นกับวัสดุ แต่ไม่ขึ้นกับขบวนการสร้าง เมื่อป้อนความหนาแน่นกระแสมากกว่า Jc ทำให้ vortices เริ่มเคลื่อนตำแหน่ง (ไม่ถูก-ตรึงอีกต่อไป) เป็นสาเหตุให้เกิดการสูญเสียพลังงานในการเคลื่อนตัวของ vortex นอกจากขึ้นกับ $f'p$ และ $f'L$ แล้วยังขึ้นอยู่กับค่า viscous drag force ($f'd$)

แรงทั้งหมดของ vortex (f'(total))

$$f'(\text{total}) = f'd + f'l + f'p \qquad (2.40)$$

กรณีสนามถูกป้อนแนวแกน Z, ความหนาแน่นกระแสถูกป้อนแกน Y, แรงและความเร็วถูกป้อนแกน X จะได้ $f'(\text{total}) = J\Phi - f'p - \eta u_x$ (2.41)

η = drag coefficient

ในสภาวะอยู่ตัว (steady state) ค่าแรงทั้งหมดบน vortex จะมีค่าเป็นศูนย์

ความเร็วของสภาวะอยู่ตัวเมื่อ J > Jc คือ

$$u(x) = (J\Phi_0 - f'p)\frac{1}{\eta} \qquad (2.42)$$

ถ้า J = Jc ทำให้ u(x) = 0 , ($f'p = f'L$)

ผลการเคลื่อนตำแหน่งของ vortex ยังก่อให้เกิด voltage คือ

$$v = \frac{d\Phi}{dt} = \Phi_0 n_v h u(x) \qquad (2.43)$$

n_v = vortices Density

$$v = (i-ic)\,Rff \qquad (2.44)$$

เมื่อ Rff = flux flow resistance, $\rho ff = 1/Rff$

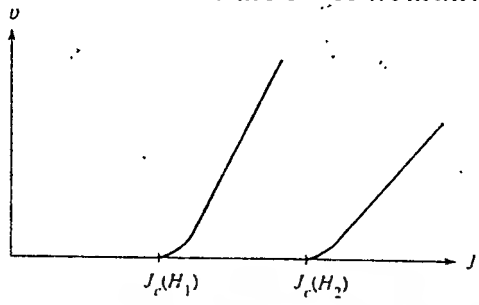
ค่าของ Rff เกิดเมื่อไม่มีสภาวะ pinning ซึ่งสามารถเขียนสมการ vlotage ใหม่ดังนี้

$$v = (J-Jc)\,\rho ffh \qquad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ h = ความยาวของ sample ในแนวทิศทางกระแสไหล

จากสมการแสดงว่า v = 0 เมื่อ J < Jc ความสัมพันธ์ v-J ดังรูปที่2.5.3.2



รูปที่2.5.3.2 V-J Characteristic ของS.C.

จากรูปจะให้กราฟ ณ voltage ต่ำ ๆ ไม่เป็น linear เพราะว่าใกล้ Jc ทำให้ f′L>fp

การที่กราฟไม่ linear มีผลลำบากต่อการออกแบบการทดลองเมื่อพิจารณา voltage เปลี่ยนแปลงจาก 0 ไปใน S.C. ยุคเก่า (Nb3Sn, Nb Ti) อธิบายคำว่า Jc คือ ค่าความหนาแน่นกระแสผ่านsample ยาว 1 cm แล้วทำให้เกิด voltage drop 1uv

จากผลของความร้อนทำให้ S.C. เข้าสู่สภาวะ normal ได้ เรียกขบวนการนี้ quenching ค่า Rff ถูกกำหนดด้วยค่าความร้อนที่ให้แบบทันทีทันใด ลวด S.C. โดยปกติจะหุ้มด้วย Cu เพื่อเป็นการขนานกระแส ทั้งนี้เพราะว่า S.C. ในสภาวะ normal จะมีค่าความต้านทานมากกว่า Cu นอกจากนี้ Cu ยังนำความร้อนได้ดี

pinning ของ vortex จะมีศักยภาพใน S.C. type two แต่ยังมีปัญหา คือ การกระจายของ vortices ใน S.C. มีลักษณะอย่างไรเมื่อเกิด pinning นี้ เท่าที่รู้คือการกระจายจะไม่สม่ำเสมอทั้งภายในและภายนอก S.C.

พิจารณา slab ในสนามภายนอกด้วยสนามที่ถูกป้อนขนานกับผิวของ S.C. เมื่อสนามมากกว่า Hc1 vortices จะเกิดภาวะทาง thermodynamic ซึ่งมีผลดีต่อการเกิดสภาพ S.C. ทำให้ vortices เข้าไปในผิวและถูกตรึงไว้ใกล้ผิว ความหนาแน่นของ vortices อธิบายด้วยความหนาแน่นเฉลี่ยของเส้นแรงแม่เหล็กบนตัว vortices ให้ชื่อว่า $\tilde{B}r$ จากกฎ Ampere $\nabla x \tilde{B} = u_0 \tilde{J}$ แสดงว่า การเบี่ยงเบนของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจากค่าคงที่ที่สม่ำเสมอของมันจะให้กำเนิดความหนาแน่นกระแสเฉลี่ย ($\tilde{J}$) อย่างไรก็ตาม ถ้า J < Jc การ pinning จะไม่แข็งแรงเท่าที่ควร CHARLES BEAN (1963) ได้กำหนดรูปแบบเพื่อให้ S.C. มีการ pinning ที่แข็งแรงมากยิ่งขึ้น ดังนี้

$$\left|\nabla x \tilde{B} r\right| = u_0 \tilde{JC} \qquad (2.46)$$

เพื่อให้ความหนาแน่น flux ผลิตค่า Jc อย่างสม่ำเสมอ modle นี้เรียกว่า critical state models ซึ่งค่า Jc เป็นปริมาณ scalar ที่อิสระจาก J ค่า B สามารถมีค่าเพิ่มหรือลดเพื่อให้ได้ขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่เท่ากัน ดังนั้น ขนาด absolute หมายถึง B จะผลิต Jc โดยไม่ขึ้นกับทิศทางของ J และค่า B เฉลี่ยจะลดลงจากขอบผิว

ตามสมการ $$\left|\frac{d\tilde{B}}{dx}z(x)\right| = u_0 \tilde{J}_0 \qquad (2.47)$$

ค่า flux penetrate แสดงด้วยสมการ

$$X_0 = a - (H_0 / Jc) \qquad (2.48)$$

เมื่อX_0 แปรผกผันกับ H_0

a=ความหนาของ S.C.

Ho= applied field

สรุป

1. แรงที่ผลต่อการเลื่อนตำแหน่งของ vortices ได้แก่
   - แรงจาก vortices ข้างเคียง
   - applied field จากภายนอก
   - แรงจาก boundary
   - Jext
   - The viscous drag force (f'_d)
2. vortex จะเคลื่อนตัวเข้าสู่ย่าน S.C. ต้องให้ Happ > Hs

   ซึ่งหมายถึง Hc1 > Hs

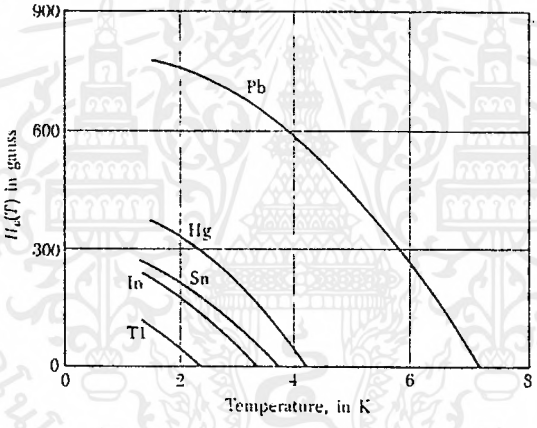
   โดยที่ Hs = $\Phi/4u_0\pi\xi\lambda$ = Hc/$\sqrt{2}$ (2.49)
3. S.C. ที่มีผิวขรุขระจะทำให้ vortex เลื่อนเข้าสู่ผิวได้ง่าย
4. แรงที่ทำให้ vortex สมดุล เนื่องจากแรง vortex ข้างเคียงกับแรงจาก Happทำให้ vortices จัดเรียงตัวเป็นรูป triangular lattice ซึ่งส่งผลดีต่อความสัมพันธ์ระหว่าง $\tilde{B}$ และ $\tilde{M}$ ถ้า Happ > Hc1 ทำให้ B = uH ทำให้ B เฉลี่ยเกิดสภาพ uniform ทำให้ Japp ไหลผ่าน S.C. แบบ uniform ด้วยและยังทำให้ Jc ใน type one สูงขึ้นด้วย
5. Unpinning เกิดจากการกระจายตัวของ vortices ขณะเกิด pinning มีลักษณะไม่สม่ำเสมอและเกิดอยู่ไม่นาน แก้ไขโดยใช้ critical state modle ของ Bean

(โดยให้ B กับทุก vortex มีค่าเฉลี่ยเท่ากัน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การทำลายสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดด้วยสนามแม่เหล็ก

การทำลายสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดวิธีหนึ่งคือ เพิ่มอุณหภูมิให้สูงกว่า T_c และอีกวิธีหนึ่ง ก็คือ เพิ่มสนามแม่เหล็กเข้าไปมาก ๆ จนกระทั่งมากกว่าสนามวิกฤต Hc (T) ซึ่งมีค่าแปรตามอุณหภูมิ จะสามารถทำลายสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้ ที่อุณหภูมิวิกฤต (Tc) ค่าของสนามวิกฤตเป็นศูนย์ คือ Hc (Tc) = 0 ความสัมพันธ์ของสนามวิกฤต และอุณหภูมิของธาตุต่าง ๆ ที่แสดงในรูป 2.3 มีความสัมพันธ์กันดังนี้



รูปที่ 2.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างสนามแม่เหล็กวิกฤต และอุณหภูมิของธาตุต่าง ๆ

เมื่อ T < Tc สนามภายนอก Ha = 0 เป็นสภาวะการนำไฟฟ้ายิ่งยวด

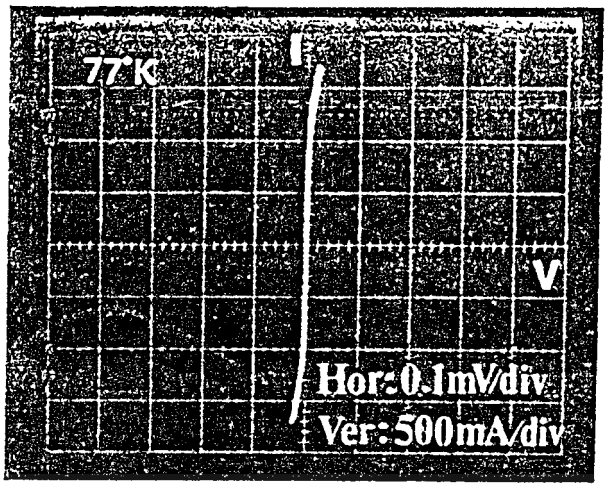
T < Tc สนามภายนอก Hc > Ha >0 เป็นสภาวะการนำไฟฟ้ายิ่งยวด

T < Tc สนามภายนอก Ha > Hc เป็นสภาวะปกติคือทำลายสภาพนำไฟฟ้ายิ่งยวด

2.7 ปรากฏการณ์ซิลบี (silsbee effect)

คือ ปรากฏการณ์ทำลายสภาพการเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดด้วยกระแสที่ผ่านเข้าไปในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด มีค่ามากกว่ากระแสวิกฤต ทำให้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดกลายสภาพเป็นตัวนำธรรมดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.7 V-I ขณะเกิดปรากฏการณ์ silsbee effect

อธิบาย

เส้นกราฟในจอของออสซิลโลสโคป อยู่ในแกน Y จากนั้นค่อยเพิ่มกระแสให้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอีก สังเกตเส้นกราฟจะค่อย ๆ เบนออกจากแกน Y แสดงว่าเกิดความต่างศักย์ขึ้นในเนื้อสารตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด นั่นคือ สภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดเริ่มถูกทำลายแล้วดังรูป ค่ากระแสสูงสุดที่ทำให้เกิดสภาพการนำไฟฟ้ายิ่งยวดเรียกว่า กระแสวิกฤต (Ic)

ปรากฏการณ์ไอโซโทป (ISOTOPE EFFECT)

นอกจากนี้ยังมีการค้นพบปรากฏการณ์ไอโซโทป (Isotope effect) กล่าวคือ อุณหภูมิวิกฤตของสารตัวนำยิ่งยวดยิ่งแปรตามมวลไอโซโทป ในปรอท Tc เปลี่ยนแปลงจาก 4.185 K ไปเป็น 4.146 K ขณะที่มวลของอะตอมเฉลี่ย M เปลี่ยนแปลงจาก 199.5 ไปเป็น 203.4 หน่วยมวลอะตอม (atomic mass unit) อุณหภูมิของการเปลี่ยนแปลงจะเปลี่ยนไปอย่าต่อเนื่องช้า ๆ เมื่อเราผสมไอโซโทปที่ต่างกันของธาตุชนิดเดียวกันเข้าด้วยกัน ผลลัพธ์จากการทดลองภายในแต่ละอนุกรมของไอโซโทนได้ความสัมพันธ์เป็นแบบของ M คือมวลของไอโซโทป

$$MaTc = \text{ค่าคงที่} \; ; (M\alpha = M^{\alpha})$$

แต่สำหรับธาตุชนิดเดียวกัน a1 = a2 = a3 = ... ค่าของ a ในธาตุต่าง ๆ ได้กำหนดในตาราง จากที่มวลของไอโซโทปขึ้นกับ Tc ทำให้เราทราบว่าการสั่นของแลตทิชและอันตรกิริยาระหว่างอิเล็กตรอนและเลตทิชต่างรวมอยู่ในสภาพนำยิ่งยวด ทฤษฎีบีซีเอสเริ่มแรกให้ผลลัพธ์ของ

$Tc \; \alpha \theta Debye \alpha M - 1/2$ ดังนั้น a = 1/2 ในสมการข้างต้น แต่การมีกิริยาคูลอมบ์ระหว่างอิเล็กตรอนรวมอยู่ด้วยทำให้ความสัมพันธ์เปลี่ยนไป ไม่มีธาตุใดที่ทำให้ค่า a = 1/2 จริง ๆ แต่มีค่าประมาณใกล้เคียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

(SUPERCONDUCTOR FABRICATION)

3.1 การเตรียมสารเคมีชนิด $YBa_2 cu_3 O_{7-x}$

ณ ห้องปฏิบัติการตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ศูนย์วิจัยอิเล็คทรอนิกส์ (ERC) KMITL

สารประกอบที่ใช้ในการเตรียม

1. อิทเทรียมออกไซด์ ($Y_2 0_3$) ความบริสุทธิ์ 99.99%
2. แบเรียมคาร์บอเนต ($BaC0_3$) ความบริสุทธิ์ 99.90%
3. คอปเปอร์ออกไซด์ (Cu0) ความบริสุทธิ์ 99.90%

3.2 การคำนวณปริมาณสารสัมพันธ์

จากปฏิกิริยาทางเคมีของสารประกอบทั้ง 3 เขียนสมการได้ดังนี้

$$1/2\ Y_2 0_3 + 2\ BaCo_3 + 3\ Cu0 + 1/4\ 0_2 \text{ ---> } YBa_2 Cu_3 0_{7-x} + 2Co_2$$

พบว่าอัตราส่วนโดยมวลของสารประกอบจากสมการ จะได้ Y:Ba:Cu เป็น 1:2:3

มวลของอะตอมของธาตุ

จากตารางธาตุ จะได้มวลอะตอมของธาตุ คือ

Y = 88.905 g.

O = 15.9994 g.

Ba = 137.34 g.

C = 12.01115 g.

Cu = 63.546 g.

มวลของสารประกอบตั้งต้น คือ

$Y_2 0_3$	=	(2 x 88.9) + (3 x 16)	=	225.8	g/mol
$BaCo_3$	=	(137.34) + 12 + (3 x 16)	=	197.34	g/mol
Cu0	=	63.546 + 16	=	79.5	g/mol

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

จากสมการเคมี

1. $Y_2 0_3$ 1 mol ต้องเตรียมสาร = 225.8 g.
   ถ้า 1/2 mol ต้องเตรียมสาร = 225.8/2 g.
   = 112.904 g.

2. BaCo3 1 mol ต้องเตรียมสาร = 197.34 g.
   ถ้า 2 mol ต้องเตรียมสาร = 2 x 197.34 g.
   = 394.69 g.

3. Cu0 1 mol ต้องเตรียมสาร = 79.5 g.
   ถ้า 3 mol ต้องเตรียมสาร = 3 x 79.5 g.
   = 238.63 g.

พิจารณา 0_2 1 mol มีมวลโมเลกุล 16 g.
ถ้า 1/4 mol มีมวลโมเลกุล 16/4 = 4 g.

ซึ่ง 0_2 ---> 4 g. นี้ จะไม่นำมาคิดในมวลโมเลกุลของสารตั้งต้น เพราะขณะทำปฏิกิริยา (การเผา) เราจะได้มันมาจากอากาศอยู่แล้ว

∴ มวลโมเลกุลรวมของสารตั้งต้นทั้งหมด

= 112.904 + 394.69 + 238.63 = 746.239 g.

ซึ่งหมายถึงว่าจะได้ผลิตภัณฑ์ $YBa_2 Cu_3 0_{7-x}$ = 746.239 g.

ปริมาณค่า X หมายถึง ปริมาณของ oxygen ที่มีโอกาสเป็นไปได้หลายค่า ตามแต่การเกิดปฏิกิริยาเคมี แต่เราไม่ต้องการ

∴ ปริมาณ X ควรลดให้เป็นศูนย์ (X --> 0) ซึ่งขบวนการการกำจัด oxygen นี้ เรียกว่า CALCEINE PROCESS ซึ่งเป็นขบวนการกำจัด oxygen โดยใช้ความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวิธีการหาปริมาณ oxygen ในสาร S.C. เราใช้วิธี IODOMETRIC TRITRATION ซึ่งเป็นขบวนการทางเคมีเพื่อใช้หาปริมาณ IODINE ในสารละลาย โดยใช้สารละลาย $Na_2 S_2 0_3$ ในการ TRITRAE ในการทดลอง IODINE จะเกิดจาก oxygen ที่แยกตัวออกจาก S.C. ที่ถูกละลายด้วย HC1 แล้วทำปฏิกิริยากับสารละลาย KI ปริมาณของ IODINE ที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับปริมาณ oxygen ที่ถูกใช้ไปในปฏิกิริยา ดังปฏิกิริยา

$$YBa_2 Cu_3 0_{7-x} + 2\ HC1 \longrightarrow Y^{3+} + 2Ba^{2+} + 3Cu^{-} + zc1^{-} + (n-x)\ H_20 + XO$$

การหาน้ำหนักสารตั้งต้นเพื่อใช้ในการเตรียม

จากปฏิกิริยาเคมี มวลโมเลกุลสารตั้งต้นทั้งหมด 746.239 g.

ต้องใช้ $Y_2 0_3 = 112.904$g.

ถ้าต้องใช้ $YBa_2 Cu_3 0_{7-x}$ 100 g. ต้องใช้ $Y_2 0_3 = 112.904 \times 100/746.239$ g.

$\therefore$ $Y_2 0_3$ = 15.1297 g.

$\therefore$ ต้องใช้ $BaC0_3$ = $314.69 \times 100/746.239$ g.

$\therefore$ ต้องใช้ Cu0 = $238.63 \times 100/746.239$ g.

$Y_2 0_3$ + $BaC0_3$ + Cu0 = $YBa_2 Cu_3 0_{7-x}$

(15.1297 g.) (52.89 g.) (31.978 g.) (100 g.)

ลำดับกระบวนการสร้าง S.C. แสดงด้วยแผนผัง ดังรูปที่ 3.3

อธิบายการสร้าง

1. ชั่งสารประกอบ $Y_2 0_3$ หนัก 15.129 g.
   $BaCo_3$ หนัก 52.89 g.
   Cu0 หนัก 31.978 g.
2. บดผสมให้เข้ากัน โดยใช้เวลาประมาณ 1 ชั่วโมง
3. ตักสารผสมใส่กระเบื้อง ขนาด 2" x 2" แล้วนำไปเผาที่อุณหภูมิ 900°C เป็นเวลา 20 ชั่วโมง
4. นำสารที่ได้จากการเผามาบดอีกครั้งและคัดเอาเหล็กสีน้ำเงินทิ้ง แล้วนำไปอัดเป็นเม็ดทรงกลมแบน ใช้แรงอัดประมาณ 4 Ton (~ 4 Ton) มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 cm., 3 cm., หนาประมาณ 2-3 mm.

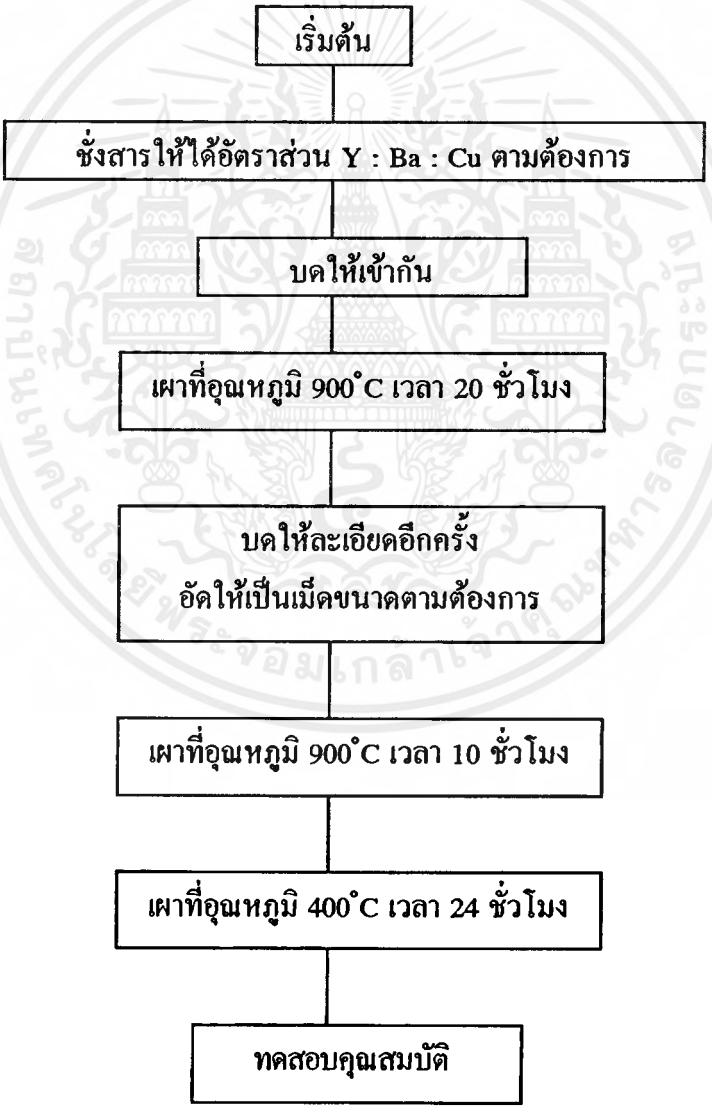
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. นำเม็ดข้าวสารเข้าเตาเผาอีกที 900° C เวลา 10 ชั่วโมง
6. อบที่ 400° C เวลา 24 ชั่วโมง
7. สำเร็จขบวนการสร้าง แล้วนำไป TEST

หมายเหตุ

การอบที่อุณหภูมิ 400°C เวลา 24 ชั่วโมง นี้เป็นขั้นตอนที่จะลดความเครียดให้กับ CERAMIC เพื่อกันการบิดงอ

3.3 แผนผังกระบวนการสร้าง S.C.



รูปที่ 3.3 แผนผังการสร้าง S.C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงชนิดหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

4.1 กล่าวนำ

จากคุณสมบัติ 1-V characteristics ของ Superconductor รูปที่4.1 พบว่าสามารถควบคุมปริมาณแรงดัน output ของ S.C. ได้ด้วยปริมาณความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (B) โดยอาศัยปรากฏการณ์ Sillbee effect ที่เกิดขึ้นภายในตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

เมื่อให้ Bias กระแสคงที่แก่ S.C. พบว่า Vse จะแปรผันตามปริมาณ Flux Density (B) ที่ป้อนให้จากภายนอก ซึ่งถือเป็นหลักการพื้นฐานในการนำไปประยุกต์สร้างวงจรวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงนี้ขึ้น

การพิจารณาความไว (Sensitvity) ในการวัดสนามแม่เหล็กจะสูงหรือต่ำ พิจารณาจากอัตราส่วน Vsc/B เมื่อ I-bias คงที่

- ถ้า Vsc มีค่ามากในขณะที่ให้สนามแม่เหล็กจากภายนอกปริมาณน้อย ๆ แสดงว่าอุปกรณ์หัววัดชิ้นนี้มีความไวสูง
- ถ้า Vsc มีค่าน้อยโดยที่ป้อนสนามแม่เหล็กปริมาณมาก ๆ แสดงว่าอุปกรณ์หัววัดชิ้นนี้มีความไวต่ำ

จากการศึกษาวิจัยคุณสมบัติของ Superconductor ชนิด $Yba_2\ cu_3\ o_{7-x}$ ของศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ KMITL พบว่าตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่สร้างขึ้นมาได้นี้ให้ปริมาณ Vsc output สูงมากในขณะที่ป้อนสนามแม่เหล็กจากภายนอกในปริมาณต่ำ ๆ ซึ่งจากการทดลอง จะได้ Vsc ประมาณ 1 - 5 mV ต่อกระแส Bias ค่าต่ำ ๆ ประมาณ 200 mA ซึ่งค่าแรงดันขนาดนี้ถือว่ามีค่าสูงมากในการ นำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับโครงงานนี้เราจะนำเอา Vsc ที่ได้มาแสดงออก Display เพื่อแสดงให้เห็นถึงปริมาณ Vsc ที่แปรเปลี่ยนไปตามปริมาณสนามแม่เหล็กจากภายนอกอย่างไร ดังรูปที่ 4.1.1 ซึ่งแสดง Block diagram การนำงานของวงจรวัดสนามแม่เหล็กความไวสูงชนิดหัวข้อตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

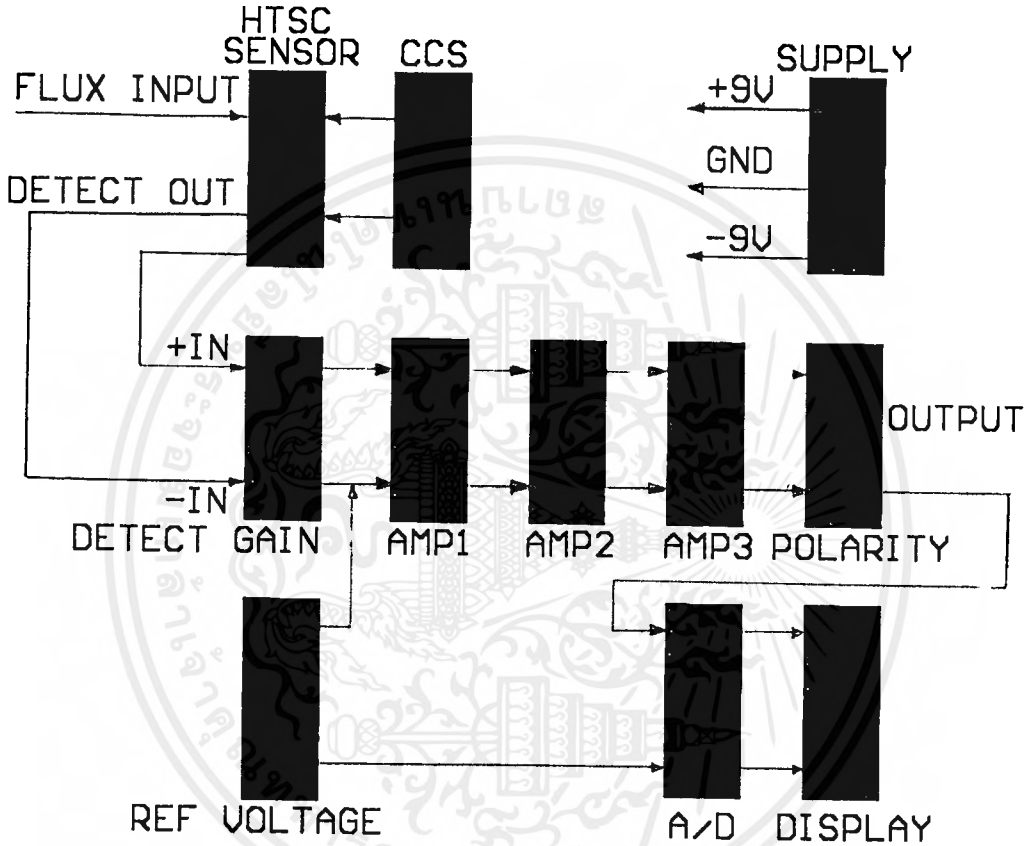
4.2- Block Diagram

แสดงดังรูปที่ 4.1.1

4.3 วงจรสมบูรณ์

แสดงดังรูปที่Fig 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.1 BLOCK DIAGRAM: MAG. SENSOR

4.4 อธิบายการทำงาน

4.4.1 HTSC SENSOR : เป็นหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด ที่ได้จากขบวนการสร้าง (อธิบายในบทที่ 3) แล้วนำมาตัดเป็นรูปต่าง ๆ เพื่อให้เหมาะกับตัวแปรต่าง ๆ ที่เราจะนำไปใช้งาน และต้องมีการให้ I-Bias โดยเป็นไปตามหลักการ Four Point Probe ดังรูป

จากการวิจัยของรุ่นพี่ปริญญาโทของศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ KMITL พบว่า รูปร่างของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีผลต่อ I - V characteristics อย่างมาก ซึ่งพอสรุปรูปแบบของวงจรที่นิยมใช้ดังนี้

- ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดรูปสี่เหลี่ยมแบบ(ก)และ(ข) ดังรูปที่4.2 จะต้องใช้ปริมาณ I - Bias และปริมาณสนามแม่เหล็กค่ามาก ๆ จึงจะให้เกิดปรากฏการณ์ Silsbee effect ขึ้นได้ ซึ่งถือว่าเป็นข้อเสียว่าเราจะนำหัววัดแบบสี่เหลี่ยมมาใช้งนแบบ Portable เพราะต้องออกแบบวงจรให้มีภาค Supply ที่สามารถช่วยกระแสBias ซึ่งถือว่าเป็นการสิ้นเปลือง และผลความไวที่ได้พบว่ามีความไวต่ำ

- ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด รูปลิ่มแบบ (ค)และ(ง) แสดงดังรูปที่ 4.2

พบว่าต้องใช้ปริมาณI-bias และปริมาณสนามแม่เหล็กค่าน้อย ๆ ก็ทำให้เกิดปรากฏการณ์ Sillbec effect ขึ้นได้ (พบว่า HTSC มีรูปลิ่มที่ลึกมากเท่าไร ปริมาณ I - Bias ยิ่งน้อยลง) ซึ่งถือว่าเป็นข้อดีของการนำไปใช้งาน แบบ portable ทำให้การพาไปใช้งานได้คล่องตัวมากขึ้น เพราะการออกแบบวงจรภาค่ Supply ไม่จำเป็นต้องจ่ายกระแส Bias สูงแต่จ่ายกระแส Bias เพียงเล็กน้อยก็สามารถให้ผล output ได้ ทำให้ความไวของหัววัดแบบนี้มีความไวสูง และเป็นแบบที่นิยมใช้ในห้องปฏิบัติการ ERC, KMITL

<u>ข้อพึงระวังในการ BIAS หัววัด S.C.</u>

1. ปริมาณ I - Bias ที่ป้อนให้แก่ S.C. ตัว $\leq$ Ic ของ S.C. ที่สร้างซึ่ง IC ที่ได้แปรเปลี่ยนไปตามสารที่ใช้สร้าง,เทคนิคการสร้าง,การเผา,แรงดันที่ใช้ในการอัดสารก่อนเผา

เพราะฉะนั้น ก่อนจะนำ S.C. ไปใช้งานต้องทำการวัดคุณสมบัติของมันเสียก่อนเพื่อหา Ic, Hc, Tc ว่ามีค่าเท่าไร ซึ่งแต่ละสารจะมีค่าไม่เท่ากัน (แม้จะสร้างจากขบวนการเดียวกัน)

เมื่อนำไปใช้งาน ต้องควบคุมให้อยู่ในคุณสมบัติทั้งสามจึงจะแสดงสภาพการเป็นตัวนำยิ่งยวดได้

ถ้า Bias ด้วยกระแสสูงกว่า Ic มากเกินไปอาจทำให้ S.C. เสียหายและเสียสภาพการเป็นตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การบัดกรีขั้วต่อ S.C. ต้องเป็นไปตามหลักการของ Four Point Probe และโลหะที่ใช้บัดกรีต้องมีสภาพการนำไฟฟ้าที่ดี เพื่อใช้รอยต่อเป็นรอยต่อแบบ ohmic Contact ที่สมบูรณ์ไม่มี Voltage ตกคร่อม ซึ่งถ้าไม่เป็น ohmic Contact จะส่งผลให้ output ต่ำและทำให้Sensitivity ต่ำด้วย

3. กระแส Bias จาก Constant Current Source (CCS) ต้องปรับให้คงที่ ไม่ควรให้มีการเปลี่ยนแปลงของกระแส Bias ตามตัวแปรข้างเคียง

4. ภายหลังการใช้งานจากการจุ่มใน Nitrogen เหลวต้องเป่าหัววัดด้วย Dryer เพื่อป้องกันหัววัดจากความชื้น ซึ่งจะช่วยให้อายุการใช้งานของหัววัด มีอายุการใช้งานยาวนานขึ้น

5. ไม่จำเป็นต้องให้หัววัดตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กที่ต้องการวัดเพราะ หัววัดแบบ S.C. เป็นหัววัดแบบไม่ขึ้นกับทิศทาง ทำให้มีความสะดวกในการวัดสนามแม่เหล็ก

4.4.2 Constant Current Source (CCS) เป็นภาคแหล่งจ่ายกระแสคงที่สำหรับวงจรนี้ได้ออกแบบให้สามารถปรับกระแสได้ตั้งแต่ 0-1 A (Vcc=9V) เพื่อ Bias ให้กับหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด (HTSC SENSOR)

วงจร CCS แสดงได้ดังรูปที่ Fig 4.5

อธิบายการทำงาน

- U_1 (OP-AMP เบอร์ ua741) ต่อเป็นลักษณะวงจร Voltage follower โดย output ขา 6 ต่อ feedback กลับมายังขา 2 ซึ่งเป็นขา Inverting Amp ทำให้ Gain ของ OP-AMP มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งหมายถึง แรงดัน output จะเท่ากับแรงดันด้าน input

- สำหรับ input ใช้ Zener เบอร์ LM336 เป็น Reference Voltage ที่สามารถปรับระดับ Voltage ด้าน input อยู่ระหว่าง 2-3 Volts โดยปรับที่ VR_{12} (10K) ซึ่งทำหน้าที่เป็น Voltage Adjust , R_{22} และ VR_{12} ต่อลักษณะ Voltage Divider เพื่อแบ่งแรงดันจ่ายให้ LM336 ค่ากระแสถูกจำกัดด้วย R_{22}

- C_{18}, C_{19},C_{20} ทำหน้าที่เป็น Filter เพื่อรักษาระดับ Refference Voltage ให้ราบเรียบสม่ำเสมอ

- R_{23}, R_{24} ทำหน้าที่จำกัดกระแส Bias ให้ input OP-AMP ซึ่งต้องการกระแส Bias เพียงเล็กน้อยเท่านั้น

- Q1, Q2 ทำหน้าที่เป็น Driver กระแส โดยแรงดัน output จาก ขา 6 ของ OP-AMP ปกติจะให้กระแส output น้อย ไม่สามารถจ่ายกระแสให้ Load ได้มาก ต้องทำการยกระดับปริมาณกระแสก่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- R_{26} ทำหน้าที่ป้องกัน output ของ op-AMP กรณีที่ Q1 เกิดลัดวงจร และป้องกันไฟจาก Q1 ย้อนกลับไปทำความเสียหายแก่ op-AMP ได้

- Q_3 ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสไฟฟ้าแก่ Load (ในที่นี้คือ HTSC SENSOR) ปริมาณกระแสสูงสุดที่ Q3 จ่ายได้ คำนวณจาก

$$Ic_{3\ (max)} = \frac{V_{cc} - \mathrm{Re}\,fVoltage}{R29}\Bigg]$$

ซึ่งค่า Ic_3 ที่ได้จะเป็นกระแสสูงสุด ประมาณ 1 A แต่สามารถปรับปริมาณกระแสได้ด้วย VR_{13} ซึ่งทำหน้าที่ปรับปริมาณกระแสจาก Driver ไปเป็นกระแส base (I_{B3}) ควบคุมปริมาณ Ic_3 ของ Q_3

จาก $\beta_3 = \frac{Ic_3}{I_{B_3}}$

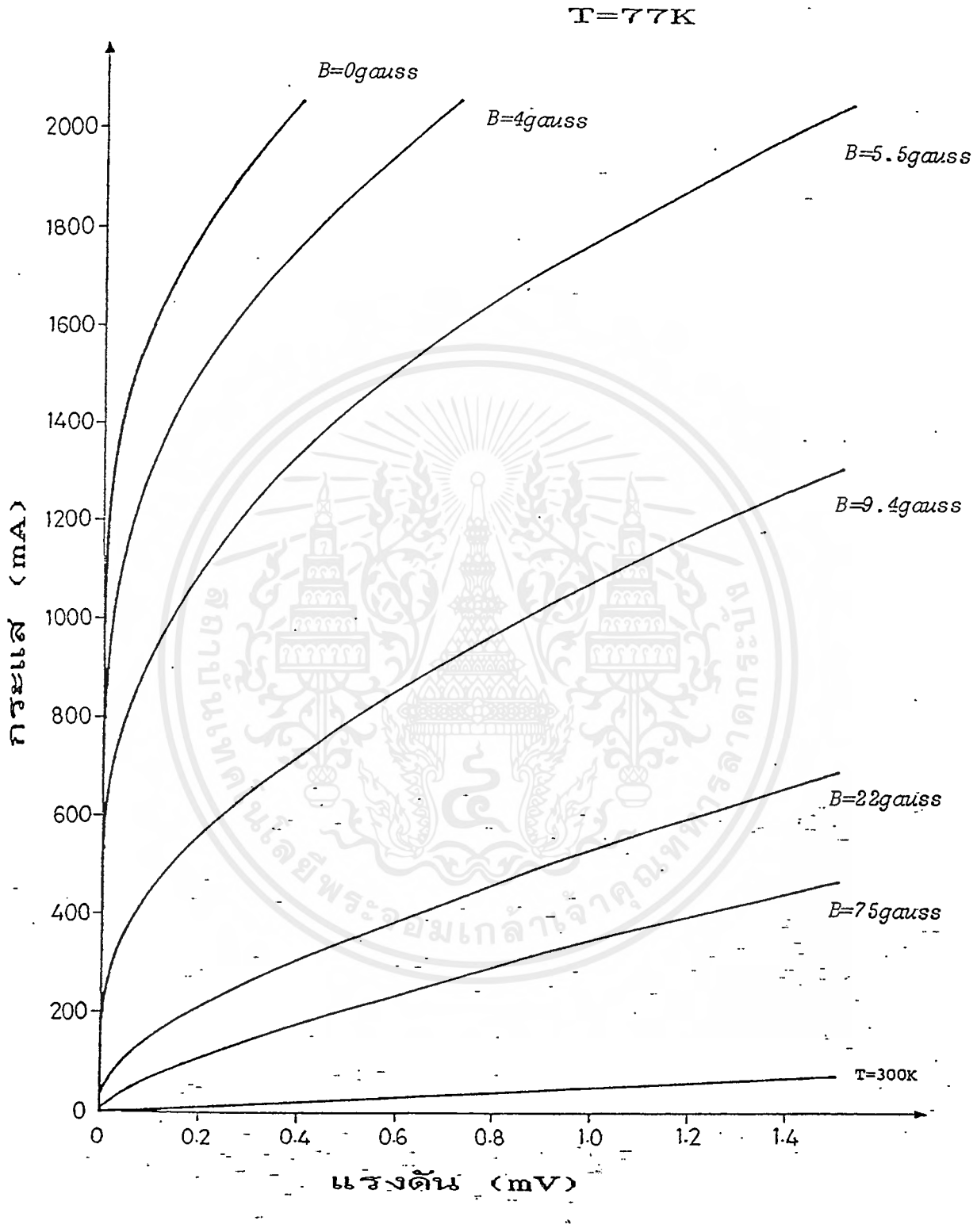
$\therefore \quad Ic_3 = \beta_3 I_{B_3}$

ทำให้สามารถควบคุมปริมาณ I_1 ที่จ่ายให้แก่ HTSC SENSOR ได้ด้วยปริมาณ I_{B3} โดยปรับที่ VR_{13}

$$\therefore \quad I_1 = I_{B3} + I_{C3} = I_{B_3} + \frac{Vcc - \mathrm{Re}\,fVoltage}{R29}\Bigg]$$

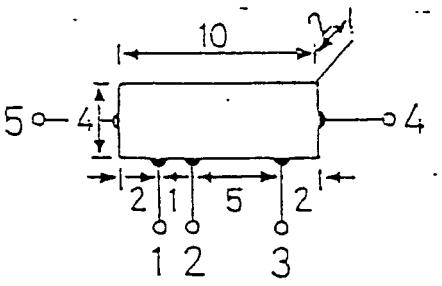
เมื่อ I_{B3} และ I_{C3} คงที่ ส่งผลให้ I_1 คงที่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

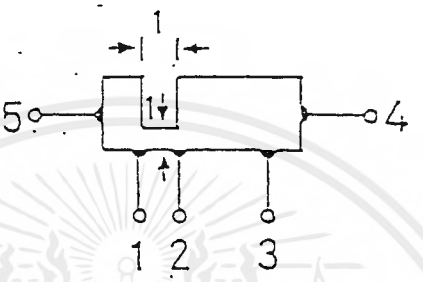


รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของSUPERCONDUCTOR เมื่อได้รับสนามแม่เหล็กค่าต่างๆ

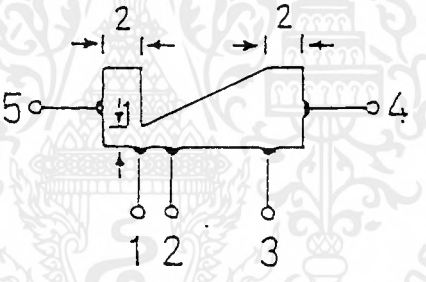
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



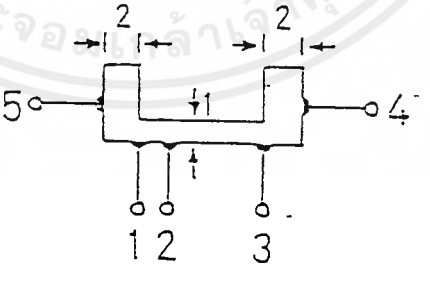
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 4. 2 รูปร่างทางเรขาคณิตต่างๆของชิ้นสารSUPERCONDUCTOR

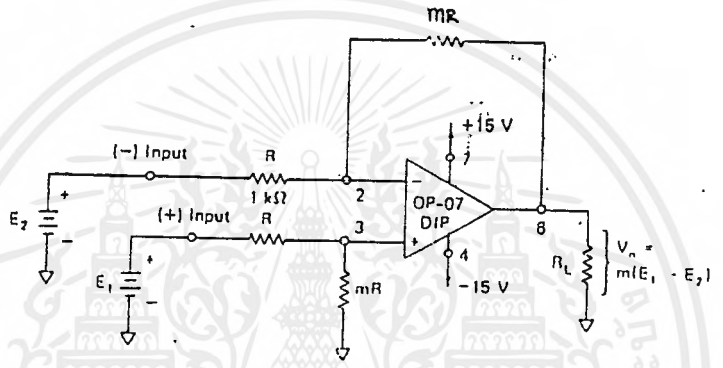
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 หลักการทำงานของ AD 624

หลักการ AD 624 ทำงานในลักษณะ Instrument Amp ที่มีหลักการพื้นฐาน ดังนี้

4.4.3.1 Basic Differential Amplifier

วงจรพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 BASIC DIFFERENTIAL AMPLIFIER

โดยให้ R = R , RF = mR จะได้แรงดันเอาท์พุท (V_o)

$$V_o = Ad\ (V_1 - V_2)$$

เมื่อ Ad = Differential mode gain

= RF/R

ข้อเสีย

- Zin ต่ำ ; โดยที่ Zin เมื่อมองที่ V_1 = R

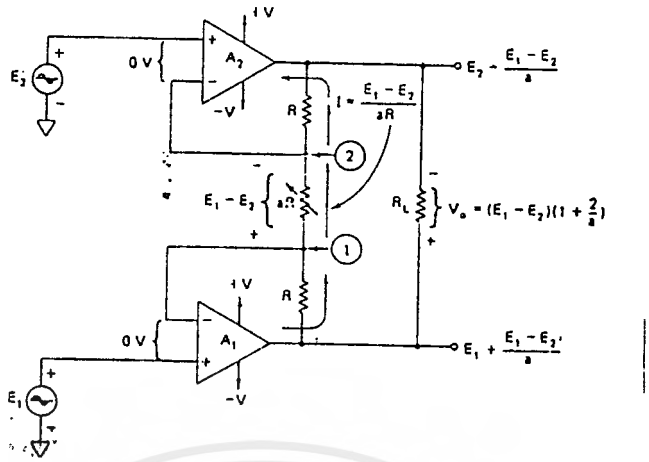
ถ้ามองที่ V_2 , Zin = R+mR

ซึ่งจะเห็นว่า Zin มีค่าต่ำมาก ไม่เหมาะที่จะนำไปตรวจจับสัญญาณที่มีขนาดต่ำๆได้

4.4.3.2 Floating Load Differential Amplifier

เป็นวงจรที่ถูกปรับปรุงมาจาก Basic Differential Amp. เพื่อให้ได้ Zin สูงขึ้น , และปรับเกณฑ์ได้ง่ายดังรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 FLOATING LOAD DIFFERENTIAL

หลักการ โดยต่อ Buffer ให้กับ V_1 และ V_2 คุณสมบัติ Buffer คือ ให้ Zin สูงมาก ทำให้ตอบสนองต่อสัญญาณที่ขนาดต่ำ ๆ ได้

ข้อดี

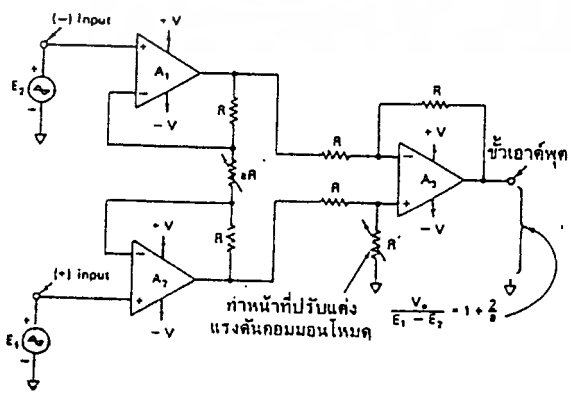
- ให้ Zin สูง
- สามารถปรับGain ได้ง่าย
- Low-noise

ข้อเสีย

- โหลด ภาคเอาท์พุทจะเป็นโหลดลอย (Floating Load)

4.4.3.3 Instrument Amplifier

เป็นวงจรที่ปรับปรุงจากวงจร Floating Differential Amp เพื่อให้ต่อกับโหลดที่ต่อกับ Ground ได้ (Grounded Load) แสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่4.5 วงจรInstrument Amplier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดี

- ให้ Zin สูง
- ปรับเกณฑ์ได้ง่าย
- เหมาะใช้กับงานที่โหลด R_2 ต่อลงกราวด์
- Low-noise

4.4.3.4 คุณสมบัติของ AD 624

เป็นไอซีถูกออกแบบให้สามารถวัดสัญญาณขนาดต่ำ ๆ ได้ดี และมีความเที่ยงตรงสูง และตอบสนองสัญญาณรบกวนต่ำ (High precision Low noise) มีวงจรชดเชยภายใน (Internal Compensated) ใช้งาน Band Width ≈ 25 MH_z เหมาะกับงาน Low Level Transducers เช่น Strain gauges, Pressure transducer, High resolution Data Acquisition Systems, Biomedical Signal, etc.

จากคุณสมบัติข้างต้นถือว่า มีคุณสมบัติที่จะนำ AD 624 มาใช้งานตรวจจับสัญญาณต่ำ ๆ จาก Superconductor ได้ดี

ลักษณะการทำงาน สามารถปรับ Offset Voltage ได้ด้วย VR_1, VR_2 สัญญาณเอาท์พุท ของ AD 624 (ขา 9) จะถูกเลือกเป็น 2 แบบ คือ ส่งไปขยายแบบ DC-Amp หรือ AC- Amp ก็ได้ โดยเลือกได้จาก

- DC Amp = สัญญาณจะถูกส่งผ่านแบบโดยตรง (Direct Coupling) ทำให้สัญญาณทั้ง AC และ DC สามารถผ่านไปยังภาค Amplifier ได้
- AC Amp =สัญญาณจะถูกส่งผ่านแบบผ่านตัวเก็บประจุ (Capacitor Coupling) ทำให้สัญญาณ DC ถูกกั้นไว้ แต่สัญญาณ AC สามารถผ่านไปได้เพื่อส่งให้ภาค Amplifier ต่อไป

4.4.3.6 การปรับแต่งเกณฑ์

ไอซีเบอร์ AD 624 ได้ถูกออกแบบให้สามารถเลือกเกณฑ์การขยายได้ โดยเลือกจาก Sw_3 (Detect Gain) ซึ่งออกแบบไว้ 3 ค่า คือ เกณฑ์ขนาด 100, 200, 500 เพื่อช่วยยกระดับสัญญาณที่ต่ำมาก ๆ ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น AD 624 ได้ออกแบบให้ C_{16}, C_{17} บายพาสสัญญาณรบกวนต่าง ๆทิ้งลงกราวด์และ ภาค เอาท์พุทของ AD 624 ได้ออกแบบให้ C_2 ทำหน้าที่ Bypass สัญญาณรบกวนหรือสัญญาณความถี่สูงลงกราวด์

สัญญาณที่ Detect ได้จาก HTSC จะถูกเดินสายด้วยสาย Shielded เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนต่าง ๆ จากภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.4 การทำงานของ U_2

หน้าที่ ขยายสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเอาท์พุทของ AD 624 และทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass filter)

ความถี่ต่ำที่สามารถผ่านไปได้ คำนวณได้จาก

$$F_{CL} = 1 / 2\pi R_3 C_3 = B_w$$

ซึ่งในวงจรได้ออกแบบไว้ F_{CL} = 2 KH_z ณ Voltage gain (A_v) = 2.2 ถ้าสัญญาณความถี่สูงกว่า 2.2 KH_z จะถูก short ทำให้ A_v = 1 ซึ่งแสดงว่า ณ $f > f_{cl}$ U_2 จะทำหน้าที่เป็น Buffer นั้นเอง

ลักษณะการต่อวงจร U_2 จะต่อแบบ Inverting Amp ที่มีเกณฑ์การขยาย = R_3/R_1 v_0 = สามารถปรับ offset voltage ได้ด้วย VR_3

4.4.5 การทำงานของ U_3 (# op-07)

ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับจาก U_2 (ขา6) ลักษณะขยายเป็นระบบแบบ Non-inverting Amp โดยสัญญาณหา U_2 จะป้อนเข้าขา3 ซึ่งเป็นขา Noninverting ทำให้สัญญาณ เอาท์พุทมีเฟสเดียวกับอินพุท

กรณีที่การขยายของ U_3 คำนวณจาก $A_v = [V_{R9}+R_6]/R_6$

จากวงจรได้ออกแบบให้สามารถควบคุมเกณฑ์ได้ โดยการปรับ V_{R9} เพื่อช่วยป้องกันแรงดันถึงจุดอิ่มตัว (Saturation) และสามารถควบคุมเกณฑ์ได้จากการปรับสวิทช์ Range $S_{2/1}$ ซึ่งจะต่ออยู่กับ ขา Inverting ของ U_3 (ขา 2)

- ถ้า $S_{2/1}$ อยู่ตำแหน่ง1,2 จะทำให้ U_3 ทำหน้าที่เป็น Noninverting Amp ที่มีเกณฑ์การขยาย $Av_3 = [V_{R9}+R_6]/R_6$
- ถ้า $S_{2/1}$ อยู่ตำแหน่ง 3 จะทำให้ U_3 ทำหน้าที่เป็น Buffer ที่มีเกณฑ์การขยาย เท่ากับหนึ่ง (Unity Gain)

R4 ทำหน้าที่จำกัดปริมาณกระแสไบอัสอินพุท , R_{15} ทำหน้าที่เป็นโหลดของ U3 V_{R4} ทำหน้าที่ปรับแรงดัน offset ของ U3

4.4.6 การทำงานของ U_4 (# op07)

ทำหน้าขยายที่เช่นเดียวกับ U_3 โดยรับสัญญาณจาก ขา6 ของ U_3 ลักษณะการขยายเป็นแบบ Noninverting Amp ที่สามารถควบคุมเกณฑ์ เช่นเดียวกับ U_3 โดยการปรับ V_{R10} และปรับสวิทช์ Range $S_{2/2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ถ้า $S_{2/2}$ อยู่ตำแหน่ง 1 จะทำให้ U_4 ทำหน้าที่เป็น Noninverting Amp ที่มีเกณฑ์การขยาย $Av_4 = [V_{R10}+R_9]/R_9$

- ถ้า $S_{2/2}$ อยู่ตำแหน่ง 2,3 จะทำให้ U_3 ทำหน้าที่เป็น buffer ที่มีเกณฑ์การขยายเท่ากับ หนึ่ง (Unity Gain) ทำให้สัญญาณเอาท์พุทมีขนาดเท่ากับอินพุทและเฟสเดียวกับกับอินพุท

R_{11} ทำหน้าที่เป็น Load ของ U_4

R8 ทำหน้าที่จำกัดกระแสไบอัสอินพุทของ U_4

V_{R5} ปรับแรงดัน offset ทาง U_4 โดยขณะที่ไม่มีสัญญาณมายังอินพุท (ขา 3 ต่อลง ref.) แรงดันเอาท์พุท (ขา6) ต้องเป็น 0 Volt ซึ่งสามารถปรับได้ด้วย V_{R5}

4.4.7 การทำงานของ U_5

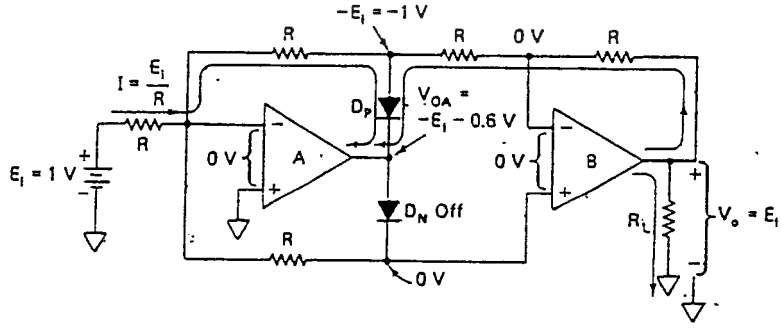
ทำหน้าที่เป็นวงจรเลือกขั้วของสัญญาณ เพื่อป้อนให้กับ A/D ลักษณะการต่อวงจรเป็นของ Inverting Amp โดยอินพุทรับจากขา 6 ของ U_4 เกณฑ์การขยายคำนวณจาก $Av_5 = [R_{13}/R_{12}] = 1$

D1, D2 ทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half wave rectifilter) โดยวงจร output ออกแบบให้เอาท์พุทมีแรงดันด้านบวกแบบครึ่งคลื่น (ถ้าต้องการเอาท์พุทเป็นซีกลบ โดยการกลับขั้ว D_1, D_2 ให้ตรงข้ามกับที่ต่อในวงจรหรืออาจเพิ่มสวิทช์เลือก POLARITY)

V_{R6} = ทำหน้าที่ปรับแรงดัน offset ของ U_5

สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จาก U_5 เป็นแบบครึ่งคลื่น เพื่อส่งต่อให้กับภาคFILTER (C_{21})แล้วส่งให้A/D ทำหน้าที่เปลี่ยนระดับแรงดันเป็นแบบ Digital

หมายเหตุ U_5 สามารถเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier) ได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 FULL WAVE RECTIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.8การทำงานของU_6

ทำหน้าที่เป็นวงจรรักษาแรงดันอ้างอิงคงที่ (Reference Voltage Regulator)หรือแรงดัน AC-GROUND จ่ายระดับแรงดันอ้างอิงแก่ U_1, U_2, U_3 , U_4 ,U_5 , A/D ระดับแรงดันอ้างอิงสามารถปรับได้ด้วยV_{R7},V_{R11} ที่ต่อแบบ Voltage Divider เพื่อสร้างระดับแรงดันอ้างอิงแก่ขา3 ของ U_6 ซึ่งต่อแบบ Voltage follower (Buffer) ทำให้เอาท์พุทมีระดับเท่ากับแรงดัน อินพุท (ขา3)

C_{11} = ทำหน้าที่กรองแรงดัน ณ ขา 3 ของ U_6 ให้มีความราบเรียบมากขึ้นซึ่ง..ส่งผลให้ output มีระดับแรงดันที่คงที่ด้วย

C_{12} = ทำหน้าที่กรองแรงดันระหว่าง AC-GND กับ DC-GND

R_{17} = ทำหน้าที่เป็นโหลดของU_6

หมายเหตุ ระดับแรงดันอ้างอิงคงที่ ถ้าไม่ต้องการปรับเปลี่ยน ให้ใช้ Zener Diode แทน V_{R7} โดยขนาดแรงดันของ Zener Diode ตามที่ต้องการได้

4.4.9 A/D (ICL 7106)

ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอนาล็อคเป็นแรงดันดิจิตอลโดยรับสัญญาณที่ถูกแรงกระแสแบบครึ่งคลื่นจาก U_5 ผ่าน R_{31} เพื่อจำกัดปริมาณกระแสให้เหลือน้อย ๆ เพราะว่า A/D ต้องการ กระแสไบอัสอินพุทปริมาณเล็กน้อย จากนั้นส่งให้ขา IN HIGH

สัญญาณครึ่งคลื่นที่แปรเปลี่ยนตามปริมาณสนามแม่เหล็กที่ป้อนให้ตัวนำยิ่งยวดจะถูกเปลี่ยนให้เป็นระดับสัญญาณ digital เพื่อส่งให้กับ Display ที่เป็น LCDแบบ $3\,^1/_2$ หลักจะแสดงเป็นตัวเลข, R_{32},C_{22},ทำหน้าที่สร้าง OSC แก่ A/D, V_{14} ทำหน้าที่ปรับ Calibrateให้แก่ A/D เพื่อให้ค่าตัวเลขที่ LCD มีค่าใกล้เคียงกับความเป็นจริงให้มากที่สุด

คุณลักษณะ ICL7106 (Features)

- Display แสดงเป็น o volts เมื่อไม่มีอินพุท (i/p = o volts)
- การแสดงขั้วของสัญญาณได้ถูกต้อง เพราะใน IC มีวงจร Null Detection ที่เที่ยงตรง
- ภาค i/p กินกระแสน้อยมาก ≈ 10 PA
- สามารถขับภาค Display ได้โดยตรง โดยไม่ต้องต่ออุปกรณ์ภายนอกใด ๆ
- ออกแบบให้ป้องกันจากสัญญาณรบกวน (Low-noise) < 15 μV_{p-p}
- Chip ได้ออกแบบให้มีภาคที่สามารถต่อกับ clock และ Reference ได้ภายใน ทำให้สะดวกในการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- อุปกรณ์ได้ออกแบบให้กินกระแสต่ำ ทำให้สูญเสียพลังงานน้อย < 10 mW
- ไม่ต้องการวงจร Active ใด ๆ มาต่อเพิ่มสำหรับไอซีนี้
- สามารถออกแบบเป็นชุด Kit ได้ง่าย เหมาะในการทดลองต่าง ๆ

รายละเอียดทั่วไป

ICL7106,ICL 7107 เป็น A/D Converter $3^1/_2$หลัก ภายในออกแบบเป็น CMOS สำหรับส่วน active device ที่สำคัญ รวมทั้งชุดถอดรหัส 7-segment , ชุด Display, ชุด refernce และชุด clock

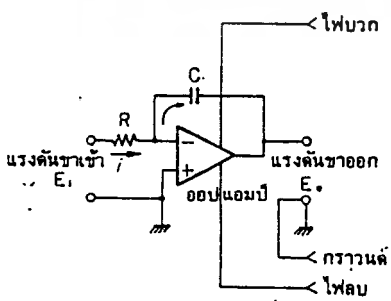
สำหรับ ICL7106 ออกแบบสำหรับติดต่อกับ LCD และส่วนขับ Blackplane (สัญญาณกลับขั้วที่ป้อนให้LCDเพื่อช่วยให้LCDมีอายุการใช้งานนานขึ้น), ICL 7107 ได้ออกแบบสำหรับขับ LED (กระแส o/p จะสูงกว่า ICL 7106)

วงจรภายใน chip ได้ออกแบบให้มีความถูกต้องสูง (High Accuracy) โดยที่ Auto-Zero < 10 μV , ความคลาดเคลื่อน < 1 μV /°c ,กระแส i/p = 10 PA max , ความผิดพลาดการแสดงผลน้อยกว่า 1 ทศนิยม

<u>ทฤษฎีพื้นฐาน A/D Converter</u> ที่ใช้ใน ICL 7106 ,ICL 7107 คือ ใช้หลักการ A/D แบบสโลปคู่ (Dual Slope)

วงจร A/D แบบสโลปคู่

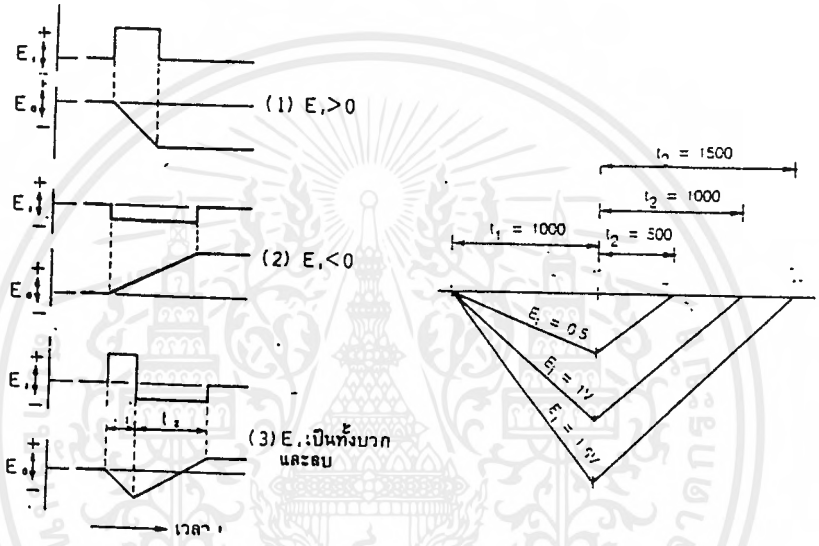
ให้ดูวงจรในรูปที่ 4.7<ก> ซึ่งเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ (integrator circuit) แบบพื้นฐานอุปกรณ์ที่มีสัญญลักษณ์เป็นสามเหลี่ยมนั้นเป็นออปแอมป์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณแตกต่าง R และ C ในวงจรเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ทำให้เกิดการชาร์จประจุเข้าไปใน C ทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันขาออกซึ่งเท่ากับเป็นการอินทิเกรตสัญญาณอินพุต



รูปที่ 4.7<ก> วงจรอินทิเกรเตอร์

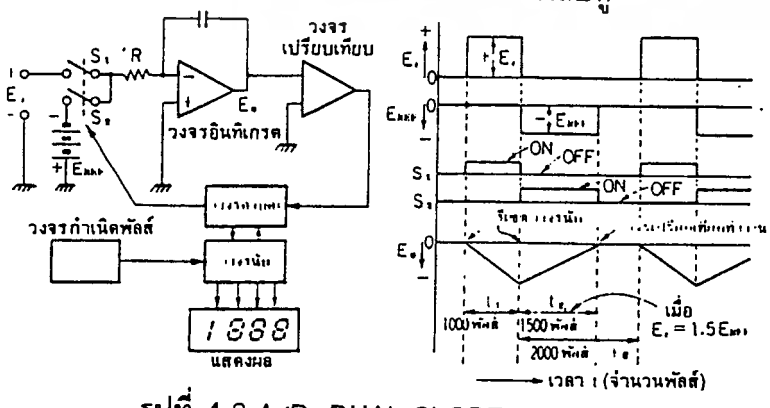
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่ามีแรงดัน E_i ป้อนเข้าทางอินพุต จะเกิดกระแส i ซึ่งมีค่า E_i/R ไหลผ่าน R เข้าไปในวงจร กระแสนี้จะไม่ไหลเข้าออปแอมป์ เพราะออปแอมป์มีความด้านทานขาเข้าสูง แต่จะไหลผ่านไปชาร์จตัวเก็บประจุ C ทั้งหมด เป็นผลให้แรงดันคร่อม C สูงขึ้นเรื่อย ๆ ขั้วลบของออปแอมป์จะมีศักย์ไฟฟ้า เป็น 0 โวลท์ เท่ากับขั้วบวกซึ่งต่อลงกราวด์ ดังนั้นแรงดันคร่อม C จึงเป็นแรงดันลบเมื่อเทียบกับกราวนด์ แรงดันขาออก E_0 ซึ่งเท่ากับแรงดันคร่อม C จึงเป็นลบ แรงดันนี้ก็จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ เป็นเส้นตรง แรงดันขาออกของวงจรจึงเหมือนกับเป็นการอินทิเกรตแรงดันขาเข้า เพราะเมื่อเราอินทิเกรตค่าคงที่จะได้เส้นตรงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา



รูปที่ 4.7<ข> รูปคลื่นขาออก

รูปที่ 4.7<ข> แสดงรูปคลื่นขาออกของวงจรอินทิเกรตเมื่อป้อนแรงดันอินพุตค่าต่าง ๆ เช่น กรณีอินพุตเป็นบวก กรณีอินพุตเป็นลบ และกรณีที่อินพุตเป็นทั้งบวกและลบ โดยเป็นบวก นาน t_1 วินาที และเป็นลบนาน t_2 วินาที จะเห็นว่า ถ้าอินพุตเป็นบวกเอาต์พุตจะเป็นเส้นตรงที่มีสโลปเป็นลบ และถ้าอินพุตเป็นลบจะได้สโลปเป็นบวก การให้วงจรอินทิเกรตทำการอินทิเกรตขึ้นและลงแบบนี้จะได้เส้นตรงสโลปคู่



รูปที่ 4.8 A/D DUAL SLOPE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คราวนี้ลองมาดูรูปที่ 4.8 เป็นรูปแสดงหลักการทำงานของวงจร A/D แบบสโลปคู่ อินพุตของวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นแรงดันไฟที่จะวัด E_i และมีอีกอินพุตหนึ่งเป็นแรงดันไฟมาตรฐาน E_{ref} อินพุตทั้งสองนี้จะมีขั้วสลับกันเสมอและจะผลัดกันต่อเข้ากับวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำให้มีการอินทิเกรตขึ้นและลงเป็นจังหวะอยู่ตลอดเวลา เอาต์พุต E_0 ของวงจรอินทิเกรเตอร์จะเข้ากับวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะทำหน้าที่ตรวจจับว่าแรงดัน E_0 เมื่อใดเป็น 0 โวลต์วงจรควบคุมในวงจร A/D นี้เป็นวงจรดิจิตอล ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทั้งหมดที่สำคัญ จะควบคุมสวิตช์ S_1และS_2 เพื่อต่ออินพุตให้กับวงจรอินทิเกรเตอร์

การทำงานของวงจรเริ่มจาก เมื่อแรงดัน E_0 = 0 โวลต์ วงจรควบคุมจะปิดสวิตช์เพื่อแรงดันที่จะวัด E_i ต่อเข้ากับวงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรควบคุมจะปล่อยให้วงจรอินทิเกรเตอร์ทำการอินทิเกรตสัญญาณ E_i เป็นระยะเวลา t_1 วินาที การจับเวลา t_1 นี้ทำได้ไม่ยากนัก โดยทั่วไปมักจะใช้วงจรนับ นับพัลส์ที่มีความถี่คงที่จนได้ค่าที่กำหนดไว้ เช่น นับพัลส์ความถี่ที่ 10 กิโลเฮิรดซ์ให้ได้ 1000 ลูก ก็จะใช้เวลา 0.1 วินาที เป็นต้น

เมื่อครบเวลา t_1 วงจรควบคุมจะเปิดสวิตช์ S_1 ในขณะนั้นแรงดันเอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์ E_0 จะมีค่าแปรปันกับแรงดัน E_1 เช่น ถ้า E_0 = 1 โวลต์ ให้ E_0 = -1.5 โวลต์ ถ้า E_i = 2 โวลต์ ก็จะได้ E_0 = -3.0 โวลต์ เป็นต้น จากนั้นวงจรควบคุมจะปิดสวิตช์ S_2 เพื่อต่อแรงดันไฟฟ้ามาตรฐาน E_{REF} เข้ากับวงจรอินทิเกรเตอร์ และรีเซตยวงจรนับ แรงดัน E_{REF} จะมีขั้วตรงข้ามกับ E_i สมมติให้ E_{REF} เป็นแรงดันลบ คราวนี้วงจรอินทิเกรเตอร์จะอินทิเกรตสัญญาณทำให้เกิดเส้นตรงที่มีสโลปตรงข้าม แรงดัน E_0 = 0 โวลต์ ในช่วงเวลานี้สมมติว่าใช้เวลา t_2 ขณะเดียวกันวงจรนับจะนับพัลส์ไปเรื่อย ๆ เมื่อ E_0 = 0 โวลต์ วงจรเปรียบเทียบจะตรวจจับเหตุการณ์นี้แล้วส่งสัญญาณไปยังวงจรควบคุม วงจรควบคุมจะเปิดสวิตช์ S_2 และให้วงจรนับหยุดนับพัลส์ ค่าที่นับได้ในวงจรนับขณะนั้นจะเท่ากับค่าแรงดันที่ต้องการวัดพอดี

ที่เป็นเช่นนี้เพราะแรงดัน E_{REF} มีค่าคงที่ ช่วงเวลา t_2 ในการอินทิเกรตสัญญาณจนแรงดันเป็นศูนย์ จะแปรผันกับแรงดันขาเข้า E_i ถ้า E_i มีค่ามาก ค่า E_0 หลังจากการอินทิเกรตครั้งแรกจะมาก จึงใช้เวลา t_2 ในการอินทิเกรตครั้งที่สองมากตามไปด้วย สมมติให้ E_i = 1 โวลต์ และ E_{REF} = -1 โวลต์ ได้ $t_1 = t_2$ เท่ากับการนับพัลส์ 1000 ลูก ถ้าให้ E_i = 1.5 โวลต์ จะได้ t_2 = 1.5 t_1 หรือเท่ากับการนับพัลส์ 1500 ลูก จะสังเกตเห็นว่าค่านับพัลส์นี้ตรงกับค่าแรงดัน E_1 ซึ่งเป็นแรงดันที่ต้องการวัด เช่น E_i = 1.000 โวลต์ ได้ค่านับ 1000 และ E_i = 1.500 โวลต์ ได้ค่านับ 1500 เป็นต้น

ค่านับของวงจรนี้สามารถส่งออกไปที่แลตช์และถอดรหัสเพื่อแสดงผลด้วย LED 7 ขีดอีกทีหนึ่ง ทำให้เราสามารถอ่านค่าแรงดันเป็นตัวเลขได้โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ที่มีขายตามท้องตลาดทั่วไป มักแสดงผลสูงสุดเป็น 1999 แสดงว่า t_2 จะเท่ากับการนับพัลส์ไม่เกิน 2000 ลูก ถ้าในวงจรเราใช้พัลส์ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ ในการวัดหนึ่งครั้งจะต้องมีการอินทิเกรต 2 ครั้ง กินเวลา $t_1 + t_2$ หรือเท่ากับการนับพัลส์จำนวนสูงสุดไม่เกิน 1000 + 2000 ลูก ซึ่งจะกินเวลา 0.3 วินาที นับว่าเป็นเวลาที่ยาวนานพอสมควร ในหนึ่งวินาทีจะวัดได้ไม่เกิน 3 ครั้งเท่านั้น ถ้าเป็นดิจิตอลมัลติมิเตอร์ที่แสดงผลสูงสุดเป็น 19999 ก็ยิ่งมีการนับพัลส์เป็นจำนวนมากขึ้นถึง 10 เท่า ถ้าใช้พัลส์ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์เท่าเดิม จะต้องใช้เวลาถึง 3 วินาทีในการวัดหนึ่งครั้งซึ่งยาวนานเกินไป ดังนั้นคงต้องเพิ่มความถี่ของพัลส์ให้สูงขึ้น เช่น เป็น 100 กิโลเฮิรตซ์ เป็นต้น

ไอซีที่เป็นวงจร A/D แบบสโลปคู่นี้มีด้วยกันหลายเบอร์ และผลิตกันหลายบริษัท เช่น เบอร์ ICL 7106 ของบริษัทอินเตอร์ซิล (Intersil) เบอร์ MC 14433 ของบริษัทโมโตโรลา เป็นต้น บางเบอร์ก็ใช้ไอซีเพียงตัวเดียว บางเบอร์ก็ต้องใช้ไอซี 2-3 ตัวต่อเป็นชุด ปกติมักใช้อุปกรณ์ภายนอก เช่น R C ต่อเพิ่มอีกเพียงเล็กน้อยก็สามารถใช้งานได้ดี

<u>คุณลักษณะสำคัญของ Dual Slope</u>

1. ความแม่นยำของมันไม่ขึ้นกับเสถียรภาพของสัญญาณ clock และตัวเก็บประจุ แต่จะขึ้นกับ ความเที่ยงตรงของแรงดันอ้างอิง และความเป็นเชิงเส้นของ Integrator

2. การกำจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวเองของวงจรสามารถทำได้ ถ้าเซ็ทให้ t_1 มีขนาดเท่ากับเวลาของสัญญาณรบกวน เช่น ในการกำจัดสัญญาณ 50 H_z ต้องให้ t_1 มีค่า = 20 n Sec

3.ออกแบบง่าย วงจรไม่ซับซ้อน ใช้วัดค่าAverageของสัญญาณได้ดี

<u>ข้อเสีย</u>

- ความเร็วในการ Convertion ค่อนข้างต่ำ จึงนิยมใช้กับเครื่องมือที่ไม่ต้องการความเร็ว

-ไม่เหมาะในการวัดสัญญาณรูปคลื่น ณ จุดเวลาใดเวลาหนึ่งเพราะใช้เวลาในการแปลงสัญญาณนาน

<u>วงจรภายใน ICL 7106, 7107</u> ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ Analog และ Digital

1. <u>ส่วน Analog</u> แบ่งเป็น 3 ส่วน คือ

   1.1 Auto - Zero (A/Z)

   1.2 Signal integrate (INT)

   1.3 Deintegrete (DE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

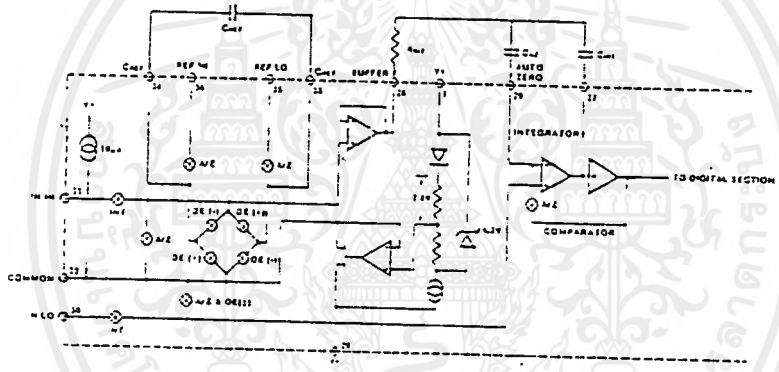
1.1 **Auto - Zero (A/Z)**

ในขณะที่ไอซี ทำงาน Auto - Zero นี้ทำให้ไอซีมีการทำงาน 3 ขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่1 - ในส่วนอินพุท high และ low จะถูกตัดออกจากวงจรและภายในจะถูก shorted เพื่อทำงานใน mode Analog

ขั้นตอนที่2 - C_{ref} จะถูกประจุให้มีแรงดันเท่ากับแรงดันอ้างอิงที่ต้องการ

ขั้นตอนที่3 - ส่วน feedback loop จะถูกปิด แล้วทำการประจุ Auto - Zero Capacities (C_{AZ}) เพื่อให้เป็นแรงดันชดเชยสำหรับแรงดัน offset voltage ในภาค Buffer Amp, integrator ค่า A - Z Accuracy ถูกจำกัดด้วยปริมาณสัญญาณรบกวน (Noise) ของระบบโดยทั่วไปแรงดันอินพุท offset < 10 μV



รูปที่ 4.9 ANALOG SECTION

1.2 **Signal integrate phase**

ขณะทำงาน ในส่วนนี้ ..... ภาค A/Z จะถูกเปิด (ปกติภายในที่ถูก short ก็จะถูกเปิดออก) และหาขา low and high จะถูกต่อรับสัญญาณจากภายนอกเพื่อทำการ Integration แรงดัน Differential ระหว่างขา high and low ซึ่งจะทำงานในช่วงเวลาหนึ่งที่ตั้งไว้เท่านั้น ซึ่งขนาดแรงดัน difference จะมีขนาดอยู่ในย่าน common mode range โดยปกติตั้งไว้ < 1 volt

ค่าสัญญาณอินพุทจะไม่เปลี่ยนกลับ แต่จะคงค่าตามแรงดัน supply ของ converter และค่าอินพุท low จะถูกตรึงค่าไว้ตาม mode Analog common เพื่อที่จะสร้างระดับแรงดัน common mode ที่ถูกต้อง

ช่วงสุดท้ายของเฟสนี้ ขั้วของสัญญาณจะถูกบันทึกไว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 Deintegrate Phase

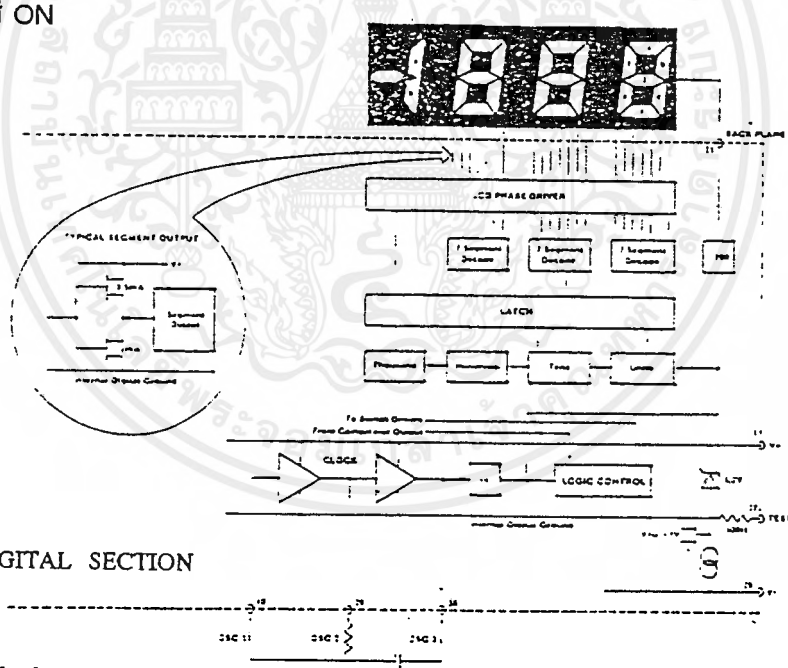
เฟสสุดท้ายนี้สัญญาณจะถูก Deintegrate โดยที่อินพุท low ภายในจะถูกต่อเป็นลักษณะ common mode และ เอาท์พุท high จะถูกต่อในลักษณะคร่อม C_{ref} ทำให้วงจรภายในชิพเสมือนถูกต่อด้วย C ที่ถูกขั้วเป็นสาเหตุให้ภาค Integrator ให้ เอาท์พุท เป็น 0

ซึ่งเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนเป็น 0 นี้จะแปรผันตามสัญญาณอินพุทซึ่งขณะนี้ Display ควรจะมีค่าได้เท่ากับ 1000[V_{IN}/V_{REF}]

2. ส่วน Digital

ใน ICL 7106 Digital ground ภายในถูกสร้างจาก zener 6V และ p - channel Fet ที่ต่อลักษณะ source follower (common drain) ค่าแรงดัน DC-GND นี้ถูกสร้างเพื่อรองรับกระแสสูงของ capacitor ขณะที่ backplane voltage ถูกสวิทช์

สำหรับความถี่ของ backplan (BP) frequency มีค่าเท่ากับ F_{clk} / 800 ซึ่งประมาณ 60 H_z square wave ที่มีขนาด 5 โวลต์ และ segments ก็จะถูกขับด้วยขนาดความถี่, Amplitude in phase ด้วยค่า BP นี้เมื่อสวิทช์ OFF แต่จะมีขนาด out of phase เมื่อสวิทช์ ON



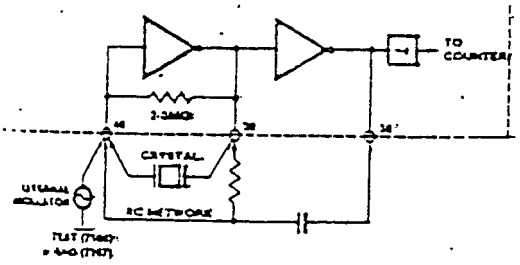
รูปที่ 4.10 DIGITAL SECTION

System timing

ICL7106, ICL7107 สามารถออกแบบวงจร clock พื้นฐานได้ 3 แบบคือ

1. ใช้ oscillator จากภายนอก
2. ใช้ CRYTAL
3. ใช้ R -C oscillator ซึ่งเป็นวิธีที่ถูกใช้ในโครงงานนี้สำหรับวงจรการต่อเข้ากับ DC แสดงดังรูปที่ 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

ค่าความถี่ osc จะถูกหาร 4 ก่อนจะส่งให้ภาค counter และจ่ายให้ภาคการทำงานทั้ง 3 คือ

- ภาค signal integrate ใช้ 1000 count
- ภาค reference de-integrate ใช้ 0 - 2000 count
- ภาค auto - zero ใช้ 1000 - 3000 count

เมื่อเสร็จสิ้นขบวนการอ่านทั้ง 3 ภาคจะใช้ความถี่ osc ≈ 48 kH_z

การกำหนดย่านวัดสูงสุด

ค่าแรงไฟอินพุทที่จะวัดได้สูงสุดนั้น จะมีค่าเท่ากับ2เท่าของแรงไฟ Vrefนั่นคือ หากเราต้องการวัดสัญญาณ อินพุทที่มีความแรงเต็มย่านวัด 200 มิลลิโวลท์ แล้วละก็เราจะต้องปรับให้ Vref มีค่าเท่ากับ 100 มิลลิโวลท์ หรือหากต้องการย่านวัดสูงสุด 2 โวลท์ เราจะต้องปรับให้ Vref เท่ากับ 1 โวลท์

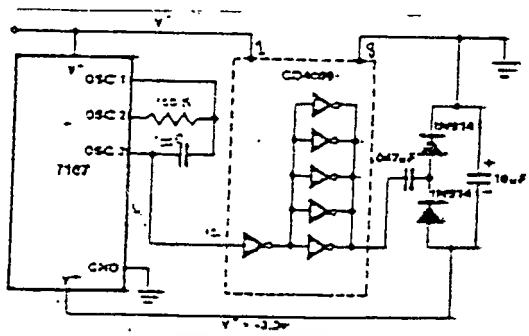
วงจรกำเนิดสัญญาณคลอด

หัวใจในการทำงานของวงจรดิจิทัลก็คือสัญญาณคลอด สำหรับวงจรนี้ความถี่ที่เหมาะสม สำหรับการใช้งานคือ 48 KHz

ซึ่งวงจรกำเนิดสัญญาณคลอดอาจทำได้หลายรูปแบบ เช่น นำสัญญาณจากวงจรกำเนิด ความถี่จากภายนอกมาต่อเข้าที่ขา 40 โดยตรง หรืออาจใช้ครีสทรัล ค่าความถี่ที่ต้องการต่อคร่อมระหว่าง ขา 39 - 40 ก็ได้ ส่วนวิธีที่ง่ายที่สุดคือ ต่อเป็นวงจร R-C ออสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 4.11 และสามารถคำนวณค่า R-C ได้จาก

$$F = 0.45 / RC$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 วงจรสร้างไฟลบ

ในการคำนวณเราอาจเปลี่ยนแปลงค่าคาพาซิเตอร์ให้ได้ความถี่ที่ต้องการได้ โดยกำหนดค่ารีซิสเตอร์ 100 KΩ เท่านั้น และที่ความถี่ 48 Khz จะได้ค่า C เท่ากับ 100 PF

เรฟเฟอเรนซ์คาพาซิเตอร์ (Cref) ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 33 - 34 นั้น เราใช้ค่า 0.1 uF เป็นอย่างน้อย

อินทีเกรทิงรีซิสเตอร์ (R int.) ซึ่งต่อที่ขา 28 นั้น จะต้องใช้ค่าที่เหมาะสม ขึ้นอยู่กับย่านวัดสูงสุดที่ต้องการ เช่นที่ย่านวัด 2 โวลท์ เราให้ค่า R = 470 K และในวงจรของเรา ที่กำหนดย่านวัดสูงสุด 200 มิลลิโวลท์ จะได้ค่า R เท่ากับ 47 KΩ

อินทีเกรติงคาพาซิเตอร์ (C int)

ในกรณีที่เราใช้ความถี่คล็อด 48 KHz. นั้นควรใช้ค่า 0.22 uF ออโตซีโร่คาพาซิเตอร์ Autozero เป็นคาซิเตอร์ที่ทำหน้าที่ให้วงจรแสดงผลเป็นศูนย์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุท การกำหนดค่า C ขึ้นอยู่กับย่านวัด เช่น ย่านวัด 2 โวลท์ เราใช้ค่า 0.047 uF และที่ย่านวัด 200 มิลลิโวลท์ เราใช้ค่า 0.47 uF

เพาเวอร์ซัพพลาย

โดยปกติแรงไฟที่เลี้ยงวงจรประกอบด้วยไฟบวก9V, ไฟลบ9Vและกราวน์ โดยใช้แบตเตอรี่ แต่หากต้องการความสะดวกในการใช้งาน ก็อาจเปลี่ยนมาใช้แบตเตอรี่จ่ายไฟบวกให้กับวงจรเพียงด้านเดียว แล้วสร้างวงจรแปลงไฟลบขึ้นใหม่ได้ดังรูปที่ 4.12

การทำงานของวงจรสร้างไฟลบอย่างง่ายๆก็คือ การนำเอาสัญญาณคลอค์จากขา 38 ของไอซีมาผ่านวงจรอินเวิทเทอร์ และวงจรเร็คติไฟร์แบบฮาล์เวฟโวลเดจดับเบลอร์ ได้เป็นไฟลบ ไปเลี้ยงไอซีที่ขา 26

$C_{X1}, C_{X2}, C_{Y1}, C_{Y2}$ ทำหน้าที่กรองแรงดันจากแบตเตอรี่ให้เรียบมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.13 เป็นวงจรดิจิมัลดิมิเตอร์ ที่ออกแบบสำหรับการใช้งานจริง โดยกำหนดย่านวัดสูงสุดเท่ากับ 200 มิลลิโวลท์

การสร้าง

ให้ประกอบอุปกรณ์ตามวงจรในรูปที่ Fig 4.4 ให้ถูกต้องเรียบร้อย ป้อนไฟให้กับวงจรตรวจสอบดูจะต้องได้ไฟลบ 5 โวลท์ ที่ขา 26 ของไอซี ซึ่งแสดงว่าวงจรแแสซิลเลเตอร์ทำงานถูกต้องปรับ V_{R14} ให้แรงไฟที่ขา 36 เท่ากับ 100 มิลลิโวลท์ ทดลองต่อขา 37 เข้ากับไฟบวกตัวเลจจะแสดงผลเป็น1888 แสดงว่าวงจรไอซีทำงานถูกต้อง ทดลองซอร์ทอินพุท ตัวเลขจะแสดงผลเป็น 000 หากไม่เป็นเช่นนี้แสดงว่าวงจรออโตซีโรทำงานไม่ถูกต้อง อาจต้องเพิ่มค่าคาพาซิเทอร์ให้สูงขึ้น

4.4.10 การทำงานของ LCD

ทำหน้าที่แปลงระดับสัญญาณดิจิตอลเป็นตัวเลขแบบ 7-Segment มี 3 หลักครึ่ง

- Dot มี 3 dot ถูกเลือกโดยสวิทช์ S_2 , ซึ่งทำหน้าที่ปรับ Range ของการวัดให้สัมพันธ์กับปริมาณสนามแม่เหล็กจากภายนอก Dot จะสว่างเมื่อถูกเลือกโดย $S_{2/3}$ จ่ายไฟเลี้ยง Logic High ป้อนให้แก่ Ic_8 เพื่อป้อน Logic High ของ LCD แสดงเป็นจุดทศนิยม

-ขั่ว(-),(+) 1] จะแสดงผลค่าเป็นบวกเพื่ออาศัยจาก U_5 เป็นไฟบวก(ครึ่งบวก)มากกว่าแรงดัน Deff

2] แสดงผลเป็นลบเมื่อระดับไฟจาก U_5 เป็นสัญญาณซีกลบ(ครึ่งลบ)น้อยกว่าระดับ Vref

ICL 7106 for Delve LCD*

ICL 7107 for Delve LED

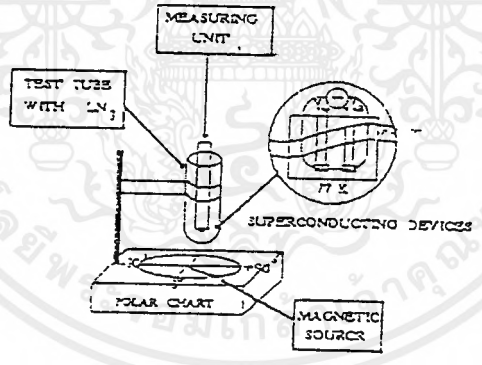
*3 หลัก ครึ่ง digital single chip, A/D converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่5

ผลการทดลอง

ในการศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจากหัววัดสนามแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดกับทิศทางที่ผ่านมา แสดงให้เห็นว่าหัววัดสนามแม่เหล็กดังกล่าวมีคุณสมบัติไม่ขึ้นกับทิศทาง (isotropic property) ทำให้สามารถนำไปวัดสัญญาณสนามแม่เหล็ก โดยปราศจากความเพี้ยนและมีความสม่ำเสมอของสัญญาณเอาท์พุทไม่ว่าจะมีสนามแม่เหล็กมากระทำในทิศทางใด ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่แตกต่างจากหัววัดสนามแม่เหล็กชนิดกึ่งตัวนำที่ใช้ปรากฏการณ์ฮอลล์ ซึ่งจะมีคุณสมบัติที่ขึ้นกับทิศทางกล่าวคือ ขนาดของสนามแม่เหล็กที่วัดได้จะสัมพันธ์กับทิศทางซึ่งจะมีข้อจำกัดคืออาจก่อให้เกิดความเพี้ยนและขนาดของเอาท์พุทที่ลดลงขึ้นได้ หากว่ามีมุมระหว่างระนาบของหัววัดกับสนามแม่เหล็กหรือมุมอะซิมุธที่ไม่ตั้งฉาก อย่างไรก็ตามหัววัดสนามแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดมีความเป็นไปได้ในการวัดทิศทางของสนามแม่เหล็ก โดยใช้โครงสร้างของหัววัดแบบคู่ ด้วยเหตุนี้ทางห้องปฏิบัติการตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดจึงได้คิดค้นอุปกรณ์ตรวจหาทิศทางของแหล่งจ่ายสนามแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดขึ้นมาเพื่อที่จะเป็นแนวทางการพัฒนาการประยุกต์ใช้งานของหัววัดสนามแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดให้ได้กว้างขวางขึ้น



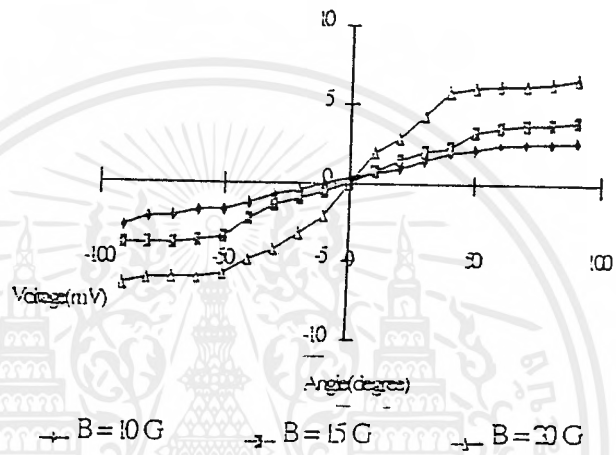
รูปที่ 5.1 ลักษณะการจัดวางหัววัด

การทดลอง

การทดลองเพื่อที่จะศึกษาคุณสมบัติในเชิงทิศทางของหัววัดสนามแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด สามารถแสดงได้ดังแผนภาพในรูปที่ 4.1.1 และรูปที่5.1 วงจรวัดสนามแม่เหล็กที่ใช้ในการทดลองในรูปที่4.1.1 ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดกระแสคงที่,หัววัดสนามแม่เหล็ก, สแกนเนอร์เข้า 2 ออก 1 แบบดิฟเฟอเรนเชียลและนาโนโวลต์มิเตอร์ ส่วนชุดเครื่องมือที่ใช้ทดลอง และโครงสร้างของหัววัดสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่5.1 ในการทดลองนี้ใช้กระแสไบอัส 50 mA อุณหภูมิ 77 K ขนาดของชิ้นสาร A และ B เป็น 3x6x1 mm^3 โดยมีระยะห่างของขั้วของแรงดันเป็น 3 mm. และระยะห่างระหว่างชิ้นสารเป็น 11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mm. โดยวัดความแตกต่างของแรงดันตกคร่อมหัววัดสนามแม่เหล็กชิ้น B เทียบกับชิ้น A กับมุมระหว่างเส้นแบ่งครึ่งของหัววัดทั้งสองกับแหล่งจ่ายสนามแม่เหล็กจาก -90° ถึง +90° ที่ขนาดสนามแม่เหล็ก 1.0, 1.5 และ 2.0 mT ตามลำดับ สำหรับแต่ละค่าสนามแม่เหล็กที่ θ = 0° พิจารณาให้เป็นแรงดันออฟเซทของหัววัดที่จะต้องปรับให้เป็นศูนย์ก่อนที่จะทำการวัดที่มุมต่าง ๆ จากนั้นนำค่าที่วัดได้มาเขียนกราฟโดยให้ความแตกต่างของแรงดันด้วยแกน Y และมุมของสนามแม่เหล็กแสดงด้วยแกน X โดยมีพารามิเตอร์คือ ขนาดสนามแม่เหล็ก 3 ค่าดังกล่าว



รูปที่ 5.2 แสดง VOLTAGE-ANGLE ของตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

ผลที่ได้จากการทดลองหาความสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างของแรงดันของหัววัดทั้งสองกับมุมของสนามแม่เหล็กที่สนามแม่เหล็กค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่5.2 และตารางแสดงค่าความไวของหัววัด (sensitity) ความละเอียด (resolution) และค่าความกว้างของมุมการวัด (beam width)ที่สัมพันธ์กับค่าสนามแม่เหล็กแสดงในตารางที่ 1

B(mT) (at $\theta=0^\circ$)	Sensitivity (mV/deg.)	Resolution (deg.) (at $\Delta V=0.01mV$)	Beam Width (deg.) (at $\Delta V/\Delta\theta=0$)
1.0	0.04	0.25	180
1.5	0.07	0.14	140
2.0	0.12	0.08	100

ตารางที่1 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองเพิ่มเติม

Isc = 80 mA					Isc = 100 mA				
B(mT)	ครั้งที่ 1 Vsc(mV)	ครั้งที่ 2 Vsc(mV)	ครั้งที่ 3 Vsc(mV)	ครั้งที่ 4 Vsc(mV)	B(mT)	ครั้งที่ 1 Vsc(mV)	ครั้งที่ 2 Vsc(mV)	ครั้งที่ 3 Vsc(mV)	ครั้งที่ 4 Vsc(mV)
10	0.4	0.42	0.41	0.43	10	0.7	0.71	0.72	0.71
20	0.8	0.80	0.81	0.83	20	1.0	1.10	1.10	1.10
40	0.9	0.91	0.90	0.91	40	1.3	1.30	1.31	1.30
60	0.9	0.91	0.91	0.91	60	1.4	1.41	1.40	1.41
80	0.9	0.90	0.91	0.91	80	1.45	1.45	1.46	1.45
100	0.9	0.91	0.91	0.92	100	1.45	1.45	1.46	1.46

Isc = 150 mA					Isc = 200 mA				
B(mT)	ครั้งที่ 1 Vsc(mV)	ครั้งที่ 2 Vsc(mV)	ครั้งที่ 3 Vsc(mV)	ครั้งที่ 4 Vsc(mV)	B(mT)	ครั้งที่ 1 Vsc(mV)	ครั้งที่ 2 Vsc(mV)	ครั้งที่ 3 Vsc(mV)	ครั้งที่ 4 Vsc(mV)
10	1.5	1.52	1.51	1.52	10	2.5	2.5	2.5	2.5
20	2.1	2.0	2.1	2.1	20	3.3	3.3	3.3	3.3
40	2.3	2.3	2.3	2.3	40	3.5	3.5	3.5	3.5
60	2.5	2.5	2.5	2.5	60	3.6	3.5	3.55	3.57
80	2.55	2.55	2.45	2.47	80	3.7	3.71	3.75	3.75
100	2.55	2.55	2.55	2.56	100	3.7	3.7	3.7	3.7

จากข้อมูลจากตารางพบว่า ช่วงลิเนียร์ของ Superconductor. ที่เหมาะสมที่ใช้งานคือ 0 - 10 mT

ตารางที่2 ผลการทดลอง B-V_{sc} เพื่อหาช่วงลิเนียร์ของSuperconductor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดลอง

ในการตรวจจับสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด แรงดันตกคร่อมชิ้นสารที่ได้รับการไบอัสแล้ว จะแปรโดยตรงกับสนามแม่เหล็กภายนอกจนกว่าขนาดสนามแม่เหล็กจะเกินกว่าขนาดสนามแม่เหล็กวิกฤตซึ่งจะทำให้หัววัดอิ่มตัว และแรงดันเอาท์พุทจะมีขนาดสม่ำเสมอไม่ขึ้นกับทิศทางของสนามแม่เหล็ก ด้วยเหตุนี้หากใช้หัววัดสองชิ้นในการวัดขนาดสนามแม่เหล็กเพื่อให้มีความแตกต่างของระยะทางจากแม่เหล็กไปยังหัววัดทั้งสองที่สัมพันธ์กับมุม ซึ่งก่อให้เกิดความแตกต่างของสนามแม่เหล็ก และแรงดันที่สัมพันธ์กับมุมของสนามแม่เหล็กด้วย โดยอาศัยหลักการดังกล่าว จึงได้ทำการศึกษาหัววัดสนามแม่เหล็กแบบตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดที่มีโครงสร้างของหัววัดคู่ เพื่อตรวจหาทิศทางของสนามแม่เหล็ก สามารถแสดงจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างของแรงดันของหัววัดทั้งสองกับมุมของสนามแม่เหล็ก ที่สนามแม่เหล็กค่าต่าง ๆ ดังรูปที่ 5.2 พบว่า แรงดันจากหัววัดมีการเปลี่ยนแปลงกับมุมของสนามแม่เหล็กที่ชัดเจน กล่าวคือหัววัดสามารถจำแนกมุมของแม่เหล็กด้วยเครื่องหมายและขนาดของแรงดัน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาจากกราฟดังกล่าวจะเห็นว่าขนาดสนามแม่เหล็กที่มุมศูนย์องศามีผลต่อลักษณะสมบัติของหัววัดสนามแม่เหล็ก ที่พิจารณาได้แก่ ความไวของหัววัด (sentivity) ความละเอียด (resolution) และความกว้างของมุมการวัด (beam width) ดังแสดงในตารางที่ 1

ความไวของหัววัด (Sensitivity ; S) เป็นปริมาณที่บอกถึงแรงดันที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากการตอบสนองของหัววัดเมื่อมุมเปลี่ยนแปลงไป 1 องศา

$$S = [\Delta V / \Delta \theta] \quad [mV/deg] \ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

ความละเอียด (Resolution ; R) เป็นปริมาณที่บอกถึงมุมที่เล็กที่สุดที่หัววัดสามารถแสดงผลได้หาได้จากความชันของกราฟที่ตัดผ่านมุมศูนย์องศามีหน่วยเป็นมิลลิโวลต์ต่อองศา

(mV / deg.) ความละเอียดหาได้จากส่วนกลับของความไวของหัววัดคูณกับค่าความละเอียดของเครื่องมือวัด ซึ่งมีหน่วยเป็นองศา (deg.)

$$[\text{RESOLUTION AT}=0.01mV] = [0.01mV/S] \quad [deg] \ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างของมุมการวัดเป็นปริมาณที่บอกถึงช่วงของมุมที่หัววัดสามารถตอบสนองได้ หาได้จากความแตกต่างของมุมของแม่เหล็กที่ทำให้หัววัดอิ่มตัวหรือที่แรงดันจากหัววัดไม่เปลี่ยนแปลงกับมุมมีหน่วยเป็นองศา (deg.)

$$\text{BEAM WIDTH} = 2\theta_{SAT}$$

$$\theta_{SAT} = \theta \ (\text{at } \Delta V / \Delta\theta = 0) \ ; \quad 0 < \theta < 90^{\circ} \qquad \text{.....(3)}$$

เมื่อพิจารณาจากตารางที่ 1 ซึ่งแสดงลักษณะสมบัติของหัววัดที่สัมพันธ์กับค่าสนามแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าที่สนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น ความไวของหัววัดจะมีค่าเพิ่มขึ้นดังนั้นจะมีความสามารถจำแนกมุมได้ดีขึ้น ซึ่งแสดงด้วยค่าความละเอียดที่ลดลงแต่จะทำให้มุมมองการวัดมีขนาดแคบลงเนื่องจากความอิ่มตัวของหัววัด ด้วยเหตุนี้ในการใช้งานหัววัดทิศทางของแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดให้ได้ผลถูกต้องคำนึงถึงค่าของสนามแม่เหล็ก ความไวของหัววัด ความละเอียดและมุมของการวัด เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

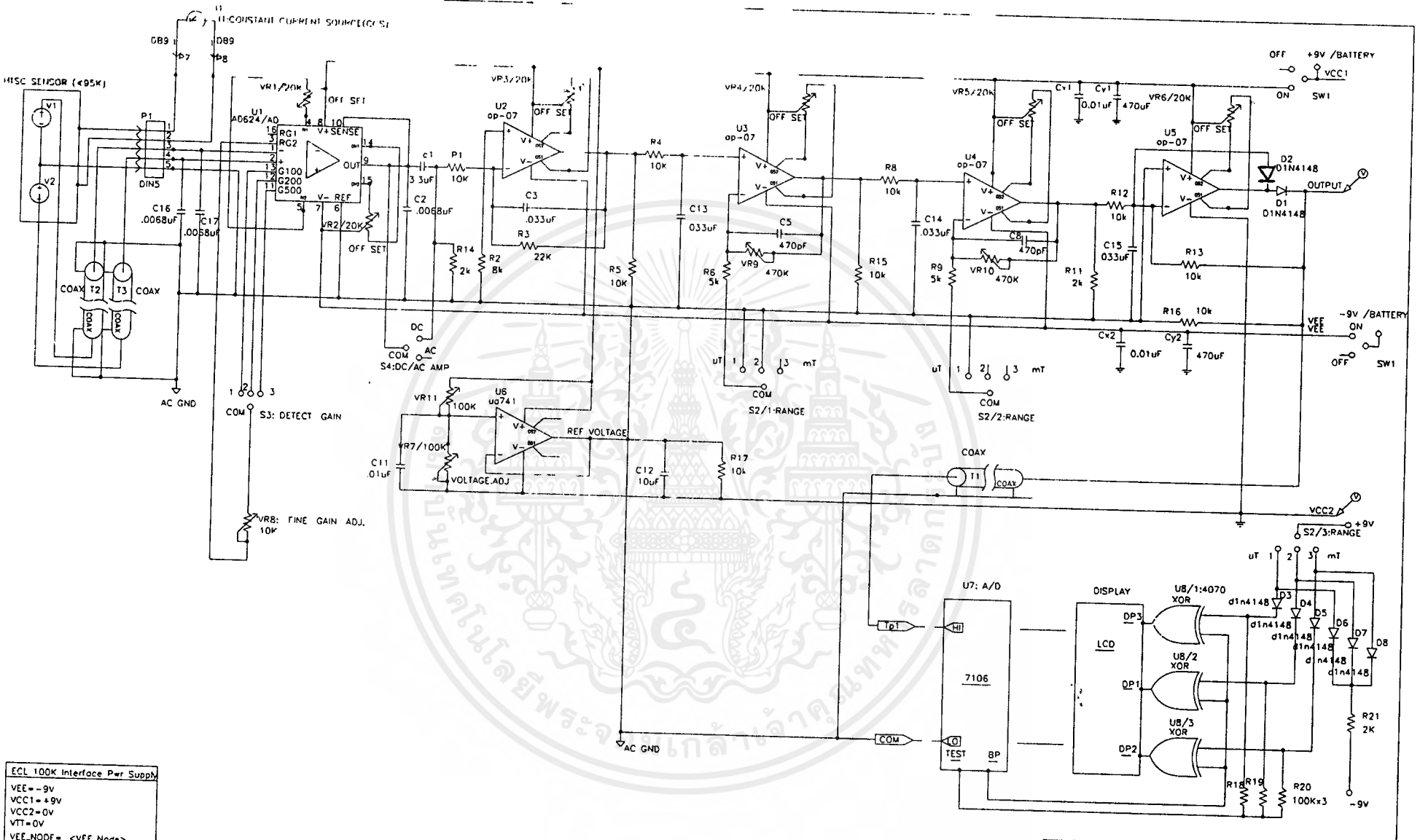
บทที่6
บทสรุป

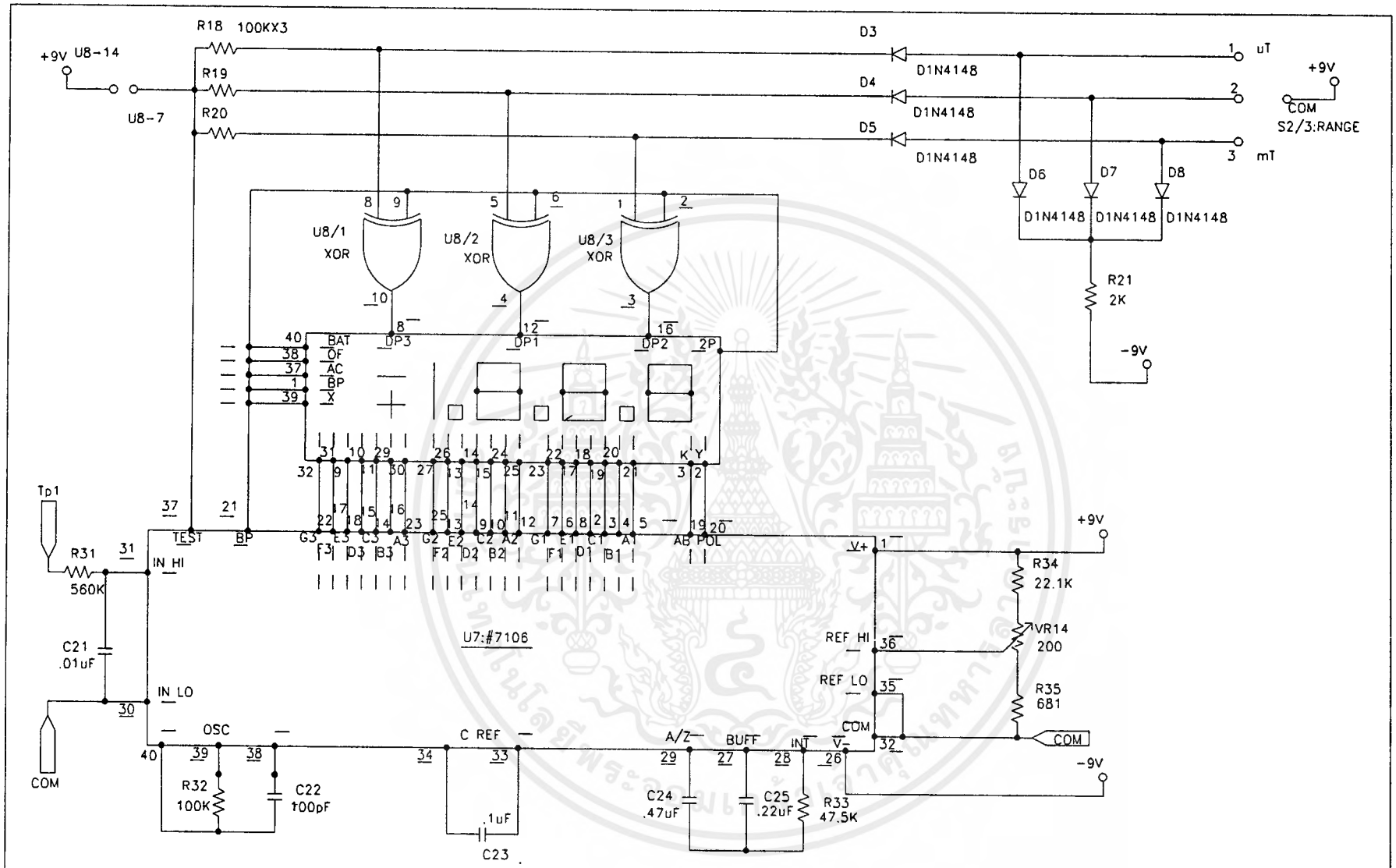
ในโครงงานนี้ได้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานหัววัดสนามแม่เหล็กชนิดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดแบบเซรามิก ในการวัดทิศทางของสนามแม่เหล็ก โดยใช้โครงสร้างหัววัดตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดแบบคู่ ซึ่งจะอาศัยคุณสมบัติที่ไม่ขึ้นกับทิศทางของสนามแม่เหล็กเพื่อใช้ในการตรวจวัดผลควมแตกต่างของแรงดันจากหัววัด เนื่องจากมุมและขนาดของสนามแม่เหล็กที่มีค่าต่าง ๆ กัน พบว่ากระแสไบอัส 50 mA ความไวของหัววัดมีค่าระหว่าง 0.04 - 0.12 mV / deg โดยสนามที่ใช้วัดควรให้มีค่าน้อยกว่า 1.5 mT เพื่อไม่ให้หัววัดเกิดการอิ่มตัว ส่วนความละเอียดของหัววัดมีค่าระหว่าง 0.08 - 0.25 องศา (ที่ความละเอียดของเครื่องมือเป็น 0.01 mV) และความกว้างของมุมการวัดมีค่าระหว่าง 100 - 180 องศา ผลจากการศึกษาดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้งานตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด เพื่อใช้ตรวจหาทิศทางของแหล่งจ่ายสนามแม่เหล็ก อย่างไรก็ตามโครงงานนี้ได้นำเสนอไปเป็นการศึกษาในแนวกว้างจึงจำเป็นที่จะต้องทำการศึกษาในรายละเอียดของการจัดโครงสร้างของหัววัดลักษณะสมบัติของหัววัด การจำลองแบบในทางคณิตศาสตร์เพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม รวมไปถึงการออกแบบสร้างอุปกรณ์วัดทิศทางที่มีความแม่นยำสูงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


MISC SENSOR (<95K)
V1
V2
P1
DIN5
C16 .0068uF
C17 .0058uF
COAX T2
T3 COAX
AC GND
U1 AD624/AD
RG1
RG2
G100
G200
G500
V+SENSE
V- REF
OUT
VR1/20K
OFF SET
VR2/20K
C1 3.3uF
P1 10K
C2 .0068uF
R14 2k
R2 8k
U2 op-07
VR3/20K
C3 .033uF
R3 22K
R4 10K
R5 10K
U3 op-07
VR4/20K
C13 033uF
C5 470pF
VR9 470K
R6 5k
R8 10K
R15 10K
U4 op-07
VR5/20K
C14 .033uF
C8 470pF
VR10 470K
R9 5k
R11 2k
Cv1 0.01uF
Cv1 470uF
VR6/20K
U5 op-07
D2 D1N4148
D1 D1N4148
OUTPUT
R12 10k
R13 10k
C15 033uF
R16 10k
Cx2 0.01uF
Cy2 470uF
OFF +9V /BATTERY
VCC1
ON SW1
-9V /BATTERY
VEE
ON
OFF SW1
DC
COM
AC
S4:DC/AC AMP
uT 1 2 3 mT
COM
S2/1:RANGE
S2/2:RANGE
1 2 3
COM S3: DETECT GAIN
VR11 100K
VR7/100K
VOLTAGE.ADJ
U6 ua741
REF VOLTAGE
C11 .01uF
C12 10uF
R17 10k
VR8: FINE GAIN ADJ. 10K
COAX
T1
COAX
VCC2
+9V
S2/3:RANGE
U7: A/D
Tp1
HI
7106
LO
TEST
BP
COM
AC GND
DISPLAY
LCD
DP3
DP1
DP2
U8/1:4070 XOR
U8/2 XOR
U8/3 XOR
D3 d1n4148
D4 d1n4148
D5 d1n4148
D6 d1n4148
D7 d1n4148
D8 d1n4148
R21 2K
R18
R19
R20 100Kx3
-9v
ECL 100K Interface Pwr Supply
VEE=-9v
VCC1=+9v
VCC2=0v
VTT=0v
VEE_NODE= <VEE_Node>
VCC1_NODE=<VCC1_Node>
VCC2_NODE=<VCC2_Node>
VTT_NODE= <VTT_Node>
ECL_100K_PWR
ELECTRONICS ENGINEERING
KMITL
Fig4.3:Magnetic Sensor.sch
3R
Page Size: A4
Revision: 2/96
AUG 22nd,1995
PAGE 1 OF 4

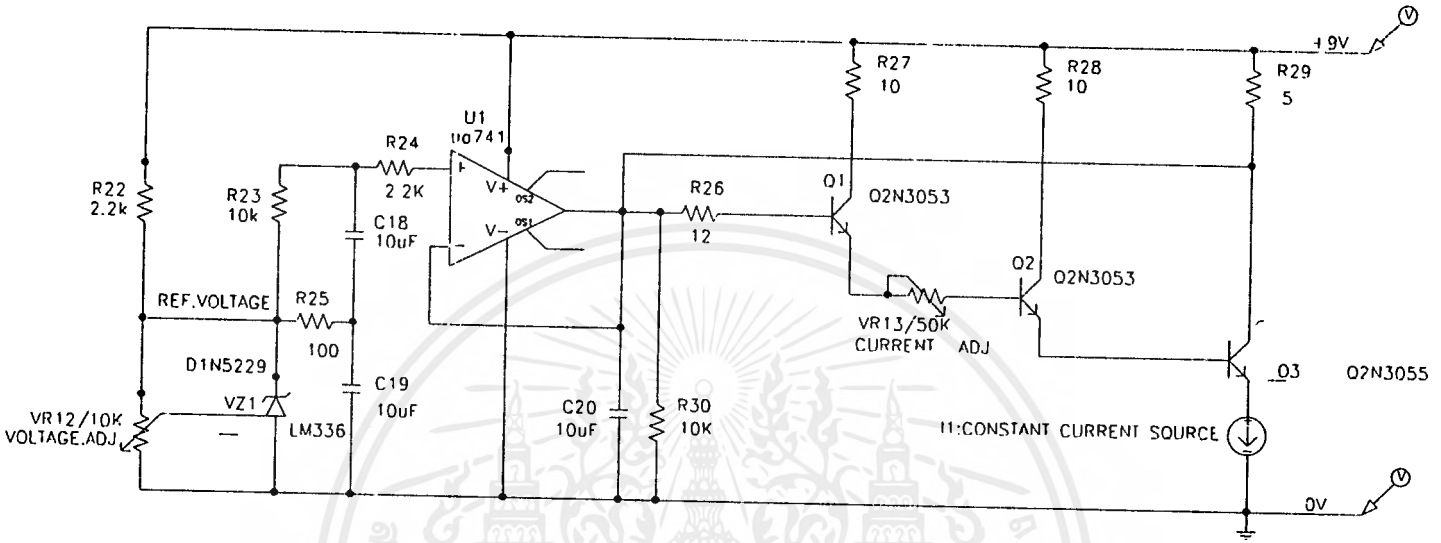


ELECTRONICS ENGINEERING
KMITL
Fig 4.4: A/D&DISPLAY
3R

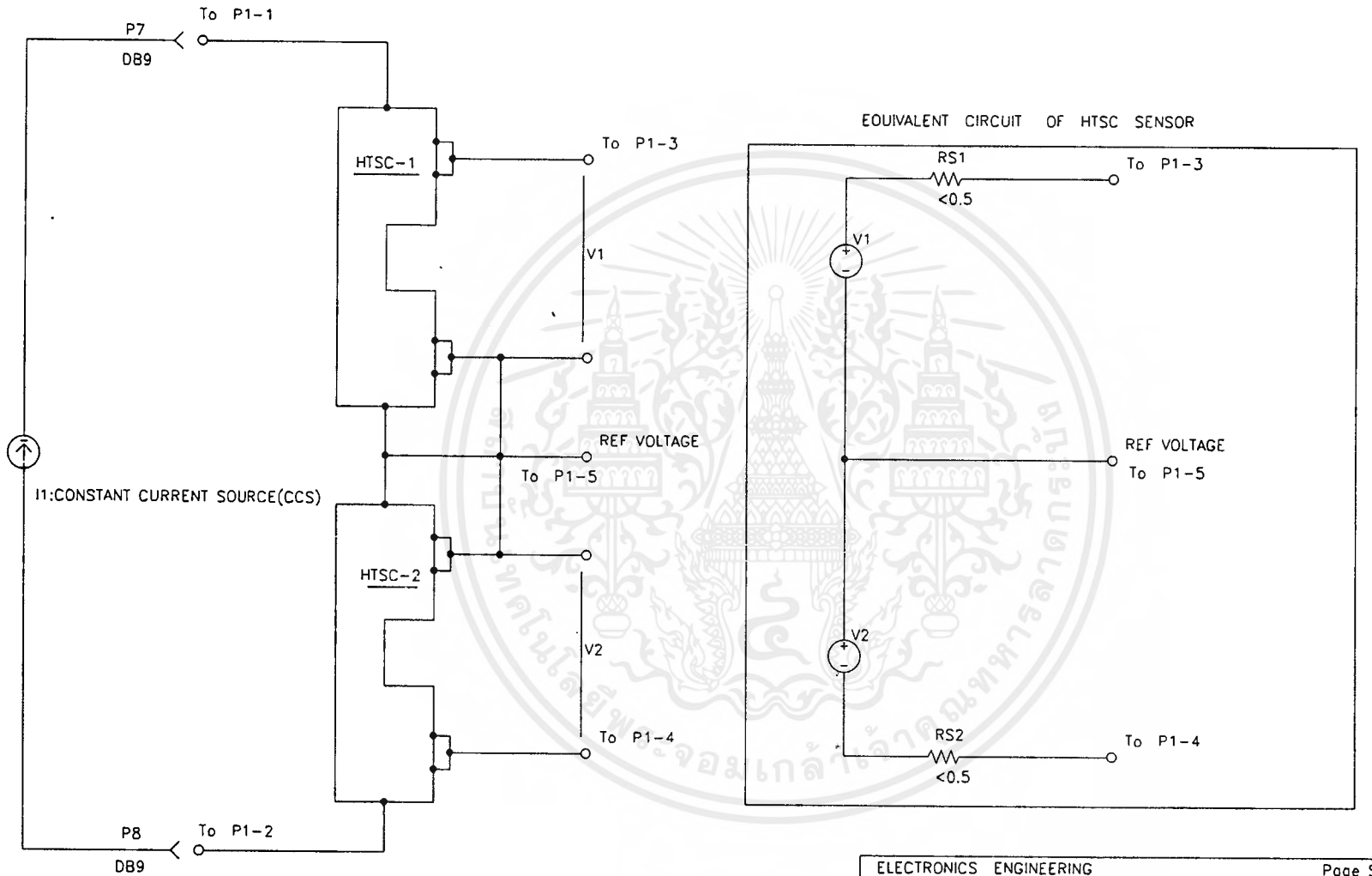
Page Size: A4

Revision: 2/96

JAN 17th,1996



ELECTRONIC ENGINEERING KMITL Fig 4 5:CCS SCH 3R		Page Size: A4
Revision 2/96	AUG 23rd,1996	PAGE 2 OF 4



ELECTRONICS ENGINEERING
KMITL
Fig 4.6: HTSC SENSOR
3R

Page Size: A4

Revision: 2/96

JAN 17th,1996

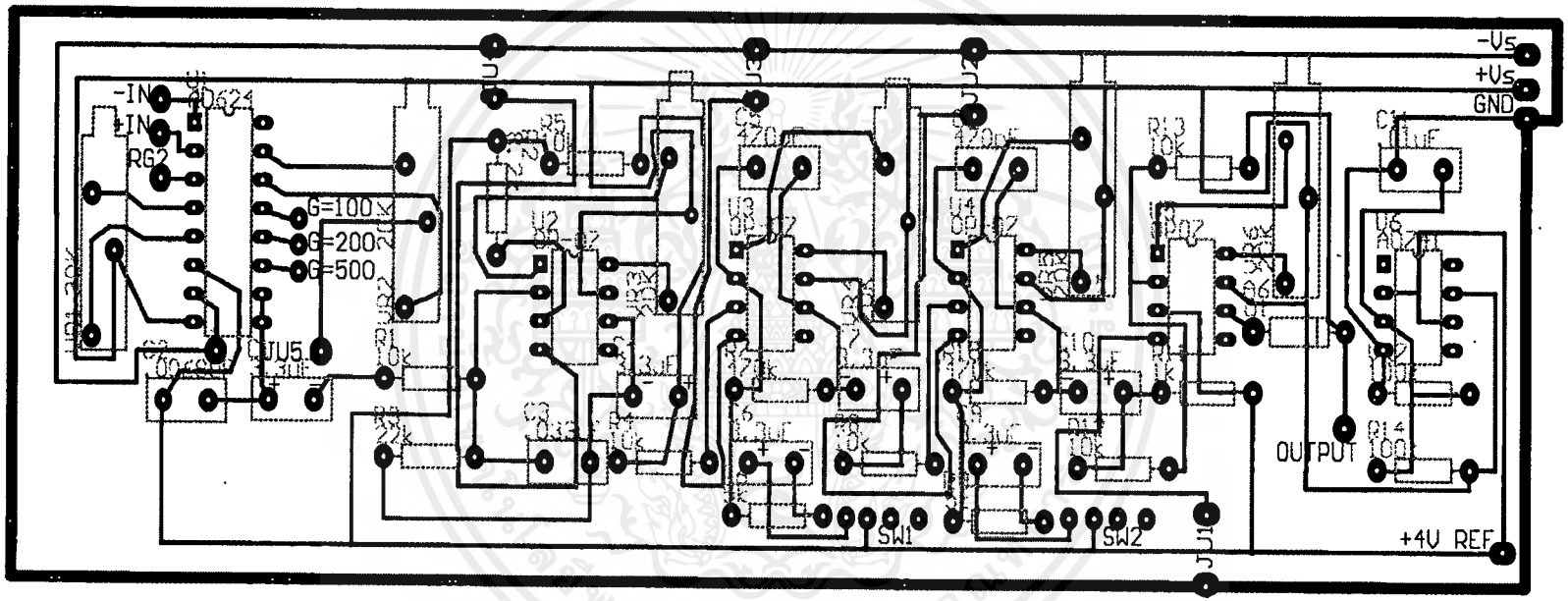


Fig. 4.4: FLUX MEASUREMENT. COMPONE

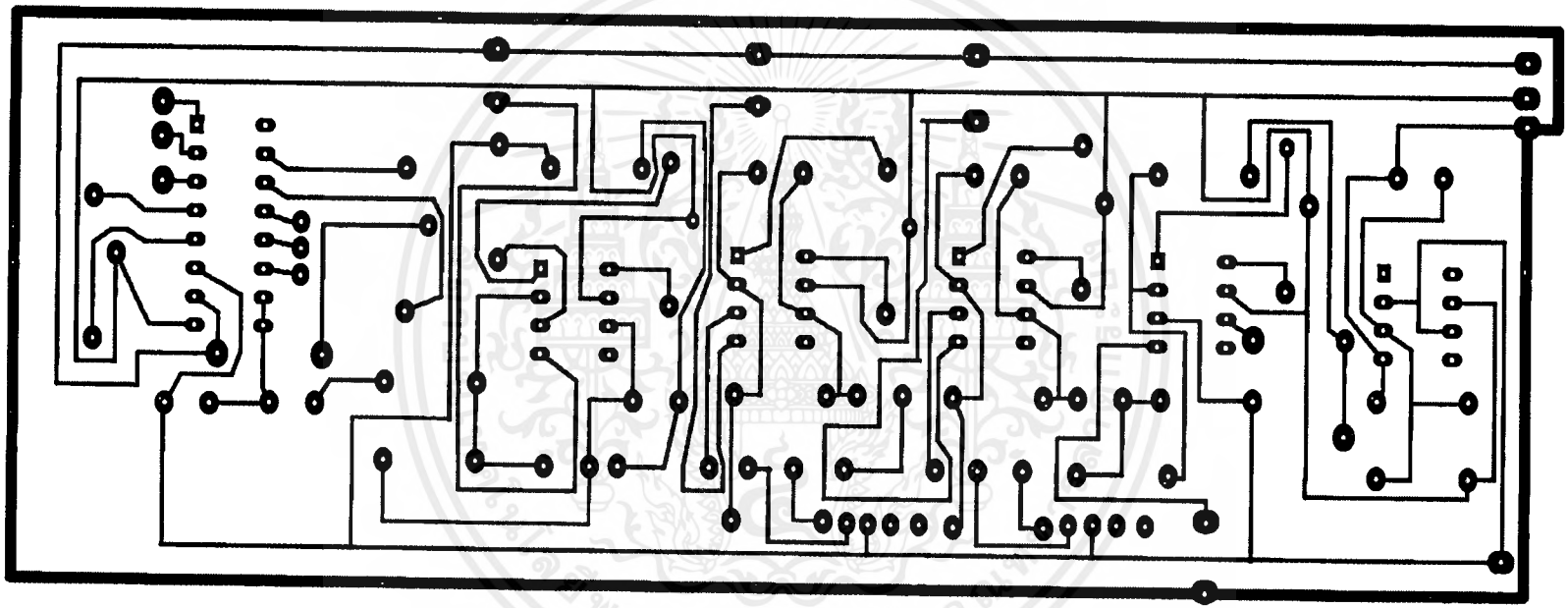
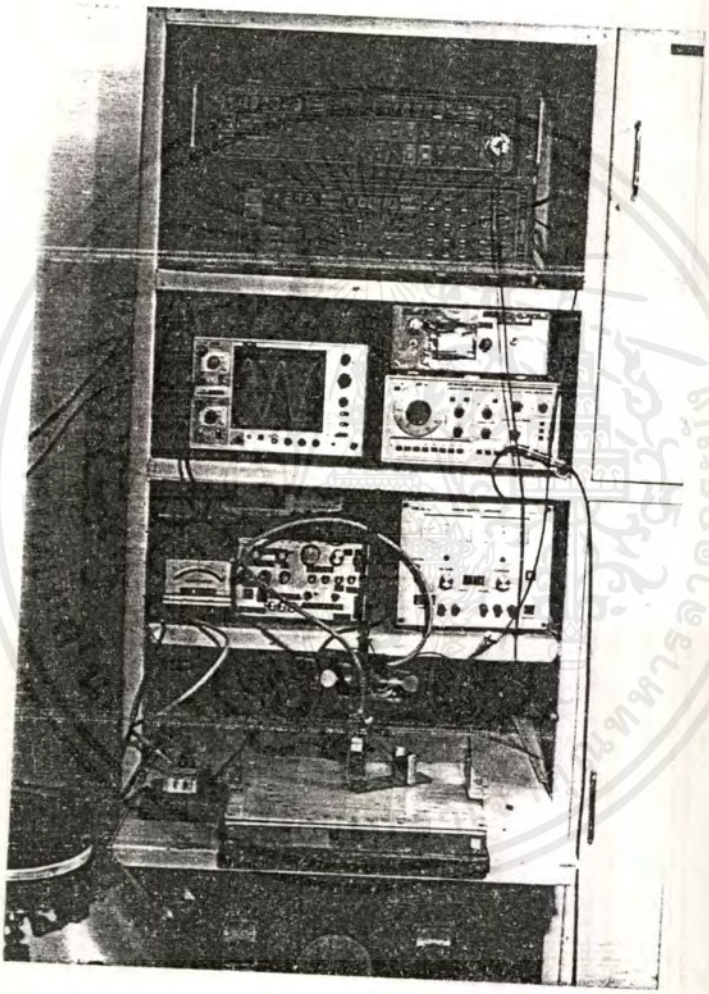
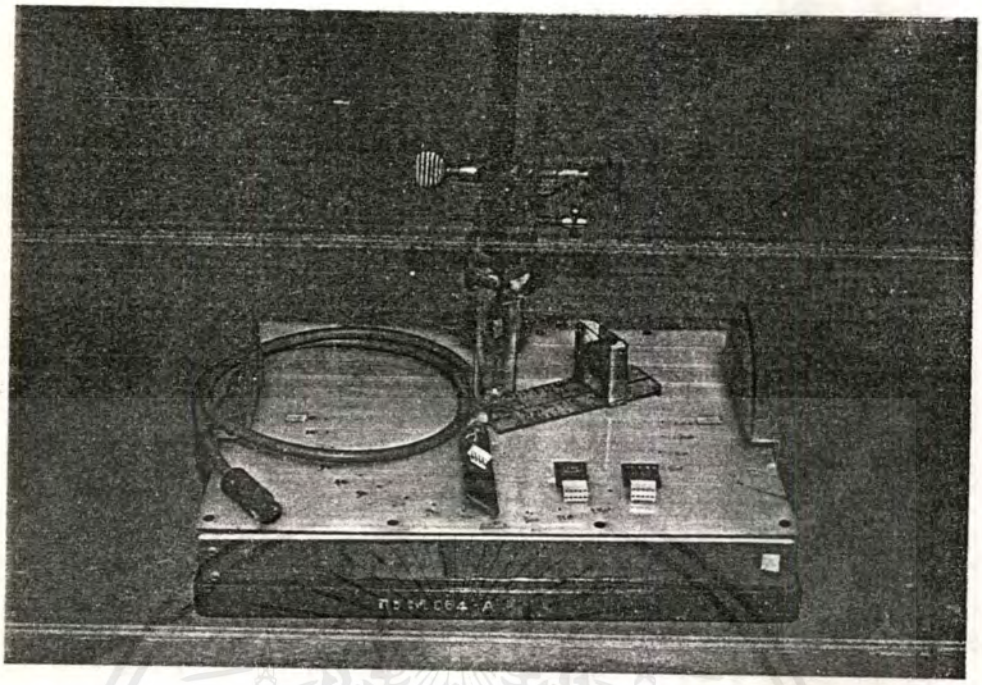


Fig.4.5: FLUX MEASUREMENT.PCB

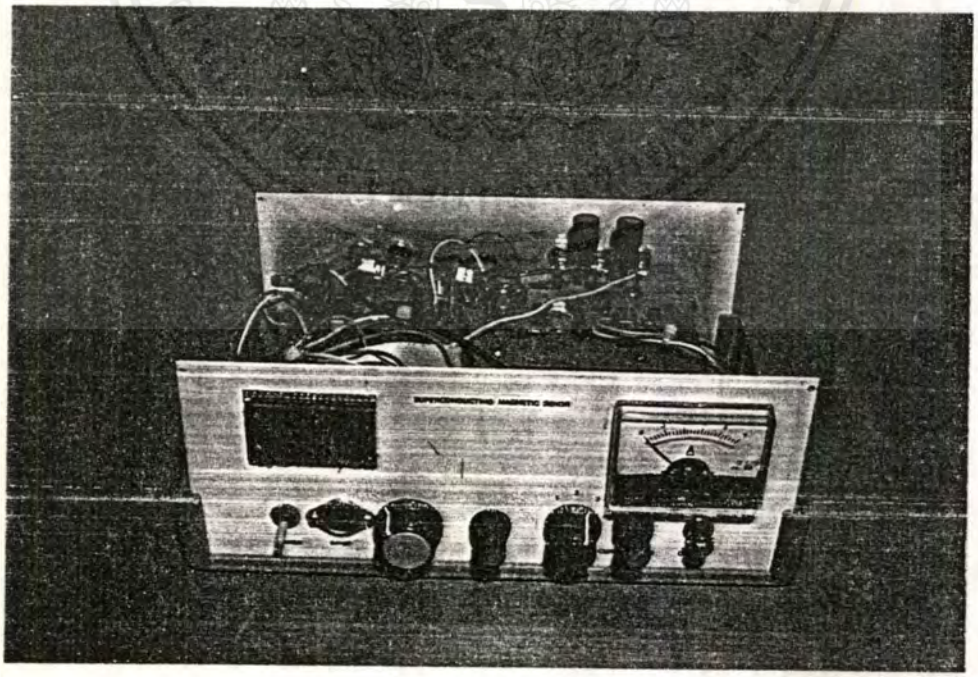


รูปที่ ก แสดงการวัดผลตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

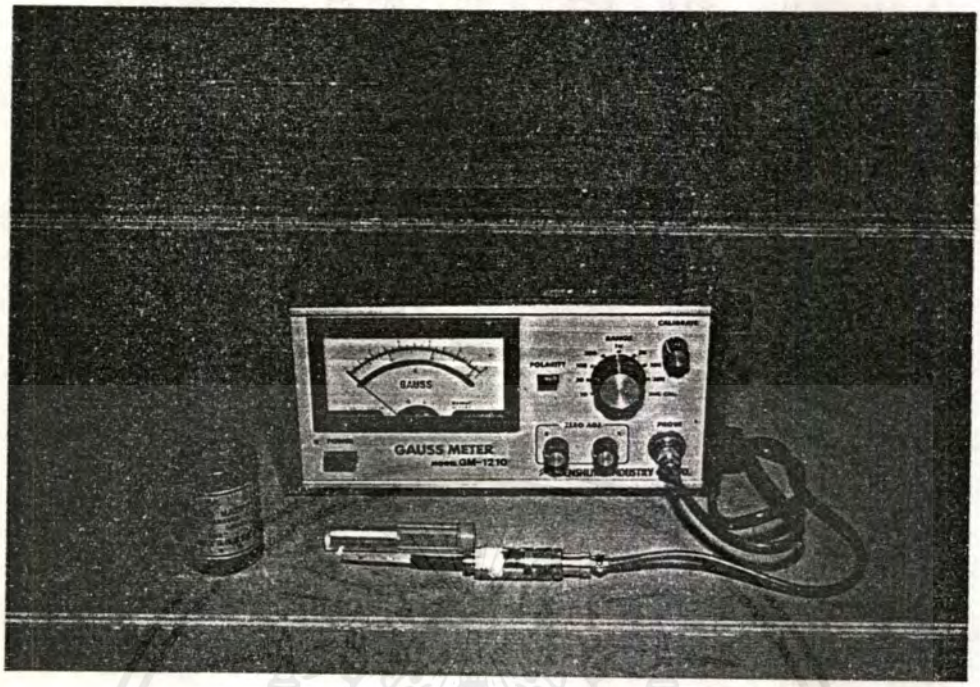


รูปที่ ข แสดงชุดอุปกรณ์ในการวัดผล

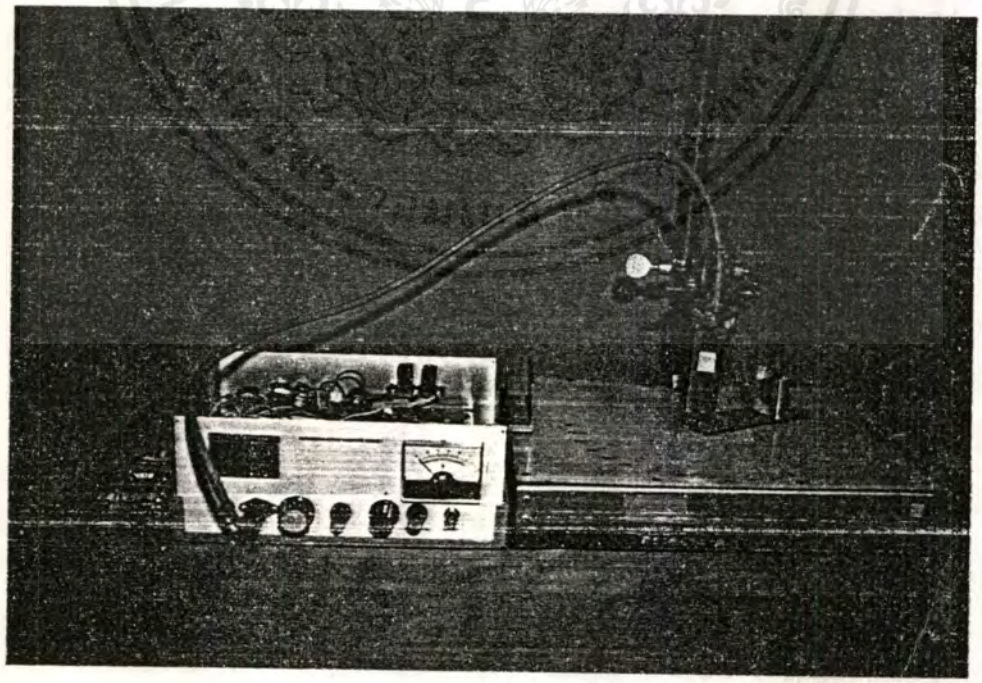


รูปที่ ค แสดงเครื่องมือวัดสนามแม่เหล็กที่ประกอบเสร็จแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง แสดงเครื่องมือสำหรับ CALIBRATION



รูปที่ จ แสดงชุดประกอบการวัดสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALOG DEVICES

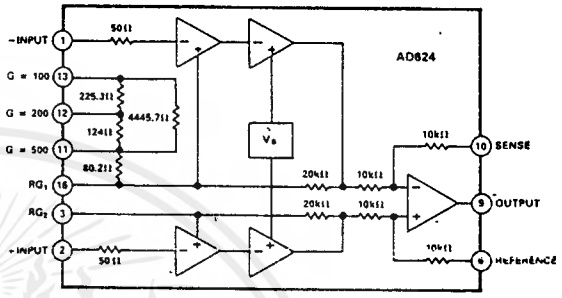
Precision Instrumentation Amplifier

AD624

FEATURES

Low Noise: 0.2μV p-p 0.1Hz to 10Hz
Low Gain TC: 5ppm max (G = 1)
Low Nonlinearity: 0.001% max (G = 1 to 200)
High CMRR: 130dB min (G = 500 to 1000)
Low Input Offset Voltage: 25μV, max
Low Input Offset Voltage Drift: 0.25μV/°C max
Gain Bandwidth Product: 25MHz
Pin Programmable Gains of 1, 100, 200, 500, 1000
No External Components Required
Internally Compensated

AD624 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



4

PRODUCT DESCRIPTION

The AD624 is a high precision low noise instrumentation amplifier designed primarily for use with low level transducers, including load cells, strain gauges and pressure transducers. An outstanding combination of low noise, high gain accuracy, low gain temperature coefficient and high linearity make the AD624 ideal for use in high resolution data acquisition systems.

The AD624C has an input offset voltage drift of less than 0.25μV/°C, output offset voltage drift of less than 10μV/°C, CMRR above 80dB at unity gain (130dB at G = 500) and a maximum nonlinearity of 0.001% at G = 1. In addition to these outstanding dc specifications the AD624 exhibits superior ac performance as well. A 25MHz gain bandwidth product, 5V/μs slew rate and 15μs settling time permit the use of the AD624 in high speed data acquisition applications.

The AD624 does not need any external components for pre-trimmed gains of 1, 100, 200, 500 and 1000. Additional gains such as 250 and 333 can be programmed within one percent accuracy with external jumpers. A single external resistor can also be used to set the 624's gain to any value in the range of 1 to 10,000.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD624 offers outstanding noise performance. Input noise is typically less than $4nV/\sqrt{Hz}$ at 1kHz.
2. The AD624 is a functionally complete instrumentation amplifier. Pin programmable gains of 1, 100, 200, 500 and 1000 are provided on the chip. Other gains are achieved through the use of a single external resistor.
3. The offset voltage, offset voltage drift, gain accuracy and gain temperature coefficients are guaranteed for all pre-trimmed gains.
4. The AD624 provides totally independent input and output offset nulling terminals for high precision applications. This minimizes the effect of offset voltage in gain ranging applications.
5. A sense terminal is provided to enable the user to minimize the errors induced through long leads. A reference terminal is also provided to permit level shifting at the output.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS (@ V_S = ±15V, R_L = 2kΩ and T_A = +25°C unless otherwise specified)

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN													
Gain Equation (External Resistor Gain Programming)	$\left[\frac{40,000}{R_G}+1\right]$ ±20%			$\left[\frac{40,000}{R_G}+1\right]$ ±20%			$\left[\frac{40,000}{R_G}+1\right]$ ±20%			$\left[\frac{40,000}{R_G}+1\right]$ ±20%			
Gain Range (Pin Programmable)	1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			
Gain Error													
G = 1			±0.05			±0.03			±0.02			±0.05	%
G = 100			±0.25			±0.15			±0.1			±0.25	%
G = 200, 500			±0.5			±0.35			±0.25			±0.5	%
G = 1000			±1.0			±1.0			±1.0			±1.0	%
Nonlinearity													
G = 1			±0.005			±0.003			±0.001			±0.005	%
G = 100; 200			±0.005			±0.003			±0.001			±0.005	%
G = 500, 1000			±0.005			±0.005			±0.005			±0.005	%
Gain vs. Temperature													
G = 1			5			5			5			5	ppm/°C
G = 100, 200			10			10			10			10	ppm/°C
G = 500, 1000			25			15			15			15	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET (May be Nulled)													
Input Offset Voltage			200			75			25			75	µV
vs. Temperature			2			0.5			0.25			2.0	µV/°C
Output Offset Voltage			5			3			2			3	mV
vs. Temperature			50			25			10			50	µV/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply													
G = 1	70			75			80			75			dB
G = 100, 200	95			105			110			105			dB
G = 500, 1000	100			110			115			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current			±50			±25			±15			±50	nA
vs. Temperature		±50			±50			±50			±50		pA/°C
Input Offset Current			±35			±15			±10			±35	nA
vs. Temperature		±20			±20			±20			±20		pA/°C
INPUT													
Input Impedance													
Differential Resistance		10^9			10^9			10^9			10^9		Ω
Differential Capacitance		10			10			10			10		pF
Common-Mode Resistance		10^9			10^9			10^9			10^9		Ω
Common-Mode Capacitance		10			10			10			10		pF
Input Voltage Range													
Max Differ. Input Linear (V_D)		±10			±10			±10			±10		V
Max Common-Mode Linear (V_{CM})	$12V-\left(\frac{G}{2}\times V_D\right)$			$12V-\left(\frac{G}{2}\times V_D\right)$			$12V-\left(\frac{G}{2}\times V_D\right)$			$12V-\left(\frac{G}{2}\times V_D\right)$			V
Common-Mode Rejection dc to 60Hz with 1kΩ Source Imbalance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	100			105			110			100			dB
G = 500, 1000	110			120			130			110			dB
OUTPUT RATING													
V_{OUT}, R_L = 2kΩ		±10			±10			±10			±10		V
DYNAMIC RESPONSE													
Small Signal −3dB													
G = 1		1			1			1			1		MHz
G = 100		150			150			150			150		kHz
G = 200		100			100			100			100		kHz
G = 500		50			50			50			50		kHz
G = 1000		25			25			25			25		kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Model	AD624A Min	AD624A Typ	AD624A Max	AD624B Min	AD624B Typ	AD624B Max	AD624C Min	AD624C Typ	AD624C Max	AD624S Min	AD624S Typ	AD624S Max	Units
Slew Rate		5.0			5.0			5.0			5.0		V/μs
Settling Time to 0.01%, 20V Step													
G = 1 to 200		15			15			15			15		μs
G = 500		35			35			35			35		μs
G = 1000		75			75			75			75		μs
NOISE													
Voltage Noise, 1kHz													
R.T.I.		4			4			4			4		$nV/\sqrt{Hz}$
R.T.O.		75			75			75			75		$nV/\sqrt{Hz}$
R.T.I., 0.1 to 10Hz													
G = 1		10			10			10			10		μV p-p
G = 100		0.3			0.3			0.3			0.3		μV p-p
G = 200, 500, 1000		0.2			0.2			0.2			0.2		μV p-p
Current Noise													
0.1Hz to 10Hz		60			60			60			60		pA p-p
SENSE INPUT													
R_{IN}	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	kΩ
I_{IN}		30			30			30			30		μA
Voltage Range	±10			±10			±10			±10			V
Gain to Output		1			1			1			1		%
REFERENCE INPUT													
R_{IN}	16	20	24	16	20	24	16	20	24	16	20	24	kΩ
I_{IN}		30			30			30			30		μA
Voltage Range	±10			±10			±10			±10			V
Gain to Output		1			1			1			1		%
TEMPERATURE RANGE													
Specified Performance	−25		+85	−25		+85	−25		+85	−55		+125	°C
Storage	−65		+150	−65		+150	−65		+150	−65		+150	°C
POWER SUPPLY													
Power Supply Range	±6	±15	±18	±6	±15	±18	±6	±15	±18	±6	±15	±18	V
Quiescent Current		3.5	5		3.5	5		3.5	5		3.5	5	mA
PACKAGE[1]													
Ceramic (D-16)		AD624A			AD624B			AD624C			AD624S		

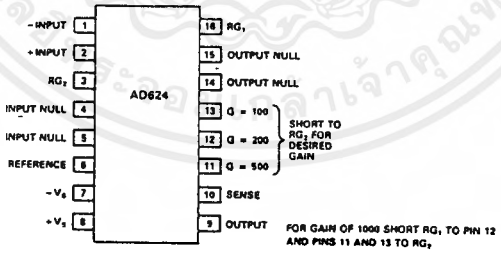
NOTES

[1]See Section 16 for package outline information.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

PIN CONFIGURATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

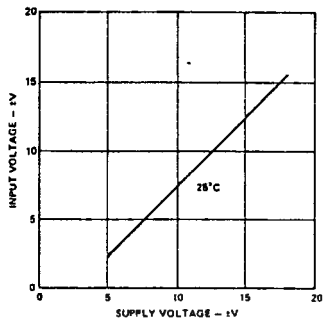


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

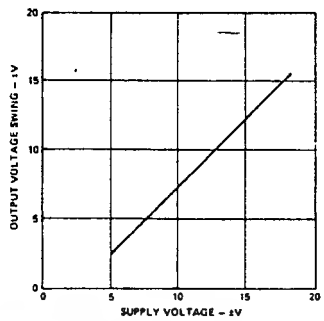


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

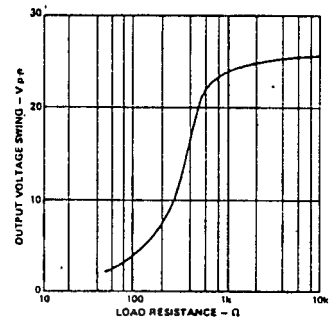


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Resistive Load

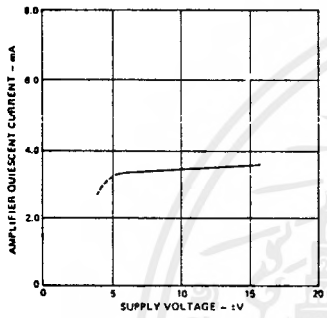


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

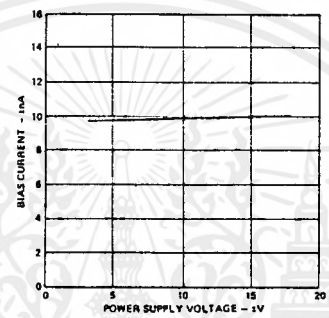


Figure 5. Input Bias Current vs. Supply Voltage

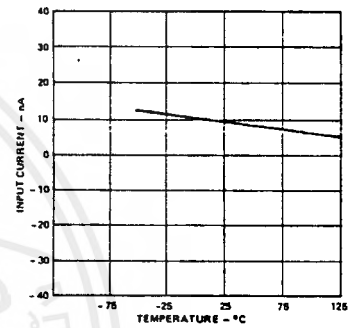


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

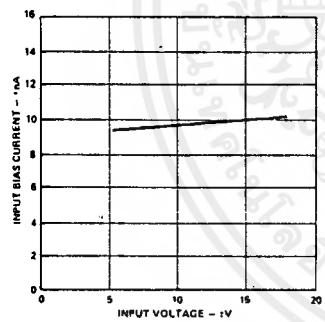


Figure 7. Input Bias Current vs. CMV

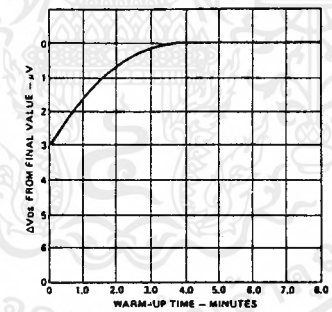


Figure 8. Offset Voltage, RTI, Turn On Drift

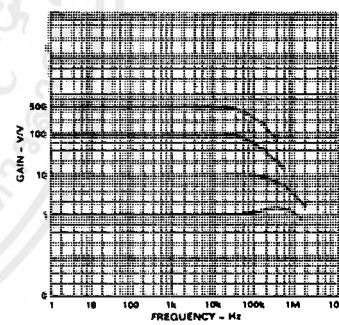


Figure 9. Gain vs. Frequency

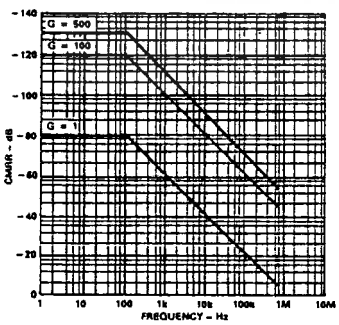


Figure 10. CMRR vs. Frequency RTI, Zero to 1k Source Imbalance

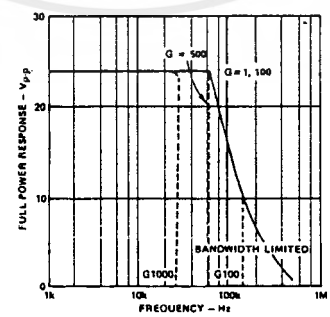


Figure 11. Large Signal Frequency Response

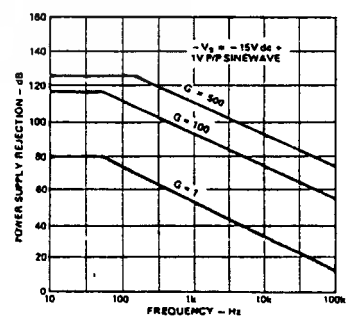


Figure 12. Positive PSRR vs. Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

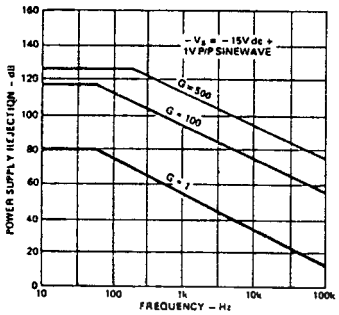


Figure 13. Negative PSRR vs. Frequency

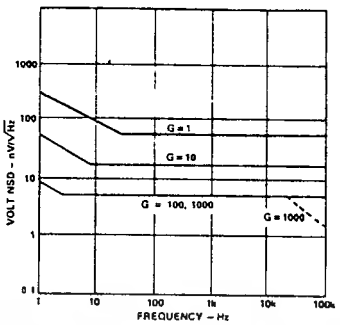


Figure 14. RTI Noise Spectral Density vs. Gain

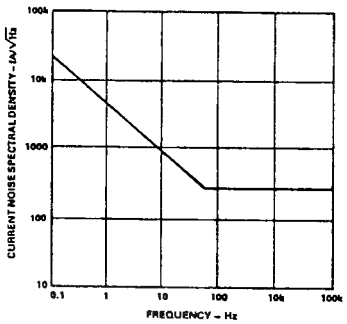


Figure 15. Input Current Noise

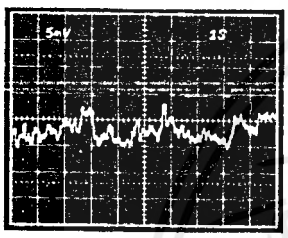


Figure 16. Low Frequency Voltage Noise – G = 1 (System Gain = 1000)

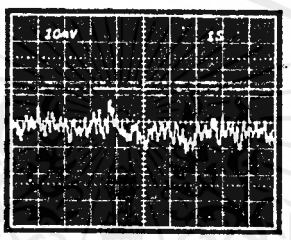


Figure 17. Low Frequency Voltage Noise – G = 1000 (System Gain = 100,000)

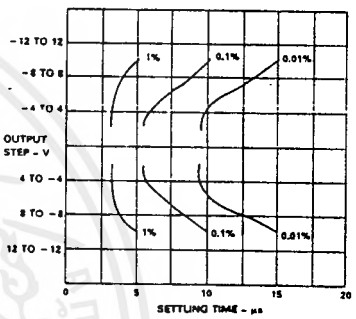


Figure 18. Settling Time Gain = 1

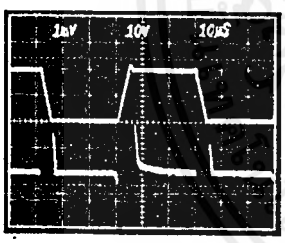


Figure 19. Large Signal Pulse Response and Settling Time – G = 1

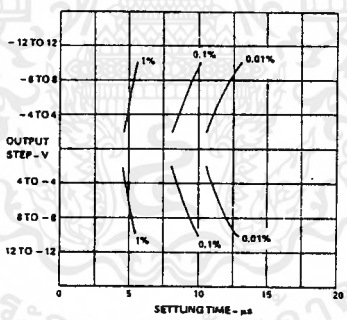


Figure 20. Settling Time Gain = 100

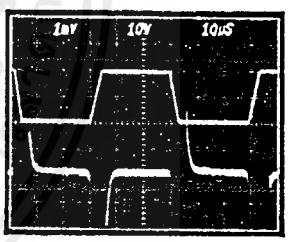


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 100

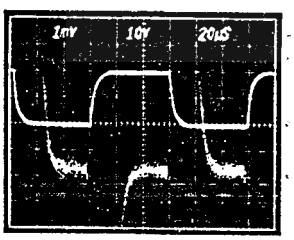


Figure 22. Range Signal Pulse Response and Settling Time G = 500

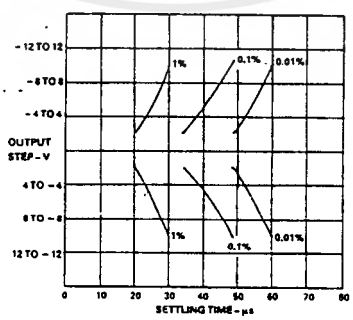


Figure 23. Settling Time Gain = 1000

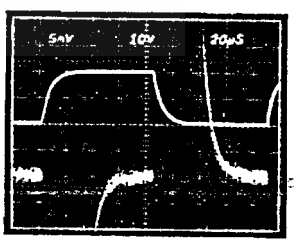


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 1000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

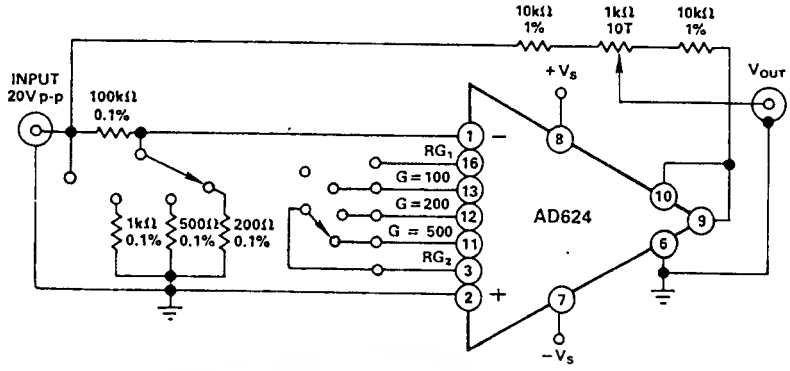


Figure 25. Settling Time Test Circuit

Theory of Operation

The AD624 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three-op-amp instrumentation amplifier. Monolithic construction and laser-wafer-trimming allow the tight matching and tracking of circuit components and the high level of performance that this circuit architecture is capable of.

A preamp section (Q1–Q4) develops the programmed gain by the use of feedback concepts. Feedback from the outputs of A1 and A2 forces the collector currents of Q1–Q4 to be constant thereby impressing the input voltage across R_G.

The gain is set by choosing the value of R_G from the equation, $\text{Gain} = \frac{40k}{R_G} + 1$. The value of R_G also sets the transconductance of the input preamp stage increasing it asymptotically to the transconductance of the input transistors as R_G is reduced for larger gains. This has three important advantages. First, this approach allows the circuit to achieve a very high open loop gain of 3×10^8 at a programmed gain of 1000 thus reducing gain related errors to a negligible 3ppm. Second, the gain bandwidth product which is determined by C3 or C4 and the input transconductance, reaches 25MHz. Third, the input voltage noise reduces to a value determined by the collector current of the input transistors for an RTI noise of $4nV/\sqrt{Hz}$ at $G \geq 500$.

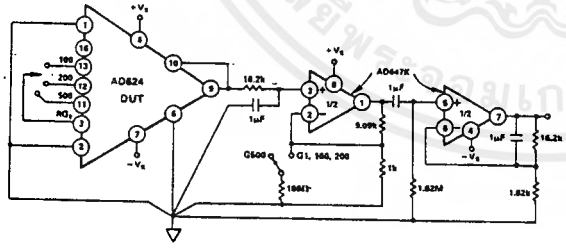


Figure 26. Noise Test Circuit

INPUT CONSIDERATIONS

Under input overload conditions the user will see $R_G + 100\Omega$ and two diode drops (~1.2V) between the plus and minus inputs, in either direction. If safe overload current under all conditions is assumed to be 10mA, the maximum overload voltage is ~ ±2.5V. While the AD624 can withstand this continuously, momentary overloads of ±10V will not harm the device. On the other hand the inputs should never exceed the supply voltage.

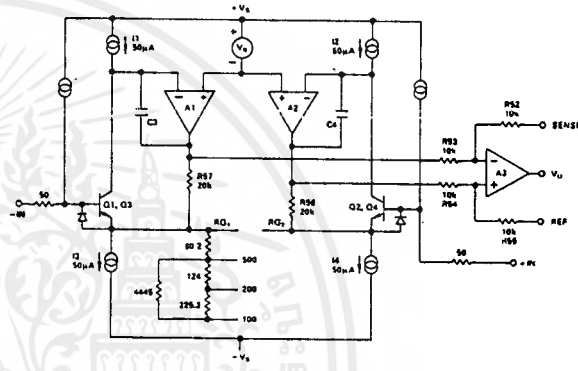


Figure 27. Simplified Circuit of Amplifier; Gain is Defined as ((R56 + R57)/(RG) + 1. For a Gain of 1, RG is an Open Circuit.

The AD524 should be considered in applications that require protection from severe input overload. If this is not possible, external protection resistors can be put in series with the inputs of the AD624 to augment the internal (50Ω) protection resistors. This will most seriously degrade the noise performance. For this reason the value of these resistors should be chosen to be as low as possible and still provide 10mA of current limiting under maximum continuous overload conditions. In selecting the value of these resistors, the internal gain setting resistor and the 1.2 volt drop need to be considered. For example, to protect the device from a continuous differential overload of 20V at a gain of 100, 1.9kΩ of resistance is required. The internal gain resistor is 404Ω; the internal protect resistor is 100Ω. There is a 1.2V drop across D1 or D2 and the base-emitter junction of either Q1 and Q3 or Q2 and Q4 as shown in Figure 27, 1400Ω of external resistance would be required (700Ω in series with each input). The RTI noise in this case would be $\sqrt{4KTR_{ext.} + (4nV/\sqrt{Hz})^2} = 6.2nV/\sqrt{Hz}$.

INPUT OFFSET AND OUTPUT OFFSET

Voltage offset specifications are often considered a figure of merit for instrumentation amplifiers. While initial offset may be adjusted to zero, shifts in offset voltage due to temperature variations will cause errors. Intelligent systems can often correct for this factor with an auto-zero cycle, but there are many small-signal high-gain applications that don't have this capability.

Voltage offset and offset drift each have two components; input and output. Input offset is that component of offset that is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

directly proportional to gain i.e., input offset as measured at the output at G = 100 is 100 times greater than at G = 1. Output offset is independent of gain. At low gains, output offset drift is dominant, while at high gains input offset drift dominates. Therefore, the output offset voltage drift is normally specified as drift at G = 1 (where input effects are insignificant), while input offset voltage drift is given by drift specification at a high gain (where output offset effects are negligible). All input-related numbers are referred to the input (RTI) which is to say that the effect on the output is "G" times larger. Voltage offset vs. power supply is also specified at one or more gain settings and is also RTI.

By separating these errors, one can evaluate the total error independent of the gain setting used. In a given gain configuration both errors can be combined to give a total error referred to the input (R.T.I.) or output (R.T.O.) by the following formula:

Total Error R.T.I. = input error + (output error/gain)

Total Error R.T.O. = (Gain × input error) + output error

As an illustration, a typical AD624 might have a +250μV output offset and a −50μV input offset. In a unity gain configuration, the *total* output offset would be 200μV or the sum of the two. At a gain of 100, the output offset would be −4.75mV or: +250μV + 100(−50μV) = −4.75mV.

The AD624 provides for both input and output offset adjustment. This optimizes nulling in very high precision applications and minimizes offset voltage effects in switched gain applications. In such applications the input offset is adjusted first at the highest programmed gain, then the output offset is adjusted at G = 1.

GAIN

The AD624 includes high accuracy pre-trimmed internal gain resistors. These allow for single connection programming of gains of 1, 100, 200 and 500. Additionally, a variety of gains including a pre-trimmed gain of 1000 can be achieved through series and parallel combinations of the internal resistors. Table I shows the available gains and the appropriate pin connections and gain temperature coefficients.

The gain values achieved via the combination of internal resistors are extremely useful. The temperature coefficient of the gain is dependent primarily on the mismatch of the temperature coefficients of the various internal resistors. Tracking of these resistors is extremely tight resulting in the low gain TC's shown in Table I.

If the desired value of gain is not attainable using the internal resistors, a single external resistor can be used to achieve any gain between 1 and 10,000. This resistor connected between

Gain (Nominal)	Temperature Coefficient (Nominal)	Pin 3 to Pin	Connect Pins
1	−1.5ppm/°C	–	–
100	−1.5ppm/°C	13	–
125	−5ppm/°C	13	11 to 16
137	−5.5ppm/°C	13	11 to 12
186.5	−6.5ppm/°C	13	11 to 12 to 16
200	−3.5ppm/°C	12	–
250	−5.5ppm/°C	12	11 to 13
333	−15ppm/°C	12	11 to 16
375	−0.5ppm/°C	12	13 to 16
500	−10ppm/°C	11	–
624	−5ppm/°C	11	13 to 16
688	−1.5ppm/°C	11	11 to 12; 13 to 16
831	+4ppm/°C	11	16 to 12
1000	0ppm/°C	11	16 to 12; 13 to 11

Table I.

pins 3 and 16 programs the gain according to the formula $R_G = \frac{40k}{G-1}$ (see Figure 29). For best results R_G should be a precision resistor with a low temperature coefficient. An external R_G affects both gain accuracy and gain drift due to the mismatch between it and the internal thin-film resistors R56 and R57. Gain accuracy is determined by the tolerance of the external R_G and the absolute accuracy of the internal resistors (±20%). Gain drift is determined by the mismatch of the temperature coefficient of R_G and the temperature coefficient of the internal resistors (−15ppm/°C typ), and the temperature coefficient of the internal interconnections.

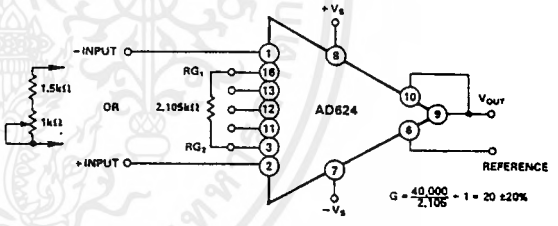


Figure 29. Operating Connections for G = 20

The AD624 may also be configured to provide gain in the output stage. Figure 30 shows an H pad attenuator connected to the reference and sense lines of the AD624. The values of R1, R2 and R3 should be selected to be as low as possible to minimize the gain variation and reduction of CMRR. Varying R2 will precisely set the gain without affecting CMRR. CMRR is determined by the match of R1 and R3.

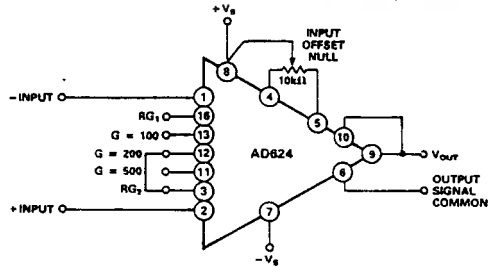


Figure 28. Operating Connections for G = 200

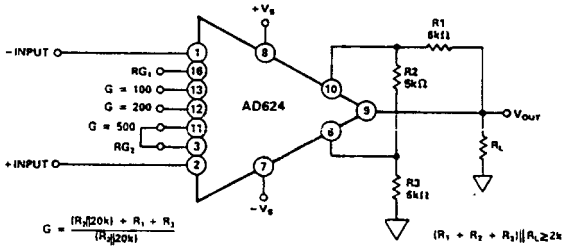


Figure 30. Gain of 2500

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NOISE

The AD624 is designed to provide noise performance near the theoretical noise floor. This is an extremely important design criteria as the front end noise of an instrumentation amplifier is the ultimate limitation on the resolution of the data acquisition system it is being used in. There are two sources of noise in an instrument amplifier, the input noise, predominantly generated by the differential input stage, and the output noise, generated by the output amplifier. Both of these components are present at the input (and output) of the instrumentation amplifier. At the input, the input noise will appear unaltered; the output noise will be attenuated by the closed loop gain (at the output, the output noise will be unaltered; the input noise will be amplified by the closed loop gain). Those two noise sources must be root sum squared to determine the total noise level expected at the input (or output).

The low frequency (0.1 to 10Hz) voltage noise due to the output stage is 10μV p-p, the contribution of the input stage is 0.2μV p-p. At a gain of 10, the RTI voltage noise would be 1μV p-p, $\sqrt{\left(\frac{10}{G}\right)^2 + (0.2)^2}$. The RTO voltage noise would be 10.2μV p-p, $\sqrt{10^2 + (0.2\ (G))^2}$. These calculations hold for applications using either internal or external gain resistors.

INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of a dc amplifier. Bias currents are an additional source of input error and must be considered in an total error budget. The bias currents when multiplied by the source resistance imbalance appear as an additional offset voltage. (What is of concern in calculating bias current errors is the change in bias current with respect to signal voltage and temperature.) Input offset current is the difference between the two input bias currents. The effect of offset current is an input offset voltage whose magnitude is the offset current times the source resistance.

Although instrumentation amplifiers have differential inputs, there must be a return path for the bias currents. If this is not provided, those currents will charge stray capacitances, causing the output to drift uncontrollably or to saturate. Therefore, when amplifying "floating" input sources such as transformers and thermocouples, as well as ac-coupled sources, there must still be a dc path from each input to ground, (see Figure 31).

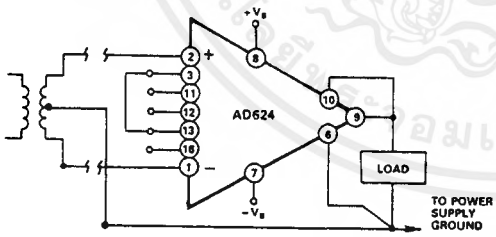


Figure 31a. Transformer Coupled

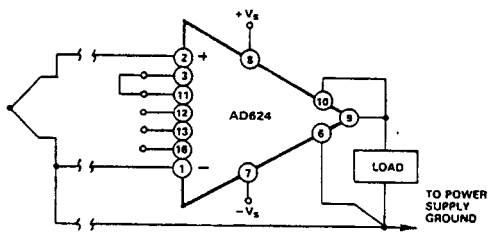


Figure 31b. Thermocouple

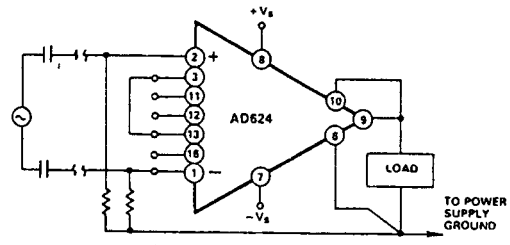


Figure 31c. AC Coupled

Figure 31. Indirect Ground Returns for Bias Currents

COMMON-MODE REJECTION

Common-mode rejection is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance. "Common-Mode Rejection Ratio" (CMRR) is a ratio expression while "Common-Mode Rejection" (CMR) is the logarithm of that ratio. For example, a CMRR of 10,000 corresponds to a CMR of 80dB.

In an instrumentation amplifier, ac common-mode rejection is only as good as the differential phase shift. Degradation of ac common-mode rejection is caused by unequal drops across differing track resistances and a differential phase shift due to varied stray capacitances or cable capacitances. In many applications shielded cables are used to minimize noise. This technique can create common-mode rejection errors unless the shield is properly driven. Figures 32 and 33 shows active data guards which are configured to improve ac common-mode rejection by "bootstrapping" the capacitances of the input cabling, thus minimizing differential phase shift.

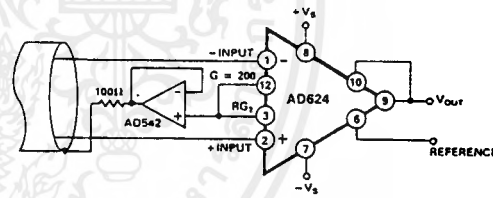


Figure 32. Shield Driver, G ≥ 100

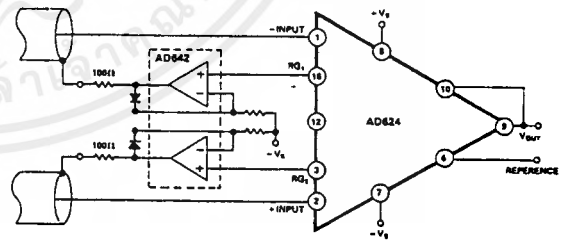


Figure 33. Differential Shield Driver

GROUNDING

Many data-acquisition components have two or more ground pins which are not connected together within the device. These grounds must be tied together at one point, usually at the system power supply ground. Ideally, a single solid ground would be desirable. However, since current flows through the ground wires and etch stripes of the circuit cards, and since these paths have resistance and inductance, hundreds of millivolts can be generated between the system ground point and the data acquisition components. Separate ground returns should be provided to

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

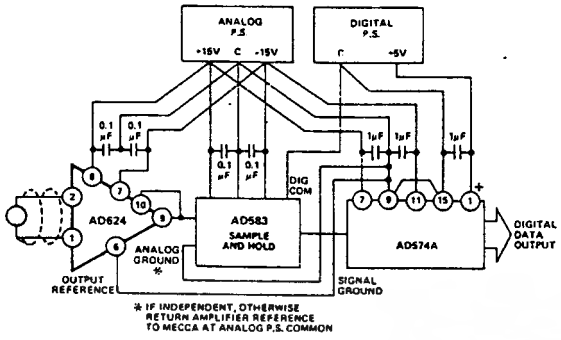


Figure 34. Basic Grounding Practice

minimize the current flow in the path from the most sensitive points to the system ground point. In this way supply currents and logic-gate return currents are not summed into the same return path as analog signals where they would cause measurement errors (see Figure 34).

Since the output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal an instrumentation amplifier can solve many grounding problems.

SENSE TERMINAL

The sense terminal is the feedback point for the instrument amplifier's output amplifier. Normally it is connected to the instrument amplifier output. If heavy load currents are to be drawn through long leads, voltage drops due to current flowing through lead resistance can cause errors. The sense terminal can be wired to the instrument amplifier at the load thus putting the IxR drops "inside the loop" and virtually eliminating this error source.

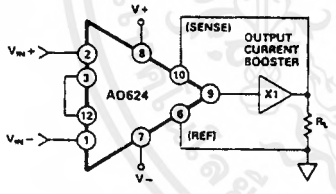


Figure 35. AD624 Instrumentation Amplifier with Output Current Booster

Typically, IC instrumentation amplifiers are rated for a full ±10 volt output swing into 2kΩ. In some applications, however, the need exists to drive more current into heavier loads. Figure 35 shows how a current booster may be connected "inside the loop" of an instrumentation amplifier to provide the required current without significantly degrading overall performance. The effects of nonlinearities, offset and gain inaccuracies of the buffer are reduced by the loop gain of the IA output amplifier. Offset drift of the buffer is similarly reduced.

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal may be used to offset the output by up to ±10V. This is useful when the load is "floating" or does not share a ground with the rest of the system. It also provides a direct means of injecting a precise offset. It must be remembered that the total output swing is ±10 volts, from ground, to be shared between signal and reference offset.

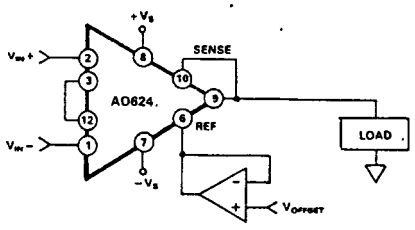


Figure 36. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

When the IA is of the three-amplifier configuration it is necessary that nearly zero impedance be presented to the reference terminal. Any significant resistance, including those caused by PC layouts or other connection techniques, which appears between the reference pin and ground will increase the gain of the noninverting signal path, thereby upsetting the common-mode rejection of the IA. Inadvertent thermocouple connections created in the sense and reference lines should also be avoided as they will directly affect the output offset voltage and output offset voltage drift.

In the AD624 a reference source resistance will unbalance the CMR trim by the ratio of $10k\Omega/R_{REF}$. For example, if the reference source impedance is 1Ω, CMR will be reduced to 80dB (10kΩ/1Ω = 80dB). An operational amplifier may be used to provide that low impedance reference point as shown in Figure 36. The input offset voltage characteristics of that amplifier will add directly to the output offset voltage performance of the instrumentation amplifier.

An instrumentation amplifier can be turned into a voltage-to-current converter by taking advantage of the sense and reference terminals as shown in Figure 37.

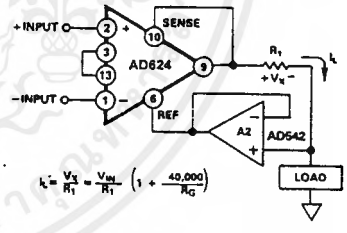


Figure 37. Voltage-to-Current Converter

By establishing a reference at the "low" side of a current setting resistor, an output current may be defined as a function of input voltage, gain and the value of that resistor. Since only a small current is demanded at the input of the buffer amplifier A_2, the forced current I_L will largely flow through the load. Offset and drift specifications of A_2 must be added to the output offset and drift specifications of the IA.

PROGRAMMABLE GAIN

Figure 38 shows the AD624 being used as a software programmable gain amplifier. Gain switching can be accomplished with mechanical switches such as DIP switches or reed relays. It should be noted that the "on" resistance of the switch in series with the internal gain resistor becomes part of the gain equation and will have an effect on gain accuracy.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

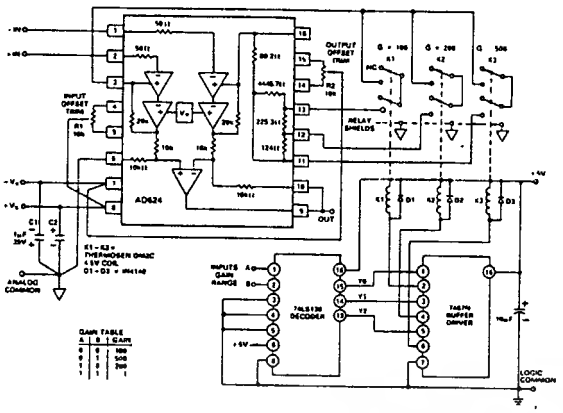


Figure 38. Gain Programmable Amplifier

A significant advantage in using the internal gain resistors in a programmable gain configuration is the minimization of thermocouple signals which are often present in multiplexed data acquisition systems.

If the full performance of the AD624 is to be achieved, the user must be extremely careful in designing and laying out his circuit to minimize the remaining thermocouple signals.

The AD624 can also be connected for gain in the output stage. Figure 39 shows an AD547 used as an active attenuator in the output amplifier's feedback loop. The active attenuation presents a very low impedance to the feedback resistors therefore minimizing the common-mode rejection ratio degradation.

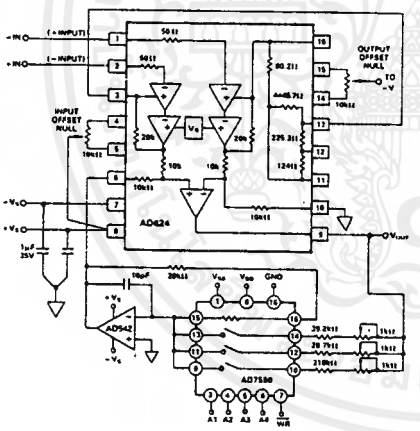


Figure 39. Programmable Output Gain

Another method for developing the switching scheme is to use a DAC. The AD7528 dual DAC which acts essentially as a pair of switched resistive attenuators having high analog linearity and symmetrical bipolar transmission is ideal in this application. The multiplying DAC's advantage is that it can handle inputs of either polarity or zero without affecting the programmed gain. The circuit shown uses an AD7528 to set the gain (DAC A) and to perform a fine adjustment (DAC B).

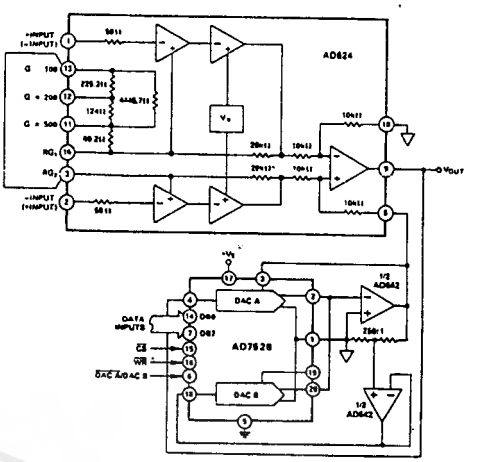


Figure 40. Programmable Output Gain Using a DAC

AUTO-ZERO CIRCUITS

In many applications it is necessary to provide very accurate data in high gain configurations. At room temperature the offset effects can be nulled by the use of offset trimpots. Over the operating temperature range, however, offset nulling becomes a problem. The circuit of Figure 41 shows a CMOS DAC operating in the bipolar mode and connected to the reference terminal to provide software controllable offset adjustments.

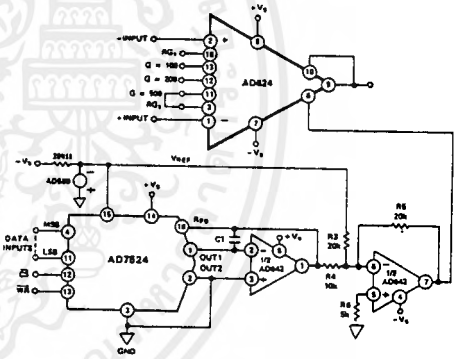


Figure 41. Software Controllable Offset

In many applications complex software algorithms for auto-zero applications are not available. For these applications Figure 42 provides a hardware solution.

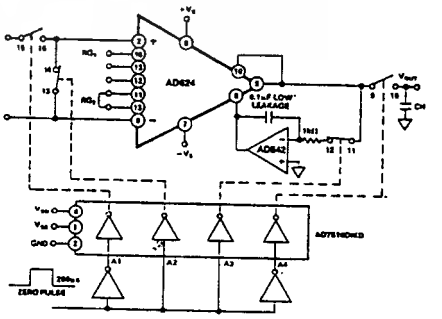


Figure 42. Auto-Zero Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The microprocessor controlled data acquisition system shown in Figure 43 includes includes both auto-zero and auto-gain capability. By dedicating two of the differential inputs, one to ground and one to the A/D reference, the proper program calibration cycles can eliminate both initial accuracy errors and accuracy errors over temperature. The auto-zero cycle, in this application, converts a number that appears to be ground and then writes that same number (8 bit) to the AD7524 which eliminates the zero error since its output has an inverted scale. The auto-gain cycle converts the A/D reference and compares it with full scale. A multiplicative correction factor is then computed and applied to subsequent readings.

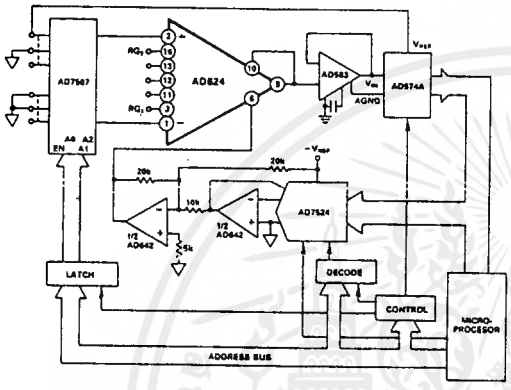


Figure 43. Microprocessor Controlled Data Acquisition System

WEIGH SCALE

Figure 44 shows an example of how an AD624 can be used to condition the differential output voltage from a load cell. The 10% reference voltage adjustment range is required to accommodate the 10% transducer sensitivity tolerance. The high linearity and low noise of the AD624 make it ideal for use in applications of this type particularly where it is desirable to measure small changes in weight as opposed to the absolute value. The addition of an auto gain/auto tare cycle will enable the system to remove offsets, gain errors, and drifts making possible true 14-bit performance.

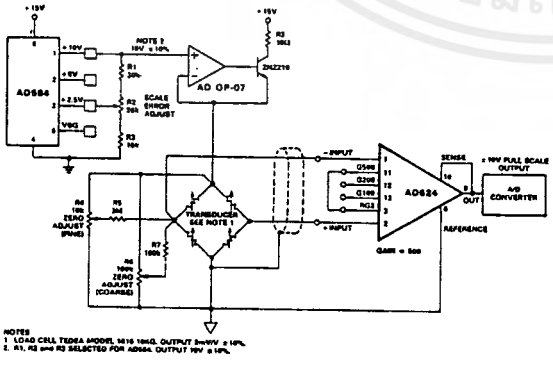


Figure 44. AD624 Weigh Scale Application

AC BRIDGE

Bridge circuits which use dc excitation are often plagued by errors caused by thermocouple effects, 1/f noise, dc drifts in the electronics, and line noise pick-up. One way to get around these problems is to excite the bridge with an ac waveform, amplify the bridge output with an ac amplifier, and synchronously demodulate the resulting signal. The ac phase and amplitude information from the bridge is recovered as a dc signal at the output of the synchronous demodulator. The low frequency system noise, dc drifts, and demodulator noise all get mixed to the carrier frequency and can be removed by means of a low pass filter. Dynamic response of the bridge must be traded off against the amount of attenuation required to adequately suppress these residual carrier components in the selection of the filter.

Figure 45 is an example of an ac bridge system with the AD630 used as a synchronous demodulator. The oscilloscope photograph shows the results of a 0.05% bridge imbalance caused by the 1Meg resistor in parallel with one leg of the bridge. The top trace represents the bridge excitation, the upper middle trace is the amplified bridge output, the lower-middle trace is the output of the synchronous demodulator and the bottom trace is the filtered dc system output.

This system can easily resolve a 0.5ppm change in bridge impedance. Such a change will produce a 6.3mV change in the low pass filtered dc output, well above the RTO drifts and noise.

The AC-CMRR of the AD624 decreases with the frequency of the input signal. This is due mainly to the package-pin capacitance associated with the AD624's internal gain resistors. If AC-CMRR is not sufficient for a given application, it can be trimmed by using a variable capacitor connected to the amplifier's RG_2 pin as shown in Figure 45.

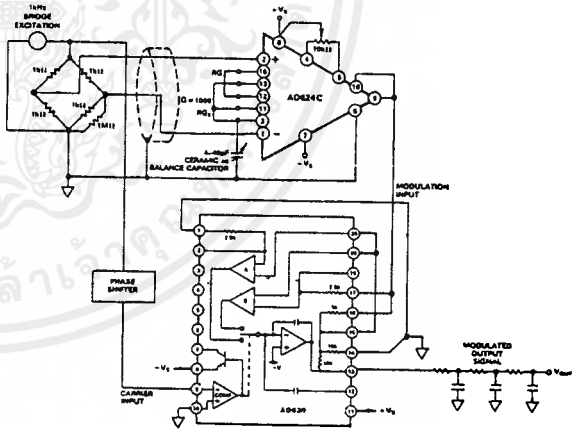


Figure 45. AC Bridge

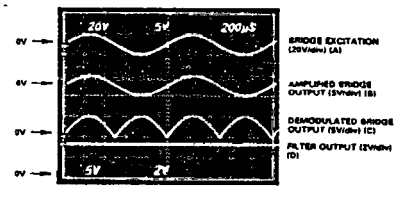


Figure 46. AC Bridge Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

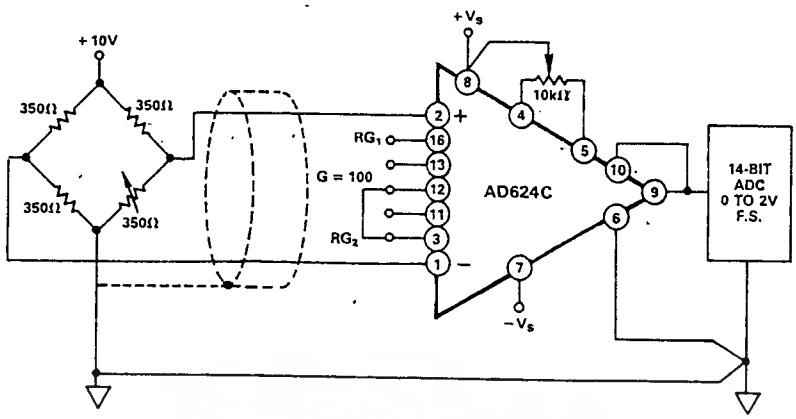


Figure 47. Typical Bridge Application

ERROR BUDGET ANALYSIS

To illustrate how instrumentation amplifier specifications are applied, we will now examine a typical case where an AD624 is required to amplify the output of an unbalanced transducer. Figure 47 shows a differential transducer, unbalanced by ≈5Ω, supplying a 0 to 20mV signal to an AD624C. The output of the IA feeds a 14-bit A to D converter with a 0 to 2 volt input voltage range. The operating temperature range is −25°C to +85°C. Therefore, the largest change in temperature ΔT within the operating range is from ambient to +85°C (85°C − 25°C = 60°C).

In many applications, differential linearity and resolution are of prime importance. This would be so in cases where the absolute value of a variable is less important than changes in value. In these applications, only the irreducible errors (20ppm = 0.002%) are significant. Furthermore, if a system has an intelligent processor monitoring the A to D output, the addition of a auto-gain/auto-zero cycle will remove all reducible errors and may eliminate the requirement for initial calibration. This will also reduce errors to 0.002%.

Error Source	AD624C Specifications	Calculation	Effect on Absolute Accuracy at T_A = 25°C	Effect on Absolute Accuracy at T_A = 85°C	Effect on Resolution
Gain Error	±0.1%	±0.1% = 1000ppm	1000ppm	1000ppm	–
Gain Instability	10ppm	(10ppm/°C)(60°C) = 600ppm	–	600ppm	–
Gain Nonlinearity	±0.001%	±0.001% = 10ppm	–	–	10ppm
Input Offset Voltage	±25μV, RTI	±25μV/20mV = ±1250ppm	1250ppm	1250ppm	–
Input Offset Voltage Drift	±0.25μV/°C	(±0.25μV/°C)(60°C) = 15μV 15μV/20mV = 750ppm	–	750ppm	–
Output Offset Voltage[1]	±2.0mV	±2.0mV/20mV = 1000ppm	1000ppm	1000ppm	–
Output Offset Voltage Drift[1]	±10μV/°C	(±10μV/°C)(60°C) = 600μV 600μV/20mV = 300ppm	–	300ppm	–
Bias Current – Source Imbalance Error	±15nA	(±15nA)(5Ω) = 0.075μV 0.075μV/20mV = 3.75ppm	3.75ppm	3.75ppm	–
Offset Current – Source Imbalance Error	±10nA	(±10nA)(5Ω) = 0.050μV 0.050μV/20mV = 2.5ppm	2.5ppm	2.5ppm	–
Offset Current – Source Resistance – Error	±10nA	(10nA)(175Ω) = 3.5μV 3.5μV/20mV = 87.5ppm	87.5ppm	87.5ppm	–
Offset Current – Source Resistance – Drift	±100pA/°C	(100pA/°C)(175Ω)(60°C) = 1μV 1μV/20mV = 50ppm	–	50ppm	–
Common Mode Rejection 5V dc	115dB	115dB = 1.8ppm × 5V = 9μV 9μV/20mV = 444ppm	450ppm	450ppm	–
Noise, RTI (0.1–10Hz)	0.22μV p-p	0.22μV p-p/20mV = 10ppm	–	–	10ppm
		Total Error	3793.75ppm	5493.75ppm	20ppm

[1]Output offset voltage and output offset voltage drift are given as RTI figures.

Table II. Error Budget Analysis of AD624CD in Bridge Application

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALOG DEVICES

Low Cost High Accuracy IC Op Amps

AD741 SERIES

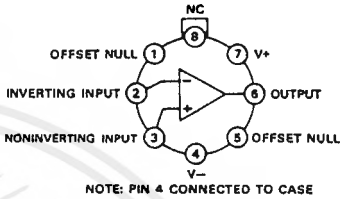
FEATURES

Precision Input Characteristics
- Low V_{OS}: 0.5mV max (L)
- Low V_{OS} Drift: 5μV/°C max (L)
- Low I_b: 50nA max (L)
- Low I_{os}: 5nA max (L)
- High CMRR: 90dB min (K, L)

High Output Capability
- A_{ol} = 25,000 min, 1kΩ load (J, S)
  T_{min} to T_{max}
- V_o = ±10V min, 1kΩ load (J, S)

AD741 SERIES FUNCTIONAL DIAGRAMS

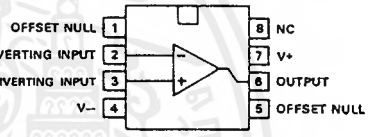
TO-99



NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE

TOP VIEW

8-Pin Mini-DIP



TOP VIEW

GENERAL DESCRIPTION

The Analog Devices AD741 series are high performance monolithic operational amplifiers. All the devices feature full short circuit protection and internal compensation.

The Analog Devices AD741J, AD741K, AD741L and AD741S are specially tested and selected versions of the standard AD741 operational amplifier. Improved processing and additional electrical testing guarantee the user precision performance at a very low cost. The AD741J, K and L substantially increase overall accuracy over the standard AD741C by providing maximum limits on offset voltage drift and significantly reducing the errors due to offset voltage, bias current, offset current, voltage gain, power supply rejection, and common mode rejection. For example, the AD741L features maximum offset voltage drift of 5μV/°C, offset voltage of 0.5mV max, offset current of 5nA max, bias current of 50nA max, and a CMRR of 90dB min. The AD741S offers guaranteed performance over the extended temperature range of −55°C to +125°C, with max offset voltage drift of 15μV/°C, max offset voltage of 4mV, max offset current of 25nA, and a minimum CMRR of 80dB.

HIGH OUTPUT CAPABILITY

Both the AD741J and AD741S offer the user the additional advantages of high guaranteed output current and gain at low values of load impedance. The AD741J guarantees a minimum gain of 25,000 swinging ±10V into a 1kΩ load from 0 to +70°C. The AD741S guarantees a minimum gain of 25,000 swinging ±10V into a 1kΩ load from −55°C to +125°C.

All devices feature full short circuit protection, high gain, high common mode range, and internal compensation. The AD741J, K and L are specified for operation from 0 to +70°C, and are available in both the TO-99 and mini-DIP packages. The AD741S is specified for operation from −55°C to +125°C, and is available in the TO-99 package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS (typical @ +25°C and ±15V dc, unless otherwise specified)

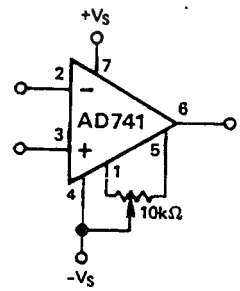
Model	AD741C Min	AD741C Typ	AD741C Max	AD741 Min	AD741 Typ	AD741 Max	AD741J Min	AD741J Typ	AD741J Max	Units
OPEN LOOP GAIN										
R_L = 1kΩ, V_O = ±10V							50,000	200,000		V/V
R_L = 2kΩ, V_O = ±10V	20,000	200,000		50,000	200,000					V/V
T_A = min to max R_L = 2kΩ	15,000			25,000			25,000			V/V
OUTPUT CHARACTERISTICS										
Voltage @ R_L = 1kΩ, T_A = min to max							±10	±13		V
Voltage @ R_L = 2kΩ, T_A = min to max	±10	±13		±10	±13					V
Short Circuit Current		25			25			25		mA
FREQUENCY RESPONSE										
Unity Gain, Small Signal		1			1			1		MHz
Full Power Response		10			10			10		kHz
Slew Rate		0.5			0.5			0.5		V/μs
Transient Response (Unity Gain)										
Rise Time $C_L \leq$ 10V p-p		0.3			0.3			0.3		μs
Overshoot		5.0			5.0			5.0		%
INPUT OFFSET VOLTAGE										
Initial, $R_S \leq$ 10kΩ, Adj. to Zero		1.0	6.0		1.0	5.0		1.0	3.0	mV
T_A = min to max		1.0	7.5		1.0	6.0			4.0	mV
Average vs. Temperature (Untrimmed)									20	μV/°C
vs. Supply, T_A = min to max								30	100	μV/V
INPUT OFFSET CURRENT										
Initial		20	200		20	200		5	50	nA
T_A = min to max		40	300		85	500			100	nA
Average vs. Temperature								0.1		nA/°C
INPUT BIAS CURRENT										
Initial		80	500		80	500		40	200	nA
T_A = min to max		120	800		300	1,500			400	nA
Average vs. Temperature								0.6		nA/°C
INPUT IMPEDANCE DIFFERENTIAL	0.3	2.0		0.3	2.0			1.0		MΩ
INPUT VOLTAGE RANGE[1]										
Differential, max Safe									±30	V
Common Mode, max Safe	±12	±13		±12	±13			±15		V
Common Mode Rejection,										
$R_S \leq$ 10kΩ, T_A = min to max,										
V_{IN} = ±12V	70	90		70	90		80	90		dB
POWER SUPPLY										
Rated Performance		±15			±15			±15		V
Operating							±5		±18	V
Power Supply Rejection Ratio		30	150		30	150				μV/V
Quiescent Current		1.7	2.8		1.7	2.8		2.2	3.3	mA
Power Consumption		50	85		50	85		50	85	mW
T_A = min					60	100				mW
T_A = max					45	75				mW
TEMPERATURE RANGE										
Operating Rated Performance	0		+70	-55		+125	0		+70	°C
Storage	-65		+150	-65		+150	-65		+150	°C

NOTES

[1] For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.



Standard Nulling Offset Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Model	AD741K Min	AD741K Typ	AD741K Max	AD741L Min	AD741L Typ	AD741L Max	AD741S Min	AD741S Typ	AD741S Max	Units
OPEN LOOP GAIN										
R_L = 1kΩ, V_O = ±10V							50,000	200,000		V/V
R_L = 2kΩ, V_O = ±10V	50,000	200,000		50,000	200,000					V/V
T_A = min to max R_L = 2kΩ	25,000			25,000			25,000			V/V
OUTPUT CHARACTERISTICS										
Voltage @ R_L = 1kΩ, T_A = min to max										V
Voltage @ R_L = 2kΩ, T_A = min to max	±10	±13		±10	±13		±10	±13		V
Short Circuit Current		25			25			25		mA
FREQUENCY RESPONSE										
Unity Gain, Small Signal		1			1			1		MHz
Full Power Response		10			10			10		kHz
Slew Rate		0.5			0.5			0.5		V/μs
Transient Respone (Unity Gain)										
Rise Time		0.3			0.3			0.3		μs
Overshoot		5.0			5.0			5.0		%
INPUT OFFSET VOLTAGE										
Initial, $R_S \leq$ 10kΩ, Adj. to Zero		0.5	2.0		0.2	0.5		1.0	2	mV
T_A = min to max			3.0			1.0			4	mV
Average vs. Temperature (Untrimmed)		6.0	15.0		2.0	5.0		6.0	15.0	μV/°C
vs. Supply, T_A = min to max		5	15.0		5	15.0		30	100	μV/V
INPUT OFFSET CURRENT										
Initial		2	10		2	5		2	10	nA
T_A = min to max			15			10			25	nA
Average vs. Temperature		0.02	0.2		0.02	0.1		0.1	0.25	nA/°C
INPUT BIAS CURRENT										
Initial		30	75		30	50		30	75	nA
T_A = min to max			120			100			250	nA
Average vs. Temperature		0.6	1.5		0.6	1.0		0.6	2.0	nA/°C
INPUT IMPEDANCE DIFFERENTIAL		2			2			2		MΩ
INPUT VOLTAGE RANGE[1]										
Differential, max Safe		±30			±30			±30		V
Common Mode max Safe		±15			±15			±15		V
Common Mode Rejection, $R_S \leq$ 10kΩ, T_A = min to max V_{IN} = ±12V	90	100		90	100		90	100		dB
POWER SUPPLY										
Rated Performance		±15			±15			±15		V
Operating	±5		±22	±5		±22	±5		±22	V
Power Supply Rejection Ratio										μV/V
Quiescent Current		1.7	2.8		1.7	2.8		2.0	2.8	mA
Power Consumption		50	85		50	85		50	85	mW
T_A = min								60	100	mW
T_A = max								75	115	mW
TEMPERATURE RANGE										
Operating Rated Performance	0		+70	0		+70	-55		+125	°C
Storage	-65		+150	-65		+150	-65		+150	°C

NOTES
[1] For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Options*	Initial Off-Set Voltage
AD741CN	0 to +70°C	Mini-DIP (N-8)	6.0mV
AD741CH	0 to +70°C	TO-99 (H-08A)	6.0mV
AD741JN	0 to +70°C	Mini-DIP (N-8)	3.0mV
AD741JH	0 to +70°C	TO-99 (H-08A)	3.0mV
AD741KN	0 to +70°C	Mini-DIP (N-8)	2.0mV
AD741KH	0 to +70°C	TO-99 (H-08A)	2.0mV
AD741LN	0 to +70°C	Mini-DIP (N-8)	0.5mV
AD741LH	0 to +70°C	TO-99 (H-08A)	0.5mV
AD741H	-55°C to +125°C	TO-99 (H-08A)	5.0mV
AD741SH	-55°C to +125°C	TO-99 (H-08A)	2.0mV

*See Section 16 for package outline information.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Absolute Maximum Ratings	AD741, J, K, L, S	AD741C
Supply Voltage	±22V	±18V
Internal Power Dissipation	500mW[1]	500mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V
Input Voltage	±15V	±15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 60 seconds)	300°C	300°C
Output Short Circuit Duration	Indefinite[2]	Indefinite

NOTES
[1] Rating applies for case temperature to +125°C. Derate TO-99 linearity at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +70°C.
[2] Rating applies for shorts to ground or either supply at case temperatures to +125°C or ambient temperatures to +75°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves

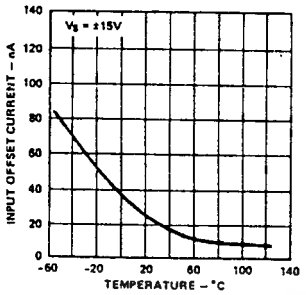


Figure 1. Offset Current vs. Temperature

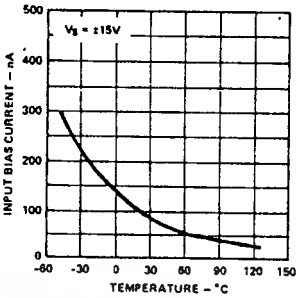


Figure 2. Bias Current vs. Temperature

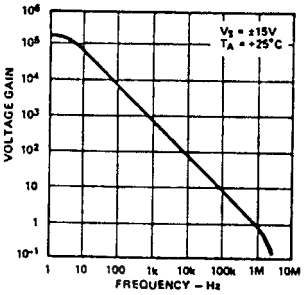


Figure 3. Open Loop Gain vs. Frequency

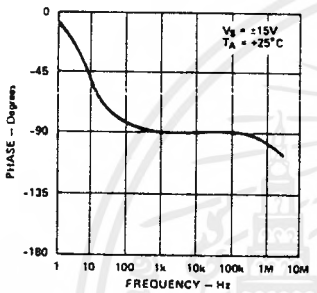


Figure 4. Open Loop Phase Response vs. Frequency

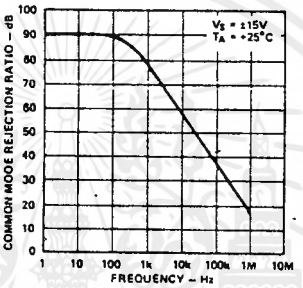


Figure 5. Common Mode Rejection vs. Frequency

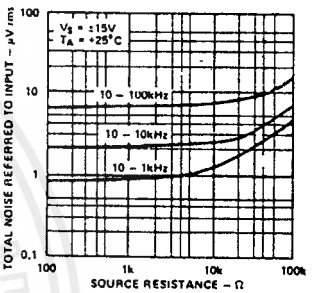


Figure 6. Broad Band Noise vs. Source Resistance

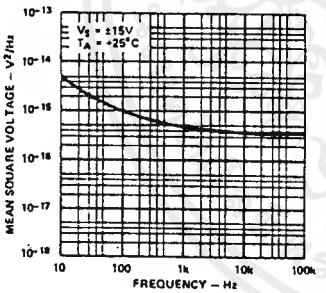


Figure 7. Input Noise Voltage vs. Frequency

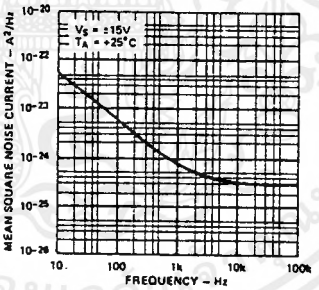


Figure 8. Input Noise Current vs. Frequency

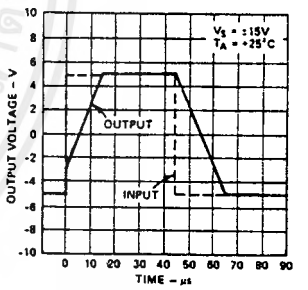


Figure 9. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

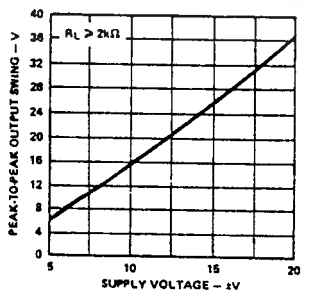


Figure 10. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

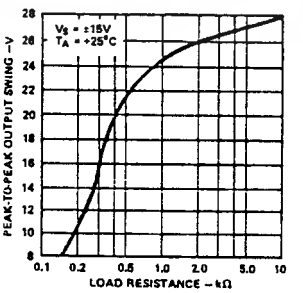


Figure 11. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

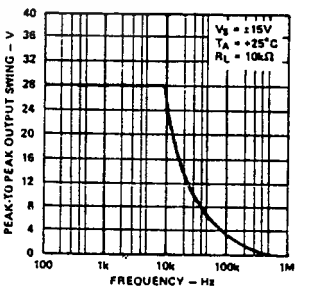


Figure 12. Output Voltage Swing vs. Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALOG DEVICES

Ultralow Offset Voltage Op Amp

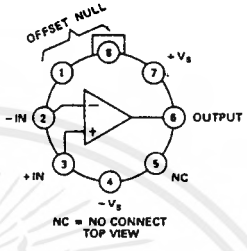
AD OP-07

FEATURES

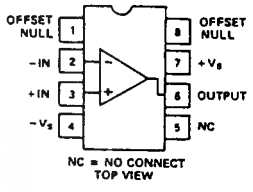
- Ten Times More Gain than Other OP-07 Devices (3.0M min)
- Ultralow Offset Voltage: 10μV
- Ultralow Offset Voltage Drift: 0.2μV/°C
- Ultrastable vs. Time: 0.2μV/°C
- Ultralow Noise: 0.35μV p-p
- No External Components Required
- Monolithic Construction
- High Common-Mode Input Range: ±14.0V
- Wide Power Supply Voltage Range: ±3V to ±18V
- Fits 725, 108A/308A Sockets
- Military Parts and Plus Parts Available
- 8-Pin Plastic Mini-DIP, Cerdip, Small Outline or TO-99 Hermetic Metal Can
- Available in Wafer-Trimmed Chip Form

AD OP-07 CONNECTION DIAGRAMS

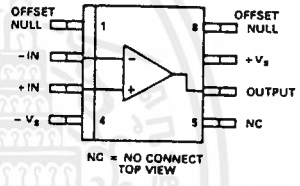
TO-99 (H) Package



Plastic Mini-DIP (N) Package and Cerdip (Q) Package



Small Outline (R) Package



PRODUCT DESCRIPTION

The AD OP-07 is an improved version of the industry-standard OP-07 precision operational amplifier. A guaranteed minimum open-loop voltage gain of 3,000,000 (AD OP-07A) represents an order of magnitude improvement over older designs; this affords increased accuracy in high closed-loop gain applications. Typical input offset voltages as low as 10μV, typical bias currents of 0.7nA, internal compensation and device protection eliminate the need for external components and adjustments. An input offset voltage temperature coefficient of 0.2μV/°C (typ) and long-term stability of 0.2μV/month (typ) eliminate recalibration or loss of initial accuracy.

A true differential operational amplifier, the AD OP-07 has a high common-mode input voltage range (±13V, min) common-mode rejection ratio (typically up to 126dB) and high differential input impedance (50MΩ typ); these features combine to assure high accuracy in noninverting configurations. Such applications include instrumentation amplifiers, where the increased open-loop gain maintains high linearity at high closed-loop gains.

The AD OP-07 is available in five performance grades. The AD OP-07E, AD OP-07C and AD OP-07D are specified for operation over the 0 to +70°C temperature range, while the AD OP-07A and AD OP-07 are specified for −55°C to +125°C operation. All devices are available in either the TO-99 hermetically sealed metal cans or the hermetically sealed cerdip packages, while the industrail grades are also available in plastic 8-pin mini-DIPs and small outline packages.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Increased open-loop voltage gain (3.0 million, min) results in better accuracy and linearity in high closed-loop gain applications.
2. Ultralow offset voltage and offset voltage drift, combined with low input bias currents, allow the AD OP-07 to maintain high accuracy over the entire operating temperature range.
3. Internal frequency compensation, ultralow input offset voltage and full device protection eliminate the need for additional components. This reduces circuit size and complexity and increases reliability.
4. High input impedances, large common mode input voltage range and high common mode rejection ratio make the AD OP-07 ideal for noninverting and differential instrumentation applications.
5. Monolithic construction along with advanced circuit design and processing techniques result in low cost.
6. The input offset voltage is trimmed at the wafer stage. Unmounted chips are available for hybrid circuit applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS (T_A = +25°C, V_S = ±15V, unless otherwise specified)

Model		AD OP-07E			AD OP-07C			AD OP-07D		
Parameter	**Symbol**	**Min**	**Typ**	**Max**	**Min**	**Typ**	**Max**	**Min**	**Typ**	**Max**
OPEN LOOP GAIN	A_{VO}	2,000	5,000		1,200	4,000		1,200	4,000	
		1,800	4,500		1,000	4,000		1,000	4,000	
		300	1,000		300	1,000		300	1,000	
OUTPUT CHARACTERISTICS										
Maximum Output Swing	V_{OM}	±12.5	±13.0		±12.0	±13.0		±12.0	±13.0	
		±12.0	±12.8		±11.5	±12.8		±11.5	±12.8	
		±10.5	±12.0			±12.0				
		±12.0	±12.6		±11.0	±12.6		±11.0	±12.6	
Open-Loop Output Resistance	R_O		60			60			60	
FREQUENCY RESPONSE										
Closed Loop Bandwidth	BW		0.6			0.6			0.6	
Slew Rate	SR		0.17			0.17			0.17	
INPUT OFFSET VOLTAGE										
Initial	V_{OS}		30	75		60	150		60	150
			45	130		85	250		85	250
Adjustment Range			±4			±4			±4	
Average Drift										
No External Trim	TCV_{OS}		0.3	1.3		0.5	1.8		0.7	2.5
With External Trim	TCV_{OSN}		0.3	1.3		0.4	1.6		0.7	2.5
Long Term Stability	V_{OS}/Time		0.3	1.5		0.4	2.0		0.5	3.0
INPUT OFFSET CURRENT										
Initial	I_{OS}		0.5	3.8		0.8	6.0		0.8	6.0
			0.9	5.3		1.6	8.0		1.6	8.0
Average Drift	TCI_{OS}		8	35		12	50		12	50
INPUT BIAS CURRENT										
Initial	I_B		±1.2	±4.0		±1.8	±7.0		±2.0	±12
			±1.5	±5.5		±2.2	±9.0		±3.0	±14
Average Drift	TCI_B		13	35		18	50		18	50
INPUT RESISTANCE										
Differential	R_{IN}	15	50		8	33		7	31	
Common Mode	R_{INCM}		160			120			120	
INPUT NOISE										
Voltage	e_n p-p		0.35	0.6		0.38	0.65		0.38	0.65
Voltage Density	e_n		10.3	18.0		10.5	20.0		10.5	20.0
			10.0	13.0		10.2	13.5		10.2	13.5
			9.6	11.0		9.8	11.5		9.8	11.5
Current	i_n p-p		14	30		15	35		15	35
Current Density	i_n		0.32	0.80		0.35	0.90		0.35	0.90
			0.14	0.23		0.15	0.27		0.15	0.27
			0.12	0.17		0.13	0.18		0.13	0.18
INPUT VOLTAGE RANGE										
Common Mode	CMVR	±13.0	±14.0		±13.0	±14.0		±13.0	±14.0	
		±13.0	±13.5		±13.0	±13.5		±13.0	±13.5	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	106	123		100	120		94	110	
		103	123		97	120		94	106	
POWER SUPPLY										
Current, Quiescent	I_Q		3.0	4.0		3.5	5.0		3.5	5.0
Power Consumption	P_D		90	120		105	150		105	150
			6.0	9.0		6.0	9.0		6.0	9.0
Rejection Ratio	PSRR[1]	94	107		90	104		90	104	
		90	104		86	100		86	100	
OPERATING TEMPERATURE RANGE	T_{min}, T_{max}	0		+70	0		+70	0		+70
PACKAGE OPTIONS[3]										
Small Outline (R-8)						AD OP-07CR				
Plastic Mini-DIP (N-8)			AD OP-07EN			AD OP-07CN			AD OP-07DN	
Cerdip (Q-8)			AD OP-07EQ			AD OP-07CQ			AD OP-07DQ	
TO-99 (H-08A)			AD OP-07EH			AD OP-07CH			AD OP-07DH	

NOTES

[1]Input Offset Voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. Additionally, the AD OP-07A offset voltage is guaranteed fully warmed up.

[2]Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods of time and is extrapolated from high temperature test data. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically 2.5μV – Parameter is not 100% tested: 90% of units meet this specification.

[3]See Section 16 for package outline information.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD OP-07A			AD OP-07				
Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Test Conditions	Units
3,000	5,000		2,000	5,000		$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	V/mV
2,000	4,000		1,500	4,000		$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$, T_{min} to T_{max}	V/mV
300	1,000		300	1,000		$R_L = 500\Omega$, $V_O = \pm 0.5V$, $V_S = \pm 3V$	V/mV
±12.5	±13.0		±12.5	±13.0		$R_L \geq 10k\Omega$	V
±12.0	±12.8		±12.0	±12.8		$R_L \geq 2k\Omega$	V
±10.5	±12.0		±10.5	±12.0		$R_L \geq 1k\Omega$	V
±12.0	±12.6		±12.0	±12.6		$R_L \geq 2k\Omega$, T_{min} to T_{max}	V
	60			60		$V_O = 0$, $I_O = 0$	Ω
	0.6			0.6		$A_{VCL} = +1.0$	MHz
	0.17			0.17		$R_L \geq 2k$	V/μs
	10	25		30	75	Note 1	μV
	25	60[1]		60	200[1]	T_{min} to T_{max}	μV
	±4			±4		$R_P = 20k\Omega$	mV
	0.2	0.6		0.3	1.3	T_{min} to T_{max}	μV/°C
	0.2	0.6		0.3	1.3	$R_P = 20k\Omega$, T_{min} to T_{max}	μV/°C
	0.2	1.0		0.2	1.0	Note 2	μV/Month
	0.3	2.0		0.4	2.8		nA
	0.8	4.0		1.2	5.6	T_{min} to T_{max}	nA
	5	25		8	50	T_{min} to T_{max}	pA/°C
	±0.7	±2.0		±1.0	±3.0		nA
	±1.0	±4.0		±2.0	±6.0	T_{min} to T_{max}	nA
	8	25		13	50	T_{min} to T_{max}	pA/°C
30	80		20	60			MΩ
	200			200			GΩ
	0.35	0.6		0.35	0.6	0.1Hz to 10Hz	μV p-p
	10.3	18.0		10.3	18.0	$f_O = 10Hz$	$nV/\sqrt{Hz}$
	10.0	13.0		10.0	13.0	$f_O = 100Hz$	$nV/\sqrt{Hz}$
	9.6	11.0		9.6	11.0	$f_O = 1kHz$	$nV/\sqrt{Hz}$
	14	30		14	30	0.1Hz to 10Hz	pA p-p
	0.32	0.80		0.32	0.80	$f_O = 10Hz$	$pA/\sqrt{Hz}$
	0.14	0.23		0.14	0.23	$f_O = 100Hz$	$pA/\sqrt{Hz}$
	0.12	0.17		0.12	0.17	$f_O = 1kHz$	$pA/\sqrt{Hz}$
±13.0	±14.0		±13.0	±14.0			V
±13.0	±13.5		±13.0	±13.5		T_{min} to T_{max}	V
110	126		110	126		$V_{CM} = \pm CMVR$	dB
106	123		106	123		$V_{CM} = \pm CMVR$, T_{min} to T_{max}	dB
	3.0	4.0		30	4.0	$V_S = \pm 15V$	mA
	90	120		90	120	$V_S = \pm 15V$	mW
	6.0	8.4		6.0	8.4	$V_S = \pm 3V$	mW
100	110		100	110		$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	dB
94	106		94	106		$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$, T_{min} to T_{max}	dB
−55		+125	−55		+125		°C
AD OP-07AQ AD OP-07AH			AD OP-07Q AD OP-07H				

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

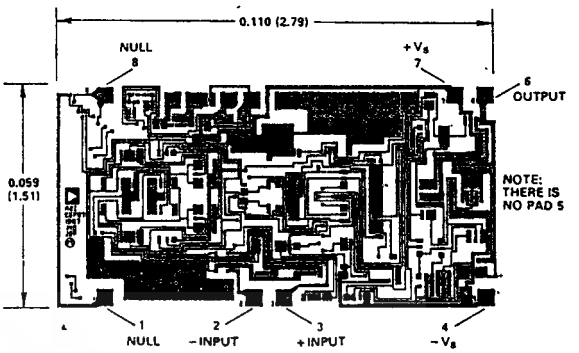
Supply Voltage . . . . . ±22V
Internal Power Dissipation (Note 1) 500mW
Differential Input Voltage . . . . . ±30V
Input Voltage . . . . . $\pm V_S$
Output Short Circuit Duration . . . . . Indefinite
Storage Temperature Range . . . . . −65°C to +150°C
Operating Temperature Range
AD OP-07A, AD OP-07 . . . . . −55°C to +125°C
AD OP-07E, AD OP-07C, AD OP-07D . . . . 0 to +70°C
Lead Temperature Range (Soldering 60sec) . . . . . +300°C

NOTES
Note 1: Maximum package power dissipation vs. ambient temperature.

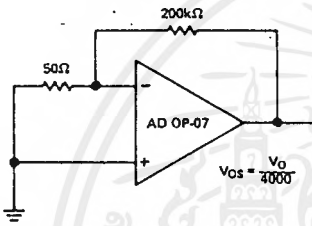
Package Type	Maximum Ambient Temperature for Rating	Derate Above Maximum Ambient Temperature
TO-99 (H)	80°C	7.1mW/°C
Mini-DIP (N)	36°C	5.6mW/°C
Cerdip (Q)	75°C	6.7mW/°C

CHIP DIMENSIONS AND BONDING DIAGRAM

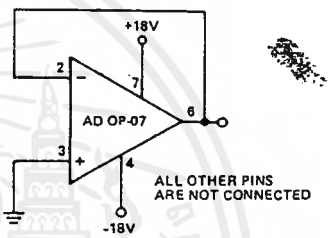
Dimensions shown in inches and (mm).



THE AD OP-07 IS AVAILABLE IN WAFER-TRIMMED CHIP FORM FOR PRECISION HYBRIDS. CONSULT THE FACTORY FOR DETAILS.



Offset Voltage Test Circuit



Burn-In Circuit

AD OP-07 ORDERING GUIDE

Model	Package Option	Temperature Range (°C)	Max Initial Offset (μV)	Max Offset Drift (μV/°C)
AD OP-07EH	TO-99	0 to +70	75	1.3
AD OP-07EN	Mini-DIP	0 to +70	75	1.3
AD OP-07EQ	Cerdip	0 to +70	75	1.3
AD OP-07CH	TO-99	0 to +70	150	1.8
AD OP-07CN	Mini-DIP	0 to +70	150	1.8
AD OP-07CQ	Cerdip	0 to +70	150	1.8
AD OP-07CR	Small Outline	0 to +70	150	1.8
AD OP-07DH	TO-99	0 to +70	150	2.5
AD OP-07DN	Mini-DIP	0 to +70	150	2.5
AD OP-07DQ	Cerdip	0 to +70	150	2.5
AD OP-07AH	TO-99	−55 to +125	25	0.6
AD OP-07AQ	Cerdip	−55 to +125	25	0.6
AD OP-07H	TO-99	−55 to +125	75	1.3
AD OP-07Q	Cerdip	−55 to +125	75	1.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The AD OP-07 may be directly substituted for other OP-07's as well as 725, 108/208/308, 108A/208A/308A, 714, OP-05 or LM11 devices, with or without removal of external frequency compensation or offset nulling components. If used to replace 741 devices, offset nulling components must be removed (or referenced to $+V_S$). Input offset voltage of the AD OP-07 is very low, but if additional nulling is required, the circuit shown in Figure 1 is recommended.

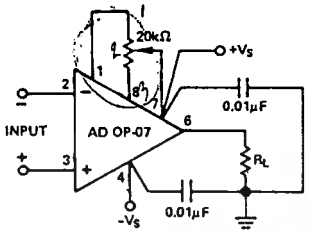


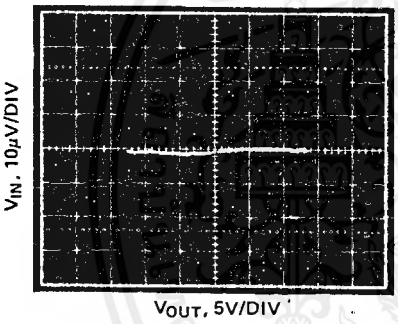
Figure 1. Optional Offset Nulling Circuit and Power Supply Bypassing

The AD OP-07 provides stable operation with load capacitances up to 500pF and ±10V swings; larger capacitances should be decoupled with 50Ω resistor.

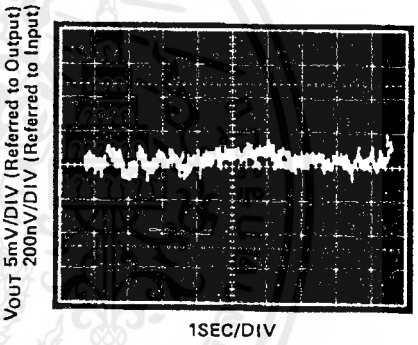
Stray thermoelectric voltages generated by dissimilar metals (thermocouples) at the contacts to the input terminals can prevent realization of the drift performance indicated. Best operation will be obtained when both input contacts are maintained at the same temperature, preferably close to the temperature of the device's package.

Although the AD OP-07 features high power supply rejection, the effects of noise on the power supplies may be minimized by bypassing the power supplies as close to pins 4 and 7 of the AD OP-07 as possible, to load ground with a good-quality 0.01μF ceramic capacitor as shown in Figure 1.

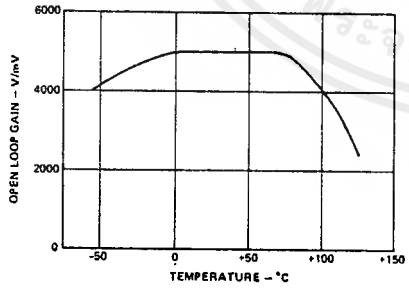
Performance Curves (typical @ T_A = +25°C, V_S = ±15V, AD OP-07 Grade Device unless otherwise noted)



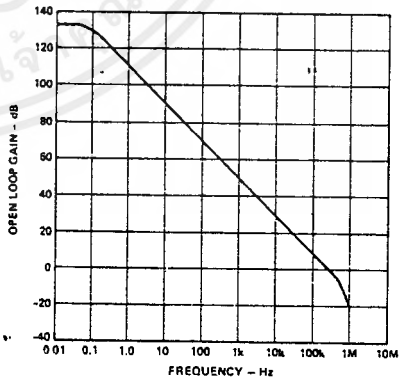
AD OP-07 Open Loop Gain Curve



AD OP-07 Low Frequency Noise (See Test Circuit, on the Previous Page)



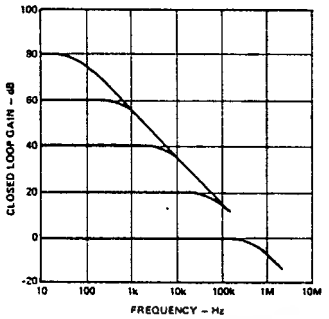
Open Loop Gain vs. Temperature



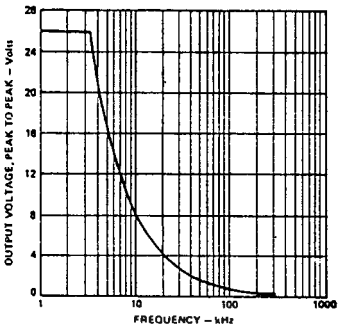
Open Loop Frequency Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

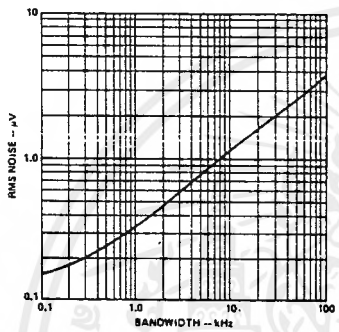
Typical Performance Curves



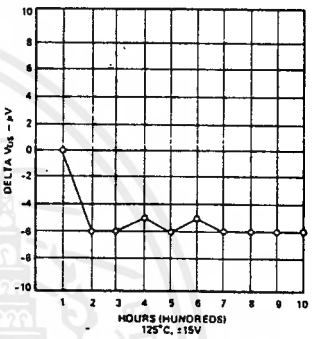
Closed Loop Response for Various Gain Configurations



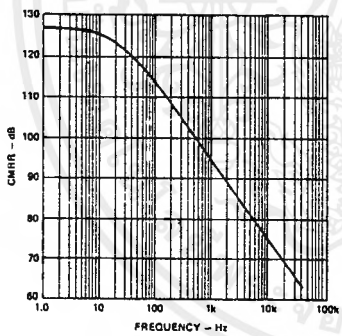
Maximum Undistorted Output vs. Frequency



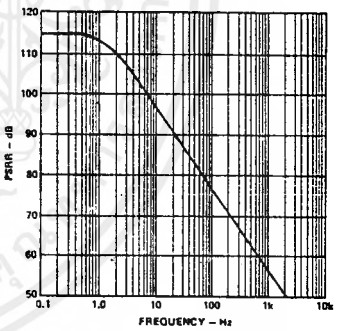
Input Wideband Noise vs. Bandwidth (0.1kHz to Frequency Indicated)



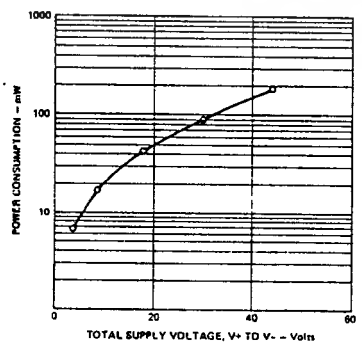
Offset Voltage vs. Time



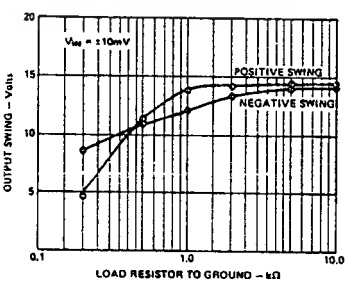
CMRR vs. Frequency



PSRR vs. Frequency



Power Consumption vs. Power Supply



Output Voltage vs. Load Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106, 7107
3½ Digit Single Chip A/D Converter

FEATURES

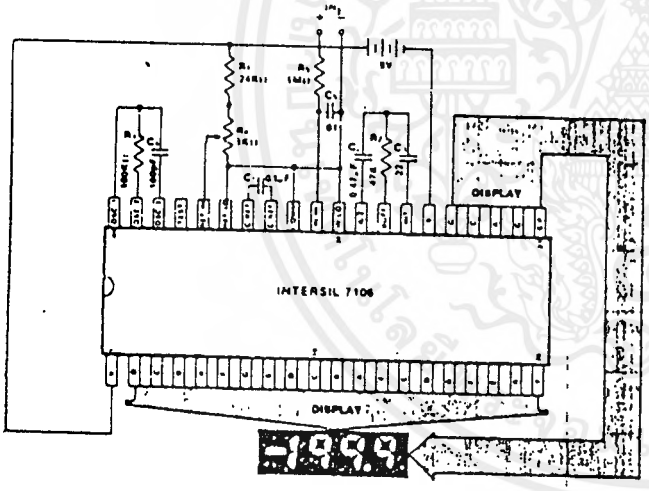
- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA input current typical.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
  — LED ICL7107
- Low noise - less than 15μV pk-pk.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation Kit available.

GENERAL DESCRIPTION

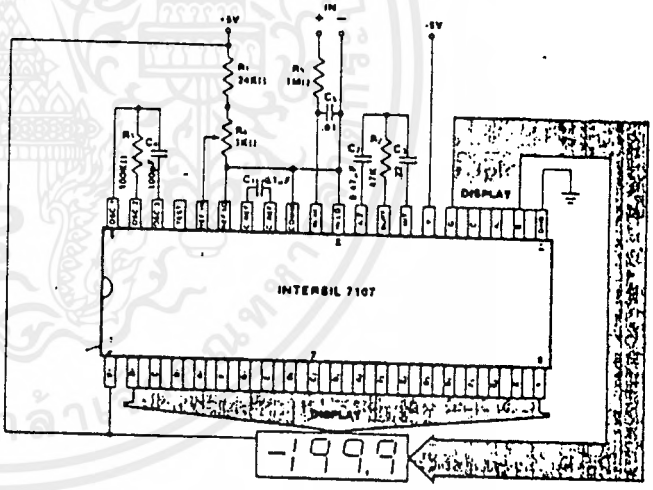
The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters. All the necessary active devices are contained on a single CMOS I.C., including seven segment decoders, display drivers, reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10μV, zero drift of less than 1μV/° C, input bias current of 10 pA max., and roll-over error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.

TYPICAL CONNECTION DIAGRAMS



ICL7106 with Liquid Crystal Display

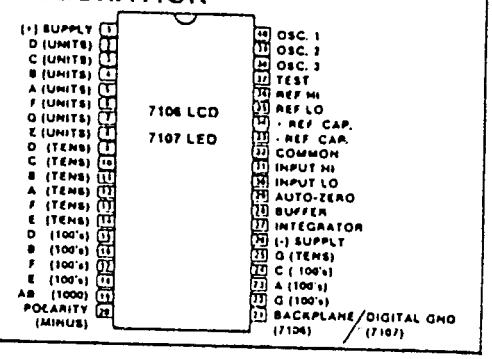


ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION

Part	Package	Temp. Range	Order Part #
7106	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CDL
7106	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CPL
7107	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CDL
7107	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CPL
7106 Kit 7107 Kit	Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware. See page 10.		ICL7106EV/Kit ICL7107EV/Kit

PIN CONFIGURATION



INTERSIL, INC., 10710 N. TANTAU AVE., CUPERTINO, CA 95014
(408) 996-5000 TWX: 910-338-0171

Printed in U.S.A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

ICL 7106

Supply Voltage (V+ to V–) 15V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1) ..... V+ to V–
Reference Input Voltage (either input) ..... V+ to V–
Clock Input ..... Test to V+
Power Dissipation (Note 2)
  Ceramic Package ..... 1000 mW
  Plastic Package ..... 800 mW
Operating Temperature ..... 0°C to +70°C
Storage Temperature ..... –65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec) ..... 300°C

ICL 7107

Supply Voltage V+ ..... +6V
  V– ..... –9V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1) ..... V+ to V–
Reference Input Voltage (either input) ..... V+ to V–
Clock Input ..... Gnd to V+
Power Dissipation (Note 1)
  Ceramic Package ..... 1000 mW
  Plastic Package ..... 800 mW
Operating Temperature ..... 0°C to +70°C
Storage Temperature ..... –65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec) ..... 300°C

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to ±100μA.

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	Vin = 0.0V Full Scale = 200.0 mV	-000.0	±000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	Vin = Vref Vref = 100 mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	–Vin = +Vin ≈ 200.0mV	-1	±.2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	±.2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	Vcm = ±1V, Vin = 0V. Full Scale = 200.0mV.		50		μV/V
Noise (Pk - Pk value not exceeded 95% of time)	Vin = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current @ Input	Vin = 0V		1	10	pA
Zero Reading Drift	Vin = 0 0° < T_A <70°C		0.2	1	μV/°C
Scale Factor Temperature Coefficient	Vin = 199.0mV 0< T_A < 70°C (Ext.Ref.0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
Supply Current (Does not include LED current for 7107)	Vin = 0		0.8	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to pos. supply)	25KΩ between Common & pos. Supply	2.4	2.8	3.2	Volts
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to pos. Supply)	25KΩ between Common & pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7106 ONLY Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
7107 ONLY Segment Sinking Current (Pin 19 only)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at T_A = 25° C, f_{clock} = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4.

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1.ดุลยวัจน์ จอมทอง, "การศึกษาและการสร้างตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูง แบบ $YBa_2Cu_3O_{7-X}$" ปี2514

2.ผศ.ดำรงศักดิ์ มณีพงษ์สวัสดิ์, "ฟิสิกส์ของแข็ง 2",PH422,ปี2523

3.รศ.กฤษดา วิศวธีรานนท์, "ไอซีดิจิตอล", ปี2521

4.นางสาว ชบา ชมภูพงษ์, "การศึกษาผลของสนามแม่เหล็กที่มีต่อตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดอุณหภูมิสูงชนิดเซรามิก",ปี 2538

5."การใช้งานออบแอมป์และลิเนียร์ไอซี",ROBERT F. COFLIN,FREDERIC F. DRISCAL,เรียบเรียงโดย วิโรจน์ อัศวรังสี , ชัชวาลย์ เต็มฤทธิวงค์ , กรชุลี ใช้สถิตย์

6.TERRY. P. ORLANDO AND KEVIN A.OELIN, "FOUNDATION OF APPLIED SUPERCONDUCTIVITY", 1991

7.V.DANIEL HUNT, "SUPERCONDUCTIVITY SOURCEBOOK",1989

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้ทำโครงงานขอขอบคุณ ผศ.ดร. วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ช่วยเหลือ ให้คำแนะนำแนวทางในการทำโครงงานนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี รวมทั้งอาจารย์ ประภากร สุวรรณ หัวหน้าภาคอิเล็กตรอนิกส์ที่ได้ชี้แนวทางในการแก้ปัญหาภายในวงจรต่างๆและพี่ปริญญาโททุกๆท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งพี่ สมศักดิ์ ยิ่งยง ศักดิ์วัฒนา และพี่ สัญญา คูณขาว ที่เป็นพี่เลี้ยงคอยควบคุมทุกขั้นตอนการสร้างตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวดและการวัดผลการทดลองต่างๆให้สำเร็จไปด้วยดี

คณะผู้ทำโครงงาน

มีนาคม 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้