

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

ชื่อหัวข้อ การวิเคราะห์หาค่าแชนคิมพีแดนซ์ของโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล โดยวิธี
กระแสไหลวน
Z-Parameter of Differential Eddy Current Probe Analysis

ชื่อนักศึกษา 1. นายอำพล โท้ทอง รหัสประจำตัว 41031503
2. นายเชิดพงศ์ จอมเดช รหัสประจำตัว 41031505
3. นายวิสิทธิ์ สมหวังศิริ รหัสประจำตัว 41031531

หลักสูตร ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม อาจารย์ขววิทย์ สมหา

คณะกรรมการสอบปริญญาโท	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี	
2. อาจารย์อำพล ทองระอา	
3. อาจารย์สุชิน อาจหาญ	
4. อาจารย์สุระชัย พิมพ์สาดี	

วัน/เดือน/ปีที่สอบ วันศุกร์ที่ 12 พฤษภาคม พ.ศ. 2543 เวลา 12.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.310 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.

ภาควิชารับรองแล้ว
ลงนาม.....
(ผศ.วิสุทธิ์ อธิพรธรรม)
หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
วันที่.....เดือน.....พ.ศ.....
ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

เลขหม.....
เลขทะเบียน..... 37173
วัน, เดือน, ปี..... 5 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

การวิเคราะห์หาค่าเซดิมพีเมนต์ของโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลโดยวิธีกระแสไหลวน
Z- PARAMETER OF DIFFERENTIAL EDDY CURRENT PROBE ANALYSIS



ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตรอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง การวิเคราะห์หาค่าแชนดิมพีแดนซ์ของ โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล โดยวิธีการกระแสไหลวน
Z- PARAMETER OF DIFFERENTIAL EDDY CURRENT PROBE ANALYSIS

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาวิธีการทดสอบแบบ ไม่ทำลาย
2. เพื่อศึกษาการใช้การตรวจสอบด้วยวิธีการกระแสไหลวนในการทดสอบอะลูมิเนียม
3. เพื่อศึกษาวิเคราะห์หาค่าแชนดิมพีแดนซ์ของหัว โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล
4. เพื่อศึกษาที่มาของสมการอิมพีแดนซ์ของหัว โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล
5. เพื่อศึกษาและสร้างหัว โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล
6. เพื่อศึกษาผลของสัญญาณรบกวนของรูปของอิมพีแดนซ์
7. เพื่อศึกษาและสร้างเครื่องตรวจสอบรอยร้าว โดยใช้วิธีการกระแสไหลวน
8. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาเครื่องต้นแบบให้มีประสิทธิภาพที่สมบูรณ์ต่อไป

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เพื่อเข้าใจการวิเคราะห์หาค่าแชนดิมพีแดนซ์ของหัว โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล
2. เพื่อสามารถออกแบบและสร้างโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล
3. เพื่อเข้าใจวิธีการตรวจสอบรอยร้าวของอะลูมิเนียม โดยวิธีการกระแสไหลวน
4. เพื่อสามารถออกแบบเครื่องตรวจสอบรอยร้าวของอะลูมิเนียม โดยอาศัยวิธีการกระแสไหลวนได้
5. เพื่อสามารถสร้างเครื่องตรวจสอบรอยร้าวของอะลูมิเนียมโดยวิธีการกระแสไหลวนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อหัวข้อ การวิเคราะห์หาค่าแชนคิมพีแดนซ์ของโพรบแบบคิฟเฟอร์นเซียลโดยวิธีกระแสไหลวน

ชื่อนักศึกษา

นายคำพล โท้ทอง
นายเชิดพงษ์ จอมเดช
นายวิสิทธิ์ สมหวังศิริ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

อาจารย์วรวิทย์ สมหา

หลักสูตร

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต

สาขาวิชา

เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2542

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์หัวโพรบแบบคิฟเฟอร์นเซียล โดยใช้หลักการกระแสไหลวน และการพัฒนาเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมซึ่งเป็นเทคนิคการตรวจแบบไม่ทำลายแบบหนึ่งที่สำคัญการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนให้เกิดในเนื้องานของวัสดุที่ถูกตรวจสอบ ซึ่งกระแสไหลวนจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้น โดยสนามแม่เหล็กจากขดลวดภายในโพรบตรวจสอบ จากการตรวจสอบพบว่าหากชิ้นงานที่ถูกนำมาตรวจสอบมีรอยบกพร่องค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดภายในโพรบตรวจสอบจะมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ทฤษฎีดังกล่าวมาสร้างโพรบตรวจสอบแบบคิฟเฟอร์นเซียลแล้วนำมาวิเคราะห์ถึงค่าอิมพีแดนซ์ของโพรบเมื่อนำมาสร้างเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่อง โดยแสดงผลของสัญญาณที่ได้บนออสซิลโลสโคป เพื่อที่จะนำไปวิเคราะห์รูปของสัญญาณของรอยบกพร่อง โดยสามารถวิเคราะห์ลักษณะของรอยบกพร่องที่เกิดขึ้นบนแผ่นอลูมิเนียมได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title Z-PARAMETER OF DIFFERENTIAL EDDY CURRENT PROBE ANALYSIS

Students	MR.KAMPHOL	THOTHONG
	MR.CHERDPONG	JOMDECHA
	MR.WISIT	SOMWUNGSIRI
ADVISORS	MR.SURAPONG	SIRIPONGDEE
CO-ADVISORS	MR.WORAVIT	SOMHA
Education Level	Bachelor of Science in Industrial Education	
Program in	Industrial Instrument Technology	
Academic Year	1999	

ABSTRACT

This thesis presents the analysis of Z-parameter of Differential Probe Using Eddy Current and Development of the Aluminium Object Crack Detector Using Eddy Current for analyzes characteristic of crack on aluminium sheet. This project is non-destructive testing. An eddy current will be induced on an aluminium object by the electromagnetic field from a coil in the testing probe. When the detector found any crack on aluminium object, the impedance of coil in the testing probe will be changed. Consequently, amplitude and phase of signal will be changed too. So we can apply this method to make the differential probe and analyze its impedance for create and build the crack detector. The result of process will be display on oscilloscope for analyze pictures of signal of cracks. It can be analyzed characteristic of cracks on aluminium sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี คณะผู้จัดทำขอขอบคุณท่านอาจารย์ภาควิชา
ครุศาสตร์วิศวกรรมทุกท่านที่ช่วยให้คำปรึกษา ขอขอบคุณ คุณสมฤกษ์ ปุจฉาการ ที่ช่วยให้ความรู้
เกี่ยวกับโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล คุณนันทพล แสงกวีเลิศ และคุณศุภสวัสดิ์ คัทภสาลี ที่ช่วย
ให้คำแนะนำในการสร้างเครื่องมือตรวจสอบรอยร้าว ขอขอบคุณเพื่อนทุกคนที่ช่วยให้กำลังใจในยาม
ที่ท้อแท้ ขอขอบคุณสมาชิกในกลุ่มที่ให้ความร่วมมือ และร่วมแรงร่วมใจในการทำให้งานชิ้นนี้เกิด
ขึ้น และที่สำคัญที่สุด ขอขอบคุณบุพการีตลอดจนอาจารย์ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันที่ช่วยอบรมสั่ง
สอนให้เรารู้จักที่จะเลือกทำในสิ่งที่ดีและถูกต้อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ชี้ความสามารถของโครงการ	2
1.3 เนื้อหาโดยสังเขป	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	3
2.2 พื้นฐานของการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	3
2.2.1 เครื่องมือพื้นฐาน	3
2.3 การเหนี่ยวนำกระแสไหลวน	5
2.4 คุณสมบัติของกระแสไหลวนของกระแสไหลวน	9
2.5 อิมพีแดนซ์ของโพรบ	12
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของขดลวด โพรบกับคุณสมบัติของชิ้นงานที่ตรวจสอบ	16
2.7 เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	17
2.8 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว	19
2.9 รูปแบบและหลักการของหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล	22
2.9.1 การต่อวงจรการใช้งานของหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล	22
2.10 การวิเคราะห์สัญญาณการตรวจสอบ	23
2.10.1 ผลกระทบของพารามิเตอร์ในการตรวจสอบ	23
2.10.2 ลักษณะของสัญญาณเมื่อมีรอยบกพร่อง	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.10.3 ลักษณะของสัญญาณการเปลี่ยนคุณสมบัติ ของวัสดุและความหนา	27
2.10.4 รอยบกพร่องสอบเทียบ	28
2.10.5 การวิเคราะห์สัญญาณของหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล	29
2.10.6 ข้อดี-ข้อเสียของหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล	31
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	32
3.1 หัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล	33
3.1.1 การพันหัวโพรบ	33
3.1.2 การออกแบบภาชนะบรรจุหัวโพรบ	36
3.2 วงจรการตรวจสอบ	37
3.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ต่างเฟส 90°	37
3.2.2 วงจรแหล่งกระแสคงที่	38
3.2.3 วงจรบริดจ์สมดุลย์	40
3.2.4 วงจรขยายสัญญาณ	41
3.2.5 วงจรการคูณสัญญาณ	42
3.2.6 วงจรกรองความถี่ต่ำ	44
3.2.7 วงจรคำนวณค่าอิมพีแดนซ์	49
3.2.8 วงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง	49
3.2.9 วงจรบัฟเฟอร์	50
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	53
4.1 การทดลองและทดสอบโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล	53
4.2 การทดลองหาค่ามุมต่างเฟสของรอยบกพร่อง	60
4.3 การทดลองทั้งระบบ	63
บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไขและพัฒนา	71
5.1 บทสรุป	71
5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	72
5.3 แนวทางในการพัฒนา	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของอุปกรณ์	74
ภาคผนวก ข คู่มือการใช้งาน	112
บรรณานุกรม	123



สารบัญภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 เครื่องมือพื้นฐาน	4
รูปที่ 2.2 ระบบการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนแบบต่างๆ	5
รูปที่ 2.3 การเกิดกระแสไหลวน	5
รูปที่ 2.4 รอยบกพร่องกับกระแสไหลวน	6
รูปที่ 2.5 การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า	6
รูปที่ 2.6 ความลึกในการเหนี่ยวนำของกระแสไหลวน	9
รูปที่ 2.7 ความลึกของชิ้นงานที่ทดสอบกับความถี่	11
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ทางเฟสของปริมาณต่างๆ ในกรไหลของกระแสไหลวน	12
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ของความต้านทานและรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำของโพรบ	13
รูปที่ 2.10 โมเดลของขดลวดโพรบที่สัมพันธ์กับชิ้นงานตรวจสอบ	14
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของขดลวดโพรบกับชิ้นงานตรวจสอบ	15
รูปที่ 2.12 กราฟอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ	16
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์กับคุณสมบัติชิ้นงาน	17
รูปที่ 2.14 องค์ประกอบและหน้าที่หลักของเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	19
รูปที่ 2.15 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบธรรมดา	20
รูปที่ 2.16 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบพิเศษ	21
รูปที่ 2.17 ผลของทิศทางต่อการตรวจจับของโพรบพื้นผิว	21
รูปที่ 2.18 การทำงานของหัวโพรบแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยล	22
รูปที่ 2.19 การต่อใช้งานของ หัวโพรบแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยล	22
รูปที่ 2.20 หัวโพรบแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยล	23
รูปที่ 2.21 ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่ออิมพีแดนซ์	24
รูปที่ 2.22 ลักษณะของการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง	25
รูปที่ 2.23 ลักษณะของการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.24 ลักษณะสัญญาณจากการตรวจสอบรอยบกพร่องแบบต่างๆ	26
รูปที่ 2.25 สัญญาณจากรอยบกพร่องจริงและรอยบกพร่องสอบเทียบ	27
รูปที่ 2.26 ลักษณะของสัญญาณจากการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติ ของวัสดุและความหนาที่ความถี่ต่างกัน	27
รูปที่ 2.27 มาตราการสอบเทียบ	29
รูปที่ 2.28 ชนิดของการปรับเทียบท่อเพื่อการตรวจสอบรอยบกพร่อง	30
รูปที่ 2.29 แผนภาพสัญญาณอิมพีแดนซ์ของหัว โพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล มีระยะความลึกตั้งแต่ 35 % - 85 % ของรอยบกพร่อง	30
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องตรวจสอบ รอยบกพร่องโดยใช้หลักการกระแสไหลวน	32
รูปที่ 3.2 หัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล	34
รูปที่ 3.3 หน้าตัดของขดลวด	35
รูปที่ 3.4 ภาพขณะบรรจุหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล	36
รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ต่างเฟส 90°	37
รูปที่ 3.6 รายละเอียดของไอซีออปแอมป์ TL071	38
รูปที่ 3.7 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรงที่	39
รูปที่ 3.8 วงจรบริดจ์สมดุล	40
รูปที่ 3.9 วงจรขยายสัญญาณ	42
รูปที่ 3.10 วงจรคูณสัญญาณ	44
รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำ	45
รูปที่ 3.12 รายละเอียดไอซีออปแอมป์ OP07	46
รูปที่ 3.13 วงจรคำนวณค่าแฮดอิมพีแดนซ์	49
รูปที่ 3.14 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	50
รูปที่ 3.15 วงจรบัฟเฟอร์	50
รูปที่ 3.16 ลายปรีนท์วงจรการตรวจสอบ	51
รูปที่ 3.17 ลายปรีนท์ทั้งวงจรคำนวณค่าแฮดอิมพีแดนซ์	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 4.1 หัวโพรบแบบคิฟเฟอร์เรนเซียล	53
รูปที่ 4.2 วงจรตรวจสอบสัญญาณ	54
รูปที่ 4.3 ชิ้นงานทดสอบ	54
รูปที่ 4.4 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	55
รูปที่ 4.5 วงจรการทดลองที่ 4.1	55
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ได้เมื่อโพรบไม่ผ่านรอยบกพร่อง	57
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ได้เมื่อโพรบผ่านรอยบกพร่องลึก 2 มิลลิเมตร	57
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้เมื่อโพรบผ่านรอยบกพร่องลึก 9 มิลลิเมตร	58
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้ เมื่อโพรบผ่านรอยบกพร่องกว้าง 2 มิลลิเมตร	59
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ได้ เมื่อโพรบผ่านรอยบกพร่องกว้าง 5 มิลลิเมตร	59
รูปที่ 4.11 มุมต่างเฟสของรอยบกพร่องแบบความลึกที่ความลึก 2 มิลลิเมตร	61
รูปที่ 4.12 มุมต่างเฟสของรอยบกพร่องแบบความลึกที่ความกว้าง 5 มิลลิเมตร	62
รูปที่ 4.13 เครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยใช้วิธีการกระแสไหลวน	63
รูปที่ 4.14 วงจรการทดลองที่ 4.3	64
รูปที่ 4.15 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่อง ความลึกในช่วง Lift off	65
รูปที่ 4.16 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของสัญญาณในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบกพร่องความลึก 2 มิลลิเมตร	66
รูปที่ 4.17 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของสัญญาณในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบกพร่องความลึก 5 มิลลิเมตร	66
รูปที่ 4.18 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของสัญญาณในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบกพร่องความลึก 7 มิลลิเมตร	67
รูปที่ 4.19 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของสัญญาณในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบกพร่องความลึก 9 มิลลิเมตร	67
รูปที่ 4.20 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของสัญญาณ ในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบกพร่องความกว้าง 2 มิลลิเมตร	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 4.21 สัญลักษณ์อิมพีแดนซ์ของสัญญาณในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบากพร้อมความกว้าง 3 มิลลิเมตร	69
รูปที่ 4.22 สัญลักษณ์อิมพีแดนซ์ของสัญญาณในช่วงของชิ้นงานทดสอบ แบบรอยบากพร้อมความกว้าง 5 มิลลิเมตร	69



สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 ข้อดี-ข้อเสียของหัวโพรบแบบคิฟเฟอร์เรนเซียล	31
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก	56
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความกว้าง	58
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองมุมต่างเฟสของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก	61
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองมุมต่างเฟสของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความกว้าง	62



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ในอุตสาหกรรมโดยทั่วไป จำเป็นต้องมีการทดสอบผลิตภัณฑ์ต่างๆ เพื่อหาคุณภาพและมาตรฐานของผลิตภัณฑ์และขบวนการผลิต นอกจากนี้ยังนำมาใช้ในการตรวจสอบบำรุงวัสดุหรือเครื่องมือต่างๆ ได้ สำหรับการทดสอบดังกล่าวสามารถแบ่งได้ 2 ประเภทคือ การทดสอบแบบทำลายและการทดสอบแบบไม่ทำลาย อย่างไรก็ตามจะกล่าวถึงเฉพาะ การทดสอบแบบไม่ทำลาย เพราะข้อดีของวิธีนี้คือ จะไม่ทำให้วัสดุที่ใช้ในการทดสอบเสียหาย ดังนั้นวิธีการทดสอบแบบไม่ทำลายจึงเหมาะที่จะใช้ในการตรวจสอบและซ่อมบำรุงอีกด้วย การทดสอบแบบไม่ทำลายมักจะใช้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ของชิ้นงานทดสอบ เช่น แสง ความร้อน ไฟฟ้า หรือ อำนาจแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตามโครงสร้างที่ผิดปกติ การทดสอบแบบไม่ทำลายนี้มีหลายวิธีเช่น การตรวจสอบด้วยสายตา (Visual Testing) , การตรวจสอบโดยใช้วิธีวัดเส้นแรงรั่วไหลของสนามแม่เหล็ก (Flux Leakage) , การตรวจสอบโดยใช้กระแสไหลวน (Eddy Current) ซึ่งการทดสอบที่ยกตัวอย่างมาทั้ง 3 วิธี มีข้อดีและข้อด้อยที่แตกต่างกัน การทดสอบด้วยสายตานั้น สะดวกไม่ต้องมีอุปกรณ์ประกอบแต่มีข้อด้อยอยู่ที่ความล่าช้า และไม่สามารถตรวจสอบรอยบกพร่องภายใต้ผิวได้ ส่วนการตรวจสอบโดยวิธีวัดเส้นแรงรั่วไหลของสนามแม่เหล็กนั้นเหมาะสำหรับการตรวจสอบโลหะชนิดที่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (Ferro - Magnetic) สูงดังนั้นวิธีนี้จึงไม่เหมาะที่จะใช้กับโลหะที่ไม่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (Non Ferro-Magnetic) ส่วนวิธีการทดสอบโดยใช้วิธีกระแสไหลวนนั้น เป็นวิธีที่สามารถใช้สำหรับการตรวจหารอยบกพร่องของโลหะชนิดที่ไม่สภาพความเป็นแม่เหล็ก เช่น อะลูมิเนียม , ทองแดง เป็นต้น ซึ่งโลหะเหล่านี้จะสามารถตรวจหารอยบกพร่องได้ยากกว่าโลหะชนิดที่มีความเป็นแม่เหล็ก ดังนั้นกลุ่มผู้ทำปริญญานิพนธ์ได้เล็งเห็นความสำคัญของประเด็นนี้ จึงทำโครงการเรื่องเครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน (THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING EDDY CURRENT) ขึ้นมาได้ทำการกำหนดขีดความสามารถของโครงการไว้ดังต่อไปนี้

1.2 ซีดความสามารถของโครงการ

การวิเคราะห์หาค่าแฮดอิมพีแดนซ์ของโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียลโดยวิธีกระแสไหลวนได้ออกแบบ และใช้ส่วนของฮาร์ดแวร์ร่วมกับส่วนของซอฟต์แวร์ เพื่อจะนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์และอำนวยความสะดวกในการใช้งาน ซึ่งคุณสมบัติของเครื่องมีดังนี้

- สามารถวิเคราะห์หาค่าแฮดอิมพีแดนซ์ของหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียลได้
- สามารถหาที่มาของสมการอิมพีแดนซ์ของหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียลได้
- สามารถสร้างหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียลได้
- สามารถแสดงผลสัญญาณของรอยบกพร่องในรูปของอิมพีแดนซ์ได้
- สามารถสร้างเครื่องตรวจสอบรอยร้าวโดยใช้วิธีกระแสไหลวนได้ตามทฤษฎี
- สามารถบอกความแตกต่างของรอยบกพร่องในแต่ละแบบได้

1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

ในปฏิญานิพนธ์นี้ได้มีการรวบรวมข้อมูลรายละเอียดทั้งทฤษฎี รวมถึงหลักการทำงาน, การออกแบบและการสร้างวงจรที่ใช้งานและการจัดทำคู่มือการใช้งาน ซึ่งมีเนื้อหาโดยสังเขปของแต่ละบทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำกล่าวความเป็นมาและความสำคัญของปฏิญานิพนธ์, ซีดความสามารถของโครงการ และเนื้อหาโดยสังเขปของแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน, คุณสมบัติของการไหลของกระแสไหลวน, เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน, โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว, การวิเคราะห์สัญญาณตรวจสอบ, โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล

บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างส่วนของฮาร์ดแวร์ดังนี้ หัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล, วงจรการตรวจสอบ

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไขและพัฒนา

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน (Eddy Current Testing)

การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน (ET) ซึ่งเป็นเทคนิคการตรวจสอบแบบไม่ทำลายที่อาศัยหลักการของการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนในเนื้อวัสดุที่ถูกตรวจสอบ และการเฝ้าสังเกตความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไหลวนกับลักษณะของเนื้อวัสดุกระแสไหลวนถูกเหนี่ยวนำ โดยการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กจากขดลวดภายในโพรบตรวจสอบ (Testing Probe) และในขณะเดียวกันจะถูกตรวจวัดด้วยการวัดอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของขดลวดในโพรบตรวจสอบเนื่องจากการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนเกิดขึ้น โดยการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กดังนั้นก็ไม่ต้องสัมผัสระหว่างโพรบกับชิ้นงานโดยตรง แต่อย่างไรก็ตาม ชิ้นงานที่จะทำการตรวจสอบได้ต้องเป็นตัวนำไฟฟ้า

การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนเป็นเทคนิคที่ใช้ได้กว้างขวาง ซึ่งสามารถใช้ได้กับวัสดุบาง สำหรับวัสดุหนา การตรวจสอบมักกระทำเพื่อตรวจสอบชั้นพื้นผิวเท่านั้น นอกเหนือจากการตรวจสอบเพื่อหารอยบกพร่องแล้ว การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนสามารถใช้ตรวจสอบคุณลักษณะทางกลและทางโลหะการ ซึ่งสัมพันธ์กับคุณสมบัติทางไฟฟ้า และแม่เหล็กได้โดยทางอ้อม นอกจากนี้ผลกระทบทางรูปทรง เช่น ความหนา ความโค้งงอว่างระหว่างโพรบกับชิ้นงาน ก็จะมีผลต่อการไหลหรือเหนี่ยวนำของกระแสไหลวนและสามารถตรวจวัดได้

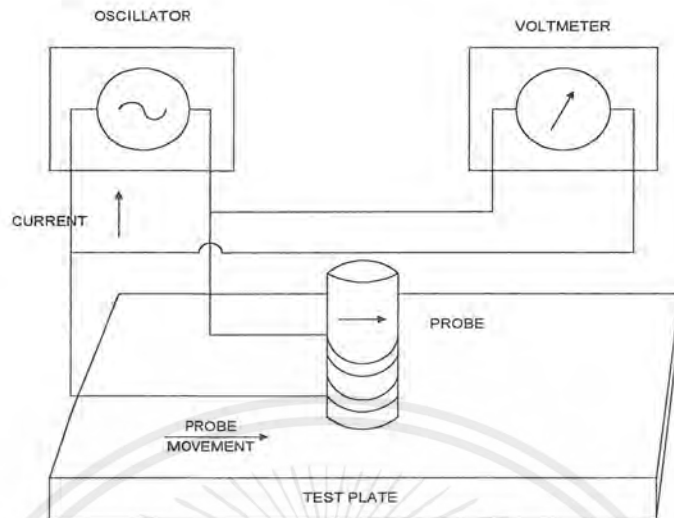
เนื่องจากมีตัวแปรสำคัญมากมายที่มีอิทธิพลต่อการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ซึ่งก็เป็นทั้งข้อดีและข้อเสียของเทคนิคนี้ เพราะพารามิเตอร์ที่ไม่สำคัญอาจจะรบกวน หรือบดบังข้อมูลที่สำคัญทำให้แปลผลการตรวจสอบผิดพลาดได้ ดังนั้นตัวแปรทุกตัวที่มีผลกระทบต่อ การไหลของกระแสไหลวนหรืออิมพีแดนซ์ของโพรบจะต้องนำมาพิจารณาเสมอ จึงทำให้การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนค่อนข้างซับซ้อน และ ต้องการการฝึกฝนและความชำนาญมาก

2.2 พื้นฐานของการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน

2.2.1 เครื่องมือพื้นฐาน

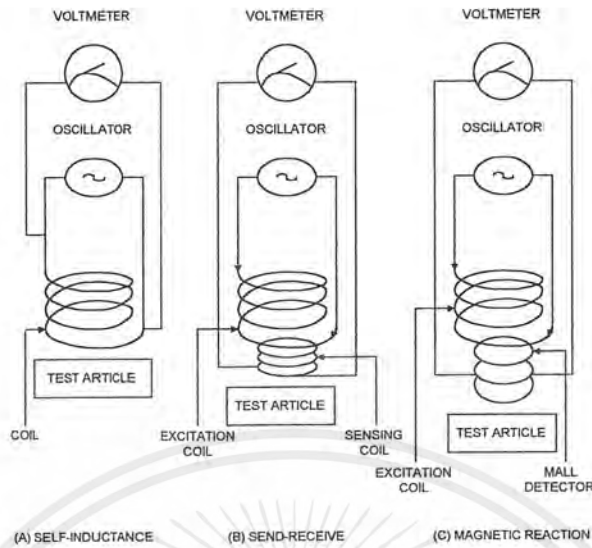
เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ หรือ ออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) โพรบซึ่งมีขดลวดเชื่อมต่อกับออสซิลเลเตอร์ และมีโวลท์มิเตอร์เพื่อใช้ตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดคั้งแสดงในรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



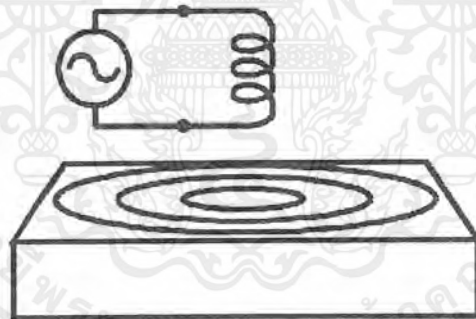
รูปที่ 2.1 เครื่องมือพื้นฐาน

ออสซิลเลเตอร์ควรจะจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งมีความถี่ในช่วงจาก 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 2 กิโลเฮิร์ตซ์ และขดลวดของโพรบตรวจสอบเป็นเส้นลวดทองแดงเคลือบฉนวนพันในรูปแบบที่เหมาะสมซึ่งทั้งขนาดเส้นลวด, จำนวนรอบและเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดต่างก็เป็นตัวแปรที่สำคัญต้องพิจารณาเพื่อให้สามารถใช้ในภาวะตรวจสอบอย่างได้ผล ทั้งนี้ลักษณะการตรวจสอบทำให้โพรบอาจจะประกอบด้วยขดลวดเพียงขดเดียวหรือขดลวดกระตุ้นแยกกับขดลวดรับหรือมีขดลวดกระตุ้นกับตัวตรวจจับแบบ HALL ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่โวลต์มิเตอร์จะใช้วัดการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวด ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขคุณสมบัติทางไฟฟ้าและคุณสมบัติของวัสดุที่ถูกตรวจสอบ หรือการเปลี่ยนตำแหน่งสัมผัสระหว่างขดลวดกับวัสดุที่ถูกตรวจสอบ โดยที่การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้านี้จะประกอบด้วยการเปลี่ยนแอมพลิจูด (Amplitude) และ เฟส (Phase) เทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด



รูปที่ 2.2 ระบบการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนแบบต่างๆ

2.3 การเหนี่ยวนำกระแสไหลวน

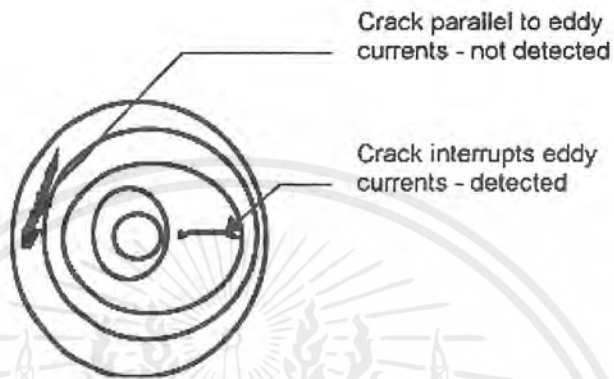


รูปที่ 2.3 การเกิดกระแสไหลวน

จากรูปที่ 2.3 เมื่อนำขดลวดที่มีกระแสไฟผ่านเข้าไปใกล้ชิ้นตัวนำ (ชิ้นงานทดสอบ) บริเวณรอบๆขดลวดจะเกิดสนามแม่เหล็กกระทำต่อชิ้นตัวนำ เนื่องจากสามแม่เหล็กของขดลวดนั้นเกิดจากกระแสสลับ ดังนั้นฟลักซ์แม่เหล็กที่กระทำต่อชิ้นตัวนำจะมีทิศทางและขนาดแปรเปลี่ยนไปตามเวลา ซึ่งในกรณีเช่นนี้จะเกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้นต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กที่กระทำต่อชิ้นตัวนำ จึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นต่อต้านการเปลี่ยนของฟลักซ์แม่เหล็กบนตัวนำนี้ ในรูป 2.3 จะแสดงเป็นเส้นประไปรอบๆ เส้นแรงบนตัวนำ ซึ่งลักษณะของกระแสที่เกิดขึ้นบนตัวนำนี้เรียกว่า กระแสไหลวน ขนาดของกระแสไหลวนที่เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

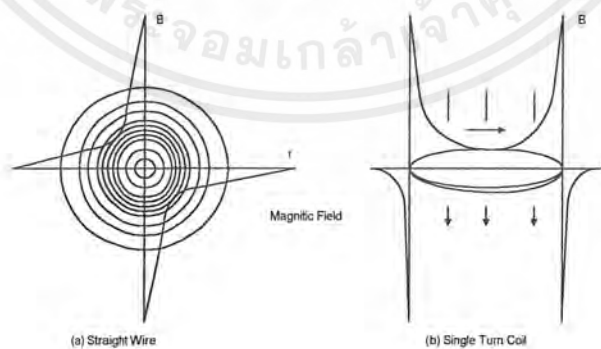
บนชิ้นตัวนำ ตลอดจนลักษณะการกระจายขึ้นอยู่กับจำนวนความถี่ ค่าการนำไฟฟ้าของชิ้นตัวนำ ค่าแม่เหล็ก รูปร่างและขนาดของชิ้นตัวนำกระแสในขดลวด ระยะที่ห่างจากตัวนำ และการเปลี่ยนแปลงการที่มีรอยบกพร่อง เช่น รอยแตกบนชิ้นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 รอยบกพร่องกับกระแสไหลวน

ดังนั้นจากการดูลักษณะการแปรเปลี่ยนการไหลของกระแสไหลวนบนชิ้นส่วนทดสอบก็จะทราบได้ว่ามีรอยบกพร่องชิ้นงานหรือไม่

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวนำก็จะเกิดสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) รอบ ๆ ตัวนำ ซึ่งทิศทางของสนามแม่เหล็กหาได้จากกฎมือขวา ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B (Magnetic Flux Density) ภายในสนามแม่เหล็กนั้นจะขึ้นกับตำแหน่งและกระแสที่ไหลผ่านตัวนำ มีหน่วยเป็นเทสลา (Tesla :T) หรือ เวเบอร์ต่อตารางเมตร (Weber/m² :Wb/m²) ดังในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรไฟฟ้าใด ๆ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรปฐมภูมิ สามารถเขียนได้ในเทอมของแรงดันไฟฟ้า V_p และอิมพีแดนซ์ Z_p ของวงจรปฐมภูมิ

$$I_p = V_p / Z_p \quad (2.1)$$

ซึ่ง Z_p ประกอบด้วยความต้านทานไฟฟ้า (Ohmic Resistance) R และรีแอกแตนซ์ (Reactance) จากการเหนี่ยวนำของขดลวด $X_L = 2\pi fL$ เมื่อ f คือความถี่ของกระแสไฟฟ้าสลับมีหน่วยเป็นเฮิรตซ์ Hz และ L คือค่าความเหนี่ยวนำหน่วยเฮนรี H ซึ่งอิมพีแดนซ์จะเป็นปริมาณเชิงซ้อน

$$Z_p = R + iX_L \quad (2.2)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดของเครื่องตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนภายในโพรบ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรปฐมภูมิ จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์

$$I_p = I_o \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

โดยที่ I_o คือค่ากระแสสูงสุดหน่วยแอมแปร์ A และ

$$\omega = 2\pi f \quad (2.4)$$

เป็นความถี่หน่วยเรเดียนต่อวินาที Rad/s

เมื่อกระแสไหลผ่านขดลวดจะเกิดสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ_p เกิดขึ้นรอบๆ ขดลวดเป็นสัดส่วนกับกระแส I_p และ จำนวนรอบของขดลวด N_p

$$\phi \propto N_p I_p \quad (2.5)$$

เนื่องจากกระแส I_p เปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ก็ทำให้ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาเช่นกัน การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิ V_s ตามกฎของฟาราเดย์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s = -N_p \frac{d\phi_p}{dt} \quad (2.6)$$

เมื่อ $\frac{d\phi_p}{dt}$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลง ϕ_p เทียบกับเวลา

เนื่องจากกระแส I_p เปลี่ยนแปลงแบบคลื่นไซน์ ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กจะเปลี่ยนแปลงแบบคลื่นไซน์ด้วย

$$\phi_p = \phi_o \sin(\omega t) \quad (2.7)$$

เมื่อ ϕ_o คือเส้นแรงแม่เหล็กที่คู่กับกระแส I_o ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิที่ถูกเหนี่ยวนำมีค่าเป็น

$$V_s = -N_p \omega \phi_o \cos(\omega t) \quad (2.8)$$

เมื่อนำขดลวดของโพรบเข้าใกล้ชิ้นงาน ที่จะตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิ ที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นจะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าทุติยภูมิ I_s ไหลในชิ้นงาน

$$I_s = V_s / Z_s \quad (2.9)$$

เมื่อ Z_s คือ อิมพีแดนซ์ของชิ้นงาน กระแสไฟฟ้าทุติยภูมิ I_s นี้ถูกเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เนื่องจากลักษณะการไหลที่เป็นวงกลมกระแสไหลวนนี้จะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กทุติยภูมิที่มีทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็ก

$$\phi_s \propto (-I_s) \quad (2.10)$$

ผลลัพธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กในสภาพสมดุลย่อยรอบๆขดลวดเมื่อมีชิ้นงานอยู่ใกล้ๆ

$$\phi_E = \phi_F - \phi_s \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งการไหลของกระแสไหลวนจะยังผลให้เกิดการสูญเสียความต้านทานและทำให้เส้นแรงแม่เหล็กถัฟรัลลดลง

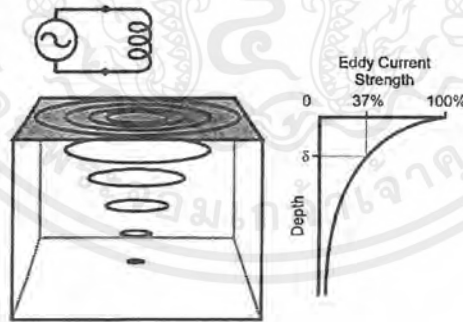
$$Z \propto \frac{1}{Z_E} \quad (2.12)$$

$$V = ZIp \quad (2.13)$$

ซึ่งแสดงว่า อิมพีแดนซ์ของขดลวดของโรทรเป็นฟังก์ชันของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารอบ ๆ และสนามแม่เหล็กไฟฟ้าถูกควบคุม โดยกระแสไฟฟ้าที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นในชิ้นงาน ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของโรทรและคุณสมบัติของชิ้นงานจะได้กล่าวถึงในตอนต่อไป

2.4 คุณสมบัติของการไหลของกระแสไหลวน

กระแสไหลวนเป็นกระแสไฟฟ้าที่ถูกเหนี่ยวนำให้ไหลเป็นวงกลมในระนาบตั้งฉากกับเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งตามปกติมักจะไหลขนานกับขดลวด และพื้นผิวภายในของขอบเขตของสนามแม่เหล็กความถี่ที่ใช้ในการตรวจสอบทั้งคุณสมบัติความนำไฟฟ้าและการซึมซาบของแม่เหล็ก ชิ้นงานจะเป็นตัวกำหนดความลึกของการเหนี่ยวนำกระแสในชิ้นงาน ทั้งนี้เนื่องจากว่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะลดลงตามความลึกจากผิวของชิ้นงาน ซึ่งปรากฏการณ์นี้เรียกว่า “Skin Effect”



รูปที่ 2.6 ความลึกในการเหนี่ยวนำของกระแสไหลวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาคำตอบของสมการสำหรับควบคุมการไหลของกระแสไหลวน สำหรับตัวนำที่มีความหนาแบบ Semi-Infinite ได้คำตอบอยู่ในรูปแบบ

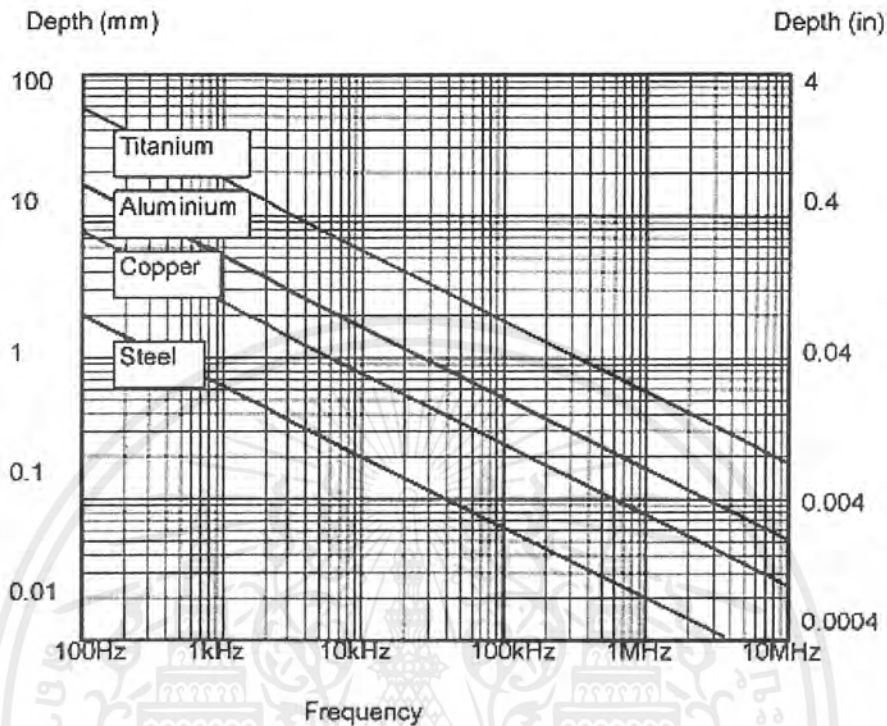
$$J_x/J_0 = e^{-\beta \sin(\omega t - \beta)} \quad (2.14)$$

เมื่อ J_x/J_0 คือ อัตราส่วนของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ความลึก X ต่อค่าของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน และมุมเฟส $\beta = X/\delta$ เรเดียน (Radian) โดยที่ความลึกมาตรฐานในการแทรกซึม (Standard Depth Of Penetration) δ มีค่า

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = 50 \sqrt{\frac{\rho}{f \mu r}} \quad \text{mm} \quad (2.15)$$

เมื่อ δ คือ ความนำไฟฟ้า (Conductivity) หน่วยโมห์ mho, μ คือความซึมซาบได้ของแม่เหล็ก (Magnetic Permeability) หน่วยเฮนรีต่อเมตร H/m, ρ คือความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity) หน่วยไมโครโอห์มเซนติเมตร $\mu\Omega$ -cm, μ คือความซึมซาบได้ของแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Relative Magnetic Permeability) ซึ่งจะพบว่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะมีค่าสูงสุดที่ผิวชิ้นงานและลดลงเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียลขึ้นกับค่าความลึกที่ระยะความลึกมาตรฐานในการแทรกซึม δ โดยที่ค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะลดลงเหลือเพียง 37% ซึ่งที่ความลึกมากกว่า 3δ จะถือว่าไม่มีกระแสไหลวน ดังนั้นจึงใช้การปรับค่าความถี่ เพื่อกำหนดความลึกของการแทรกซึมที่ต้องการค่ากำหนดกันทั่วไป คือความลึกที่หวังผลในการแทรกซึม (Effective Depth Of Penetration) ซึ่งเป็นความลึกที่ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่า 5% ของค่าที่ผิว

δ จะเป็นค่า x ซึ่ง I ที่ตำแหน่งนั้นมีค่า I/e ของ I_0 δ เป็นค่าที่ใช้แสดงค่าความลึกของการผ่านเข้าของสนามแม่เหล็ก หรือประมาณ 37% ของค่า I_0 จากสูตรนี้จะเห็นได้ว่า ถ้าค่า f , μ หรือ σ มีค่ามากขึ้น ค่าความลึกในการผ่านเข้าก็จะลดลง ดังนั้นการใช้การตรวจสอบโดยการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าจะตรวจหาค่าความลึกให้มากขึ้น ไปจากค่าความลึกดังกล่าวเป็นหลายๆ เท่าย่อมเป็นไปได้ยาก จำเป็นต้องกำหนดค่าของความถี่เพื่อใช้ในการตรวจให้เหมาะกับชนิดของโลหะต่างๆ ด้วย ในรูปที่ 2.6 แสดงค่าความลึกในการผ่านเข้าของสนามแม่เหล็กซึ่งแปรเปลี่ยนตามค่าของความถี่



รูปที่ 2.7 ความลึกของชั้นงานที่ทดสอบกับความถี่

ค่าในวงเล็บคือ ค่าความต้านทานจำเพาะ (Resistivity $\mu\Omega$ - cm) และความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Specific Permeability)

กราไฟต์ (800 , 1)

อะลูมิเนียม (4.1 , 1)

ปรอท (95.8 , 1)

ทองแดง (1.72 , 1)

เหล็กสแตนเลส (70 , 1)

เหล็กกล้า (16 , 175)

เซอร์โคเนียม (50 , 1)

เหล็กกล้าผสม (60 , 750)

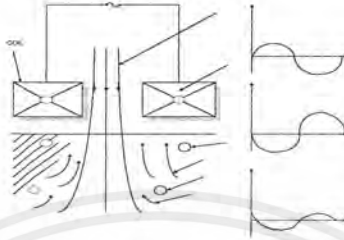
ยูเรเนียม (28.8 , 1)

เหล็กบริสุทธิ์ (11 , 250)

ตะกั่ว (22 , 1)

นอกจากความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะลดลงตามระยะลึกแล้ว กระแสไหลวนยังมีเฟสช้าลงตามระยะลึกอีกด้วย ซึ่งเฟสจะช้าลงเป็นฟังก์ชันเส้นตรงตามระยะลึกดังแสดงได้ด้วย ความสัมพันธ์ทางเฟสของปริมาณต่าง ๆ ในรูปที่ 2.7 เฟสที่ช้าลงของกระแสไหลวนตามระดับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ทำให้การทดสอบด้วยกระแสไหลวนสามารถที่จะตรวจสอบคุณสมบัติได้หลายอย่างทั้งนี้เนื่องจากว่า สัญญาณที่เกิดจากรอบกพร่องจะมีการเปลี่ยนทั้งแอมพลิจูดและเฟส ซึ่งมุมเฟสที่ความถี่ 1δ มีค่าประมาณ 57 องศา



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ทางเฟสของปริมาณต่างๆ ในการไหลของกระแสไหลวน

2.5 อิมพีแดนซ์ของโพรบ

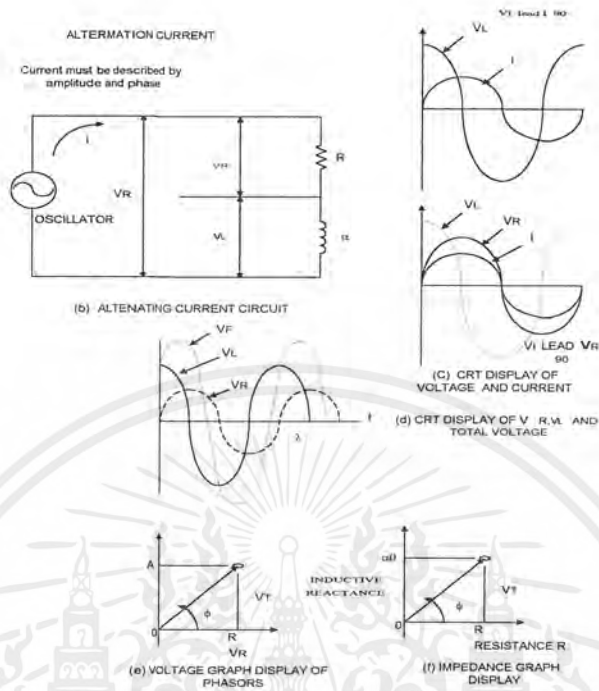
ขดลวดของโพรบมีอิมพีแดนซ์เป็นปริมาณเชิงซ้อน $Z = R + iX_L$ เมื่อนำไปวิเคราะห์ในวงจรปฐมภูมิที่เป็นวงจรกระแสสลับ แรงดันไฟฟ้า V_R ครอบคลุมความต้านทาน R จะมีเฟสตรงกับกระแสที่ไหล แต่แรงดันไฟฟ้า V_L ที่ครอบคลุมอินดักเตอร์ L จะมีเฟสนำกระแสที่ไหลอยู่ 90 องศาโดยใช้กระแสเป็นหลักแรงดันไฟฟ้ารวม V_T จะมีเฟสนำกระแสไฟฟ้าน้อยกว่าอยู่ 90 องศา

$$VT = V_R + iV_L = I_R + iIX_R = I(R + i\omega L) \quad (2.16)$$

และ

$$\phi = \tan^{-1} \frac{V_L}{V_R} = \tan^{-1} \frac{X_L}{R} = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (2.17)$$

ซึ่งความสัมพันธ์เหล่านี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 โดยที่รูปที่ 2.9(e) คือแผนรูปภาพเฟสเซอร์ (phasor) ของแรงดันไฟฟ้า และรูปที่ 2.9(f) คือแผนภาพเฟสเซอร์ของอิมพีแดนซ์ของโพรบทั้งนี้ความยาวของเวกเตอร์ OP คือขนาดของอิมพีแดนซ์



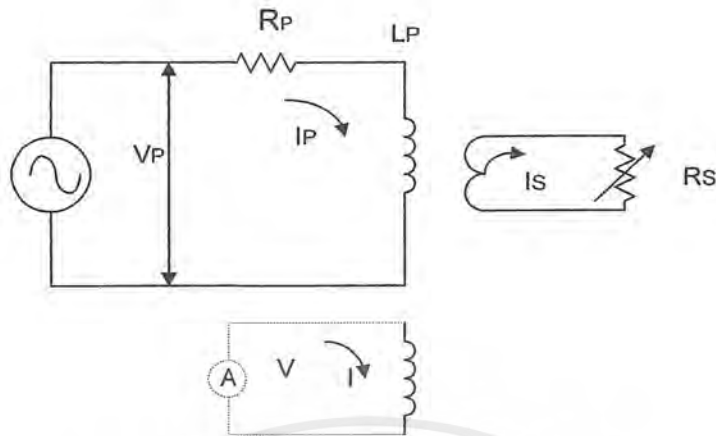
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ของความต้านทานและรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำของโพรบ

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \Omega \tag{2.18}$$

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานหรือรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำ ก็จะทำให้ตำแหน่งจุดปลายของเวกเตอร์ OP (จุดทำงาน Operating Point) เปลี่ยนไป

ขดลวดของโพรบตรวจสอบเมื่อนำมาใกล้ชิ้นงานสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง (Transformer) และจะเหนี่ยวนำกระแสไหลวนในชิ้นงาน ซึ่งเปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิที่มีเพียงหนึ่งรอบกระแสไหลวนจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก ซึ่งด้านกับสนามแม่เหล็กของขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งมีวิธีการที่ใช้ตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า เครื่องขดลวดปฐมภูมิและวิธีการรับส่ง ซึ่งใช้ขดลวดสองชุดโดยที่การเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลวนที่ถูกเหนี่ยวนำจากขดลวดตัวส่งจะถูกเฝ้าตรวจจากแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดตัวรับชุดที่สอง ดังแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 โมเดลของขดลวดโพรบที่สัมพันธ์กับชิ้นงานตรวจสอบ

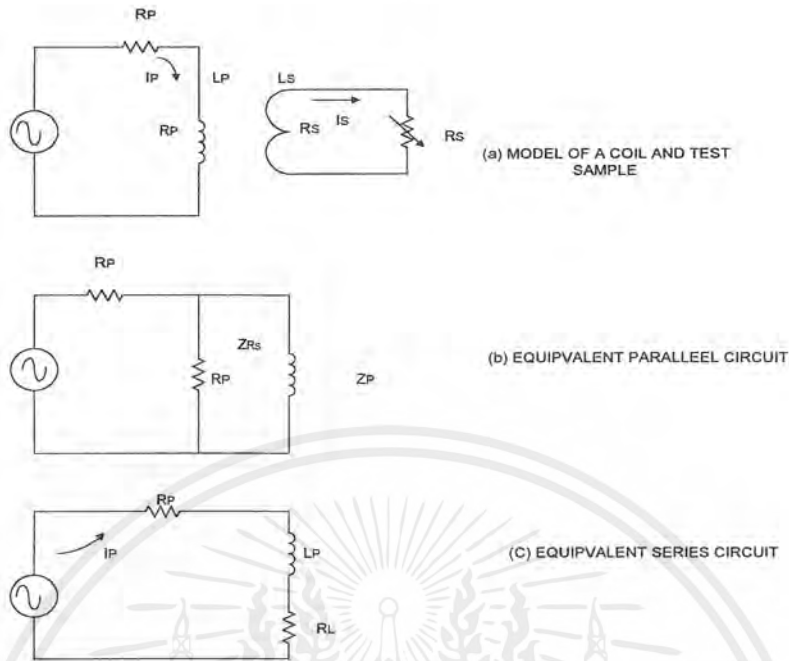
วงจรหม้อแปลงซึ่งมีขดลวดปฐมภูมิ (ขดลวดของโพรบ) และ ขดลวดทุติยภูมิ (ชิ้นงานตรวจสอบ) ดังรูปที่ 2.11(a) สามารถทำให้วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้นโดยการศึกษาจากวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ซึ่งโพลคของวงจรทุติยภูมิจะแสดงอยู่ในลักษณะของโพลคค่าความต้านทานขนานที่ต่อกับรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำของขดลวดโพรบดังรูปที่ 2.11 (b) วงจรนี้เป็นโมเดลโดยประมาณของขดลวดโพรบเมื่ออยู่ใกล้ตัวนำไฟฟ้า โดยสมมุติว่าเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดจากขดลวดปฐมภูมิเชื่อมต่อกับชิ้นงานที่ตรวจสอบอย่างสมบูรณ์ และยังสมมุติอีกว่าไม่มีการตัดทอนจาก "Skin Effect" หรือไม่มีเฟสแตกต่างกันตลอดความหนาของชิ้นงานซึ่งค่าโพลคของความต้านทานทุติยภูมิ R_s ถูกถ่ายโอนไปยังวงจรขดลวดปฐมภูมิโดยอัตราส่วนของจำนวนขดลวดกำลังสอง $(N_p/N_s)^2$ และ $N_s = 1$ ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลแบบขนานมีค่า

$$Z = \frac{(N_p^2 R_s)(iX_o)}{N_p^2 R_s + iX_o} \quad (2.19)$$

เมื่อ $X_o = \omega L_o$ คือ รีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำในอากาศ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์นี้ยังสามารถแปลงสภาพต่อไปเป็น

$$Z_p = \frac{N_p^2 R_s^2 X_o^2}{(N_p^2 R_s)^2 + X_o^2} + i \frac{(N_p^2 R_s)^2 X_o}{(N_p^2 R_s)^2 + X_o} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



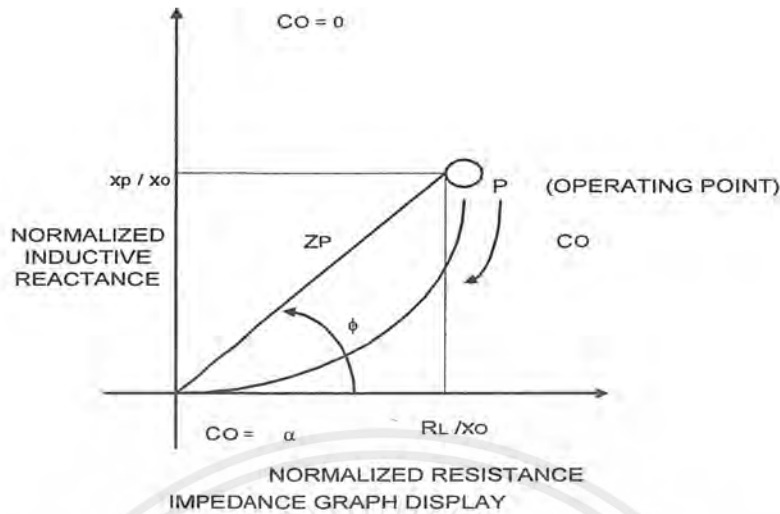
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของขดลวดโพรบกับชิ้นงานตรวจสอบ

ซึ่งสามารถพิจารณาในลักษณะของวงจรถูกกรม โดยมีความต้านทาน R_L และรีแอคแตนซ์จากการเหนี่ยวนำ X_L นั่นเอง ดังนั้นวงจรถูกกรมในรูปที่ 2.11(c) จึงสมมูลกับวงจรถูกกรมนานในรูปที่ 2.11(b) ซึ่งใช้แทนอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบได้สำหรับโพรบ และเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนที่เงื่อนไขการตรวจสอบแต่ละชุดจะมีค่าคงที่ต่างกัน ดังนั้นเพื่อให้การตรวจสอบในเงื่อนไขต่าง ๆ สามารถเปรียบเทียบกันได้ ดังนั้นจึงต้องทำให้อิมพีแดนซ์เป็นบรรทัดฐานเทียบกับ X_o นั่นคือ

$$\frac{Z_p}{X_o} = \frac{\left(\frac{X_o}{Np^2 R_s}\right)}{1 + \left(\frac{X_o}{Np^2 R_s}\right)^2} + i \frac{1}{1 + \left(\frac{X_o}{Np^2 R_s}\right)^2} \quad (2.21)$$

จะพบว่า ทางเดินของนอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ (Normalized Impedance) มีลักษณะเป็นรูปครึ่งวงกลมโดยมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ $X_p/X_o = 1/2$ และ $R_L/X_o = 0$ และมีรัศมีเท่ากับ $1/2$ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 แผนภาพทางเดินของอิมพีแดนซ์จะแสดงให้เห็นถึง ค่าความสัมพันธ์ของคุณลักษณะของชิ้นงานต่อการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ได้อย่างชัดเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 กราฟอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ

2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบกับคุณสมบัติของชิ้นงานที่ตรวจสอบ

ผลกระทบของการแปรเปลี่ยนของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการตรวจสอบอิมพีแดนซ์ของโพรบ สามารถวิเคราะห์ได้จากสมการ Z_p ของวงจรสมมูล ถ้าพารามิเตอร์ใดทำให้เทอมของ $X_o / N^2 p R_s$ มีค่าเพิ่มขึ้นจุดทำงานหรือตำแหน่งบนแผนภาพอิมพีแดนซ์จะเคลื่อนที่ตามเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ และถ้าพารามิเตอร์ใดทำให้เทอม $X_o / N^2 p R_s$ มีค่าลดลงจุดทำงานจะเคลื่อนที่ขึ้นตามเส้นโค้งของอิมพีแดนซ์ซึ่งความสัมพันธ์นี้มีประโยชน์ในเชิงผลกระทบของพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนั้นอาจสรุปได้โดยการแปรค่าพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

ก) เพิ่มความต้านทานของชิ้นงาน R ทำให้เทอม $X_o / N^2 p R_s$ ลดลง ดังนั้นจุดทำงานจะเคลื่อนที่ขึ้นตามเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 2.13(a)

ก.1 เนื่องจาก $R_s = \rho l / A$ เมื่อ l คือระยะทางการไหลของกระแสไหลวนและ A คือพื้นที่หน้าตัดของการไหลของกระแส ดังนั้น $\rho = \text{Constant} \times R_s$ นั่นคือ ถ้าค่าความต้านทานเพิ่มขึ้นจุดทำงานจะเคลื่อนที่ขึ้นตามเส้นโค้งอิมพีแดนซ์และถ้าเป็นความนำไฟฟ้าก็จะเป็นไปในทางตรงกันข้าม ดังรูปที่ 2.13(a)

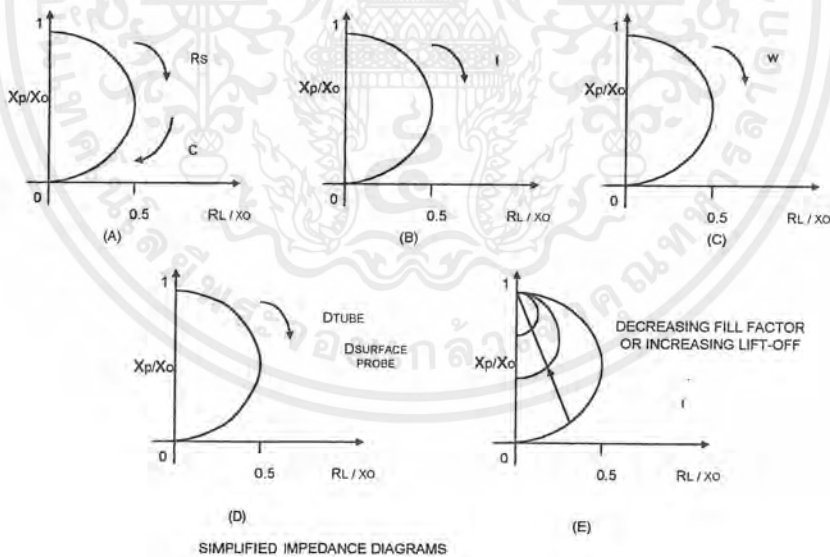
ก.2 สำหรับท่อผนังบางหรือโลหะความหนา t ซึ่ง $R_s = \rho l / A = \rho \pi D / t w$ เมื่อ D คือขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของโพรบหรือท่อ และ w คือ ความกว้างของขดลวดจะได้ว่า

$R_s = Constant/t$ ดังนั้นถ้าความหนาเพิ่มขึ้นจุดทำงานจะเคลื่อนลงตามเส้นโค้งของอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 2.9(b)

ข) เพิ่มความถี่ในการตรวจสอบเทอม $X_o/N^2pR_s = \omega L_o/N^2pR_s$ จะเพิ่มขึ้นดังนั้นจุดทำงานจะเคลื่อนที่ลงตามเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 2.13(c)

ค) เพิ่มเส้นผ่านศูนย์กลางลวดโพรบหรือเส้นผ่านศูนย์กลางท่อเนื่องจาก $L_o = Constant/xD^2$ และ $R_s = Constant xD$ ดังนั้น $\omega L_o/N^2pR_s = Constant xD$ จะเพิ่มขึ้นนั่นคือจุดทำงานจะเคลื่อนที่ลงตามเส้นโค้งอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 2.13(d)

ง) ถ้าการเชื่อมต่อทางเส้นแรงแม่เหล็กระหว่างโพรบกับชิ้นงานที่ตรวจสอบลดลงซึ่งอาจจะเกิดจากระยะห่างของโพรบกับชิ้นงานมากขึ้น หรืออัตราส่วนของเส้นผ่านศูนย์กลางภายในของท่อต่อเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดโพรบ (โพรบอยู่ภายใน) หรืออาจเกิดจากอัตราส่วนของขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดโพรบต่อเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกของท่อ (Fill Factor) ลดลงโดยขนาดของทางเดินอิมพีแดนซ์ที่วิ่งวงกลมจะมีขนาดเล็กลง เมื่อค่าของ X_o/N^2pR_s เพิ่มจากศูนย์สู่ค่าอนันต์ ดังรูปที่ 2.13(e)

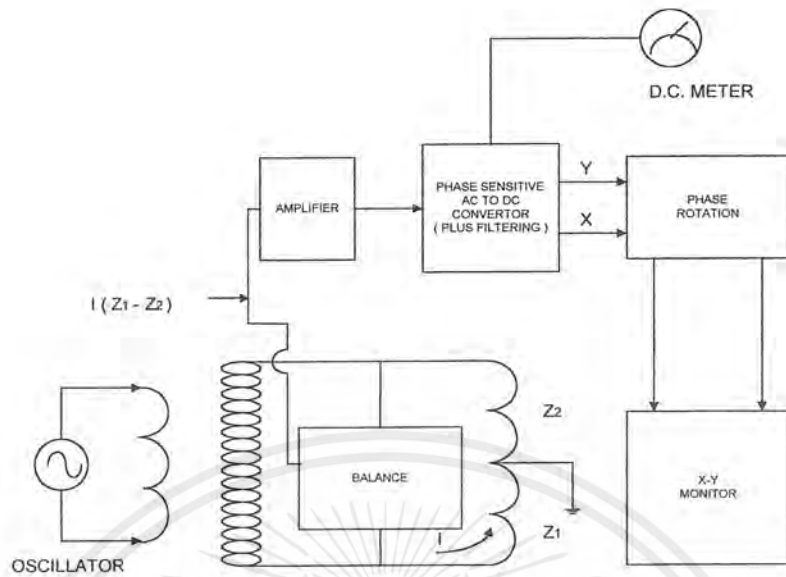


รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์กับคุณสมบัติชิ้นงาน

2.7 เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน

ขณะที่ข้อมูลทั้งหมดที่เกี่ยวกับชิ้นงานที่ตรวจสอบถูกส่งผ่านไปยังขดลวดโพรบ โดยการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กรอบๆ โพรบถ้ารักษาไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิให้คงที่ สม่่าเสมอการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบก็สามารถตรวจวัดได้จาก การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดโพรบได้ ($V_p = I_p Z_p$) ในการตรวจสอบส่วนมากการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ หรือแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดโพรบมีค่าน้อยมากในขณะที่โพรบเคลื่อนผ่านรอยบกพร่องซึ่งโดยปกติทั่ว ๆ ไปการเปลี่ยนแปลงจะน้อยกว่า 1 % ปริมาณการเปลี่ยนแปลงน้อยนี้จะยากต่อการตรวจจับถ้าวัดขนาดจริงของอิมพีแดนซ์หรือแรงดันไฟฟ้าคั้งนั้นจึงใช้หลักการของวงจรบริดจ์ไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Bridge) โดยมีแขนของบริดจ์เป็นอิมพีแดนซ์ แทนที่จะเป็นความต้านทานอย่างเดียว เมื่อปรับให้บริดจ์สมดุลแล้ว นั่นคือแรงดันไฟฟ้าคร่อมโวลท์มิเตอร์เป็นศูนย์ ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ หรือแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดโพรบ แม้แต่เพียงเล็กน้อยก็จะทำให้บริดจ์ไม่สมดุลและสามารถตรวจจับได้เมื่อเทียบกับศูนย์

องค์ประกอบและหน้าที่หลักของเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ดังได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 ออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จะจ่ายกระแสไฟฟ้ารูปไซน์ตามความถี่ที่กำหนดไว้ไหลผ่านขดลวดโพรบและขดลวดอ้างอิง เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองเป็นมีค่าศูนย์ เมื่อมีรอยบกพร่องอยู่ใกล้กับขดลวดโพรบก็จะทำให้อิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบเปลี่ยนไปจะเกิดสัญญาณ แรงดันไฟฟ้าที่ไม่สมดุลขนาดเล็ก ๆ ซึ่งจะถูขยายสัญญาณโดยวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) เนื่องจากสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปไซน์ที่ไม่สมดุลจะยุ่งยากต่อการวิเคราะห์จึงต้องเปลี่ยนเป็นกระแสตรงโดยรักษาแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณกระแสสลับไว้ ซึ่งทำโดยการแยกเป็นองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature Components) สองส่วนของกระแสสลับแล้วเรียงกระแสโดยคงสภาพที่เหมาะสมไว้ และเพื่อลดสัญญาณรบกวนของเครื่องมืออาจจะเพิ่มวงจรกรอง (Filter) สำหรับสัญญาณขาออกสัญญาณอาจจะแสดงเฉพาะแอมพลิจูดโดยใช้มิเตอร์หรือโดยทั่วไปสัญญาณทั้งสองส่วนจะแสดงบนจอภาพ $x-y$ ในรูปของอิมพีแดนซ์ของกราฟทั้งนี้โดยผ่านวงจรควบคุมการเลื่อนเฟส เพื่อให้รีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำเป็นแกนแนวตั้ง ($+y$) และความต้านทานเป็นแกนแนวนอน ($+x$)



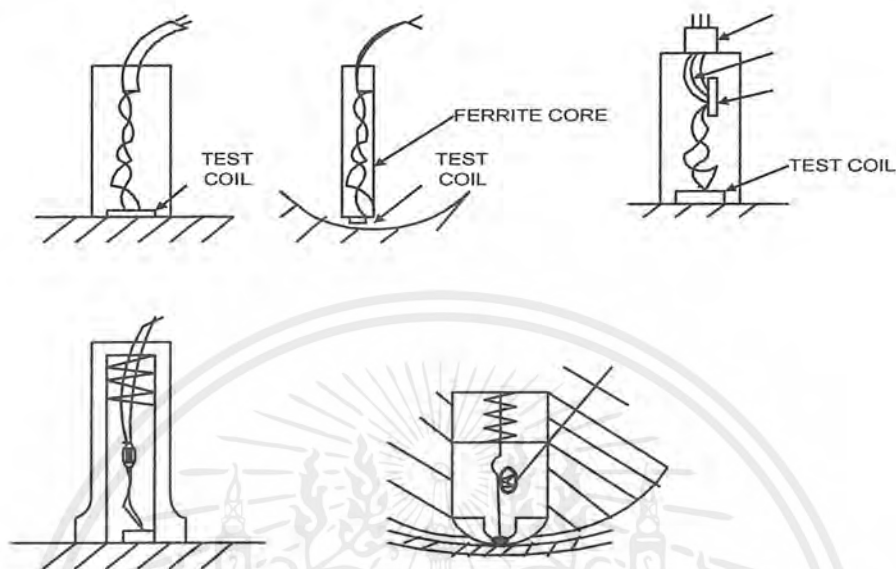
รูปที่ 2.14 องค์ประกอบและหน้าที่หลักของเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน

2.8 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว (Surface Probes)

โพรบที่ใช้ในการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน มีหน้าที่สำคัญสองประการ ได้แก่ หนึ่งย่นนำกระแสไหลวน และตรวจจับการบิดเบี้ยวของการไหลของกระแสไหลวนซึ่งเกิดจากรอยบกพร่องต่าง ๆ ความไวในการตรวจจับรอยบกพร่องและตัวแปรอื่นๆ อาจจะกระทบกระเทือน โดยการเลือกใช้โพรบ โพรบที่พบเห็นโดยทั่วไปคือโพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวซึ่งอาจเป็นพื้นผิวแบบหรือพื้นผิวโค้ง โดยที่รอยบกพร่องอาจจะเป็นได้ทั้งรอยบกพร่องที่ผิวหรือรอยบกพร่องที่อยู่ภายใน (ซึ่งลึกจากผิวไม่มากนัก)

โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบธรรมดาจะมีขดลวดหนึ่งหรือสองขดอยู่ภายในโพรบ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 โพรบที่มีขดลวดเพียงขดเดียวจะต้องหาขดลวดขดที่สองมาช่วยในการทำให้วงจรบริดจ์สมดุล ดังนั้นโพรบโดยส่วนมากจะเป็นแบบขดลวดสองขด ซึ่งแบ่งเป็นสองอย่างคือโพรบสมบูรณ์ (Absolute Probe) ซึ่งขดลวดเพียงขดเดียวถูกใช้ในการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของชิ้นงานตรวจสอบ โดยขดลวดขดที่สองถูกวางห่างจากชิ้นงานตรวจสอบอย่างเพียงพอในขณะที่โพรบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Probe) จะใช้ขดลวดทั้งสองในการตรวจหาการเปลี่ยนแปลงของชิ้นงานตรวจสอบซึ่งโพรบต่างๆเหล่านี้อาจได้รับการปรับปรุงเพิ่มเติม เช่นรูปที่ 2.15(b) มีการเสริมแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite) ให้ขดลวดทั้งนี้ก็เพื่อให้มีความเหนี่ยวนำสูงขึ้นและมีพื้นที่ในการสัมผัสน้อยลงรูปที่ 2.15 (c) และ (e) ซึ่งขดลวดขดที่สองเป็นตัวเปรียบเทียบกับชิ้นโลหะที่เป็นวัสดุ

ชนิดกับชิ้นงานที่จะตรวจสอบ เพื่อให้อิมพีแดนซ์ สัมพัทธ์ระหว่างขดลวดทั้งสองไม่ขึ้นกับความถี่ที่ใช้ตรวจสอบ

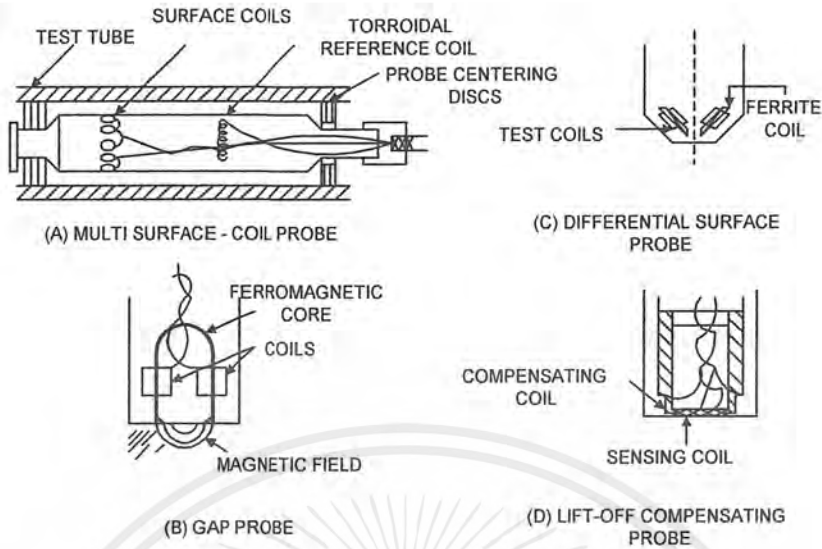


รูปที่ 2.15 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบธรรมดา

และเพื่อให้สามารถตรวจสอบรอยบกพร่อง ที่ไม่สามารถใช้ในโพรบแบบธรรมดาตรวจจับได้หรือลดผลกระทบของการแปรเปลี่ยนของเนื้อวัสดุหรือการเชื่อมต่อทางสนามแม่เหล็กระหว่างโพรบกับชิ้นงาน (Lift Off) ดังนั้นจำเป็นต้องใช้โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบพิเศษ ดังรูป 2.16

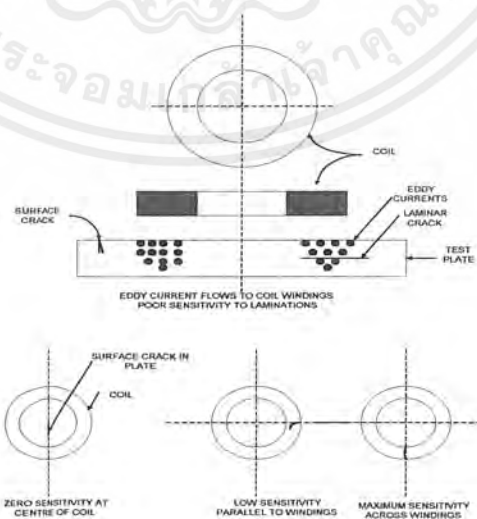
จากลักษณะของโพรบที่มีขดลวดวางขนานกับพื้นผิวที่จะตรวจสอบ ดังนั้นกระแสไหลวนที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นจะมีทิศทางการไหลขนานกับขดลวดหรือพื้นผิวนั้นเอง ซึ่งจะทำให้โพรบตรวจสอบพื้นผิวโดยทั่วไปไม่ไวต่อรอยบกพร่องที่ขนานกับพื้นผิว เช่นการเคลือบที่ไม่ดี รอยแยก (Lamination) นอกจากนี้เนื่องจากขดลวดมีลักษณะเป็นวงแหวนทำให้กระแสไหลวนไหลเป็นปริมาณมากบริเวณใต้ขดลวด จึงทำให้ตำแหน่งบางตำแหน่งของรอยบกพร่อง เมื่อเทียบกับ ขดลวดโพรบมีผลต่อการตรวจจับ ดังในรูปที่ 2.16(b) เมื่อรอยร้าวที่อยู่บริเวณจุดศูนย์กลางของ ขดลวด ความไวในการตรวจจับจะน้อยมาก เนื่องจากที่จุดศูนย์กลางจะไม่มีสนามแม่เหล็ก และถ้าแนวของรอยร้าวในอยู่แนวเดียวกับการไหลของกระแสไหลวนก็จะทำให้ความไวในการตรวจจับน้อยกว่าเมื่อรอยร้าววางแนวการไหลของกระแสไหลวนเป็นดิ่ง ดังรูปที่ 2.16(c) และ (d)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบพิเศษ

พารามิเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อความไวในการตรวจจับความบกพร่องได้แก่ระยะห่างของโพรบกับชิ้นงาน (Lift Off) ถ้าโพรบห่างจากชิ้นงานมากความไวจะลดลง เนื่องจากการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กลดลง และระดับลึกของรอยบกพร่องภายใน (Subsurface Detect) ยิ่งลึกจากผิวมากความไวจะลดลง เนื่องจากผลของ Skin Effect ที่ทำให้กระแสไหลวนลดลงตามความลึกตลอดจนค่าความยาวของรอยบกพร่อง ซึ่งโดย ๆ ทั่วไปขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางหวังผลของโพรบ (Effective Diameter) ควรเท่ากับหรือเล็กกว่าความยาวของรอยบกพร่อง ($D_{eff} = D_{coil} + 4\delta$)

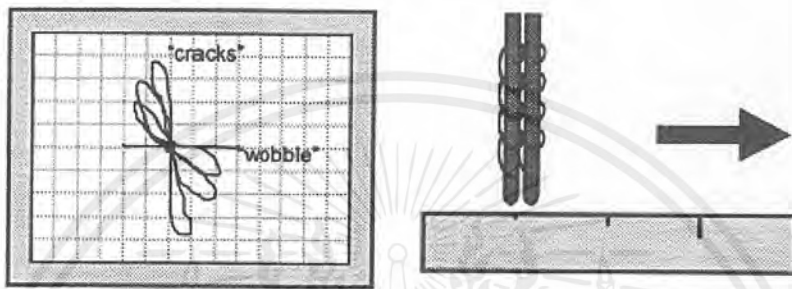


รูปที่ 2.17 ผลของทิศทางต่อการตรวจจับของโพรบพื้นผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 รูปแบบและหลักการของโพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียน

โพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียนเป็นโพรบที่ใช้วัดหารอยบกพร่องขนาดเล็กและจะไม่มีผลกับการถูก Lift off, อุณหภูมิจากภายนอก เนื่องจากโพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียนนี้จะถูกตั้งค่าไว้ที่จุดสมดุลย์ ดังรูป

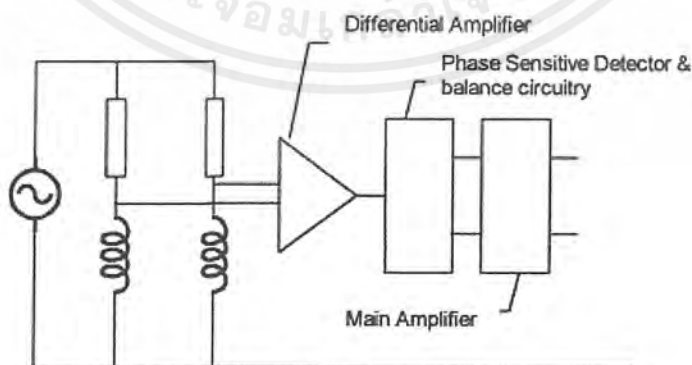


รูปที่ 2.18 การทำงานของ โพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียน

จากรูปเป็นการแสดงการทำงานของโพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียนซึ่งคุณสมบัติของโพรบชนิดนี้คือลักษณะของรอยบกพร่องที่แสดงออกมาเป็นรูปเลขแปดทำให้การยกโพรบขึ้นจากชิ้นงานไม่มีผลกับโพรบชนิดนี้ จากรูปลักษณะของรอยบกพร่องแบบรูปเลขแปดนี้ทำให้เราสามารถวิเคราะห์ถึงลักษณะของรอยบกพร่องได้โดยดูจากรูปเลขแปดที่มุมต่างๆ

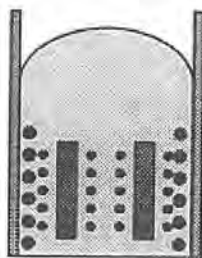
2.9.1 การต่อวงจรการใช้งานของโพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียน

การต่อใช้งานของ โพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียนนี้จะต่อวงจรแบบบริดจ์สมดุลย์ ดังรูป



รูปที่ 2.19 แสดงการต่อวงจรใช้งานของโพรบแบบคิฟเฟอร์เรเนียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



"Differential"
reflection probe

รูปที่ 2.20 แสดงหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล

2.10 การวิเคราะห์สัญญาณการตรวจสอบ

2.10.1 ผลกระทบของพารามิเตอร์ในการตรวจสอบ

เนื่องจากมีพารามิเตอร์จำนวนมากที่มีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงกระแสไหลวนหรือ อิมพีแดนซ์ของโพรบ จึงจำเป็นต้องเข้าใจถึงลักษณะของผลกระทบจากพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อใช้ในการเลือกเงื่อนไขในการตรวจสอบที่เหมาะสมและการวิเคราะห์สัญญาณความต้านทาน

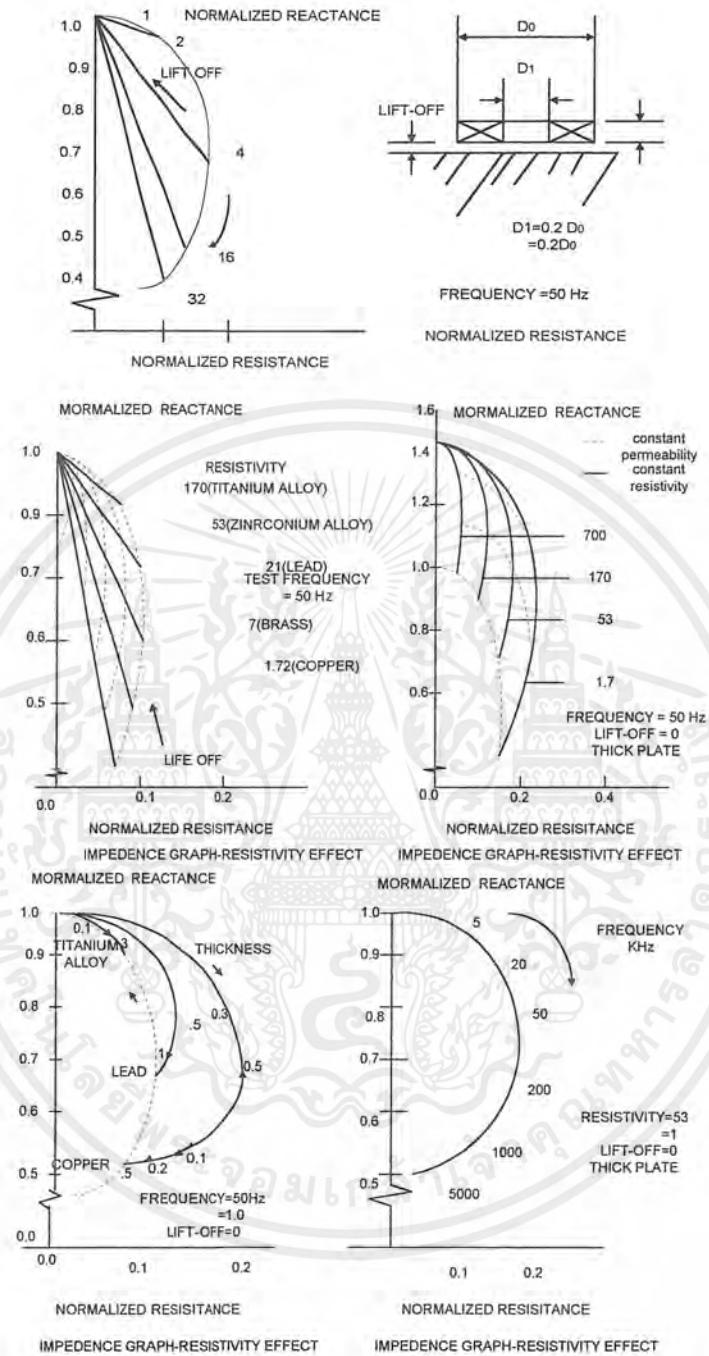
ดังแสดงในรูปที่ 2.21(a) เมื่อความต้านทานเพิ่มขึ้นจุดระยะห่างระหว่าง โพรบกับชิ้นงาน ตรวจสอบ (Lift Off) ซึ่งจะทำให้ขนาดของรัศมีวงกลมเล็กลงความเข้มข้นได้ของแม่เหล็ก

ดังแสดงในรูปที่ 2.21(b) พารามิเตอร์นี้มีผลกระทบอย่างมากต่ออิมพีแดนซ์ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยความหนาของชิ้นงาน

ดังแสดงในรูปที่ 2.21(c) เมื่อความหนาของชิ้นงานลดลง ทำให้เกิดความต้านทานต่อการไหลของกระแสไหลวนเพิ่มขึ้น ดังนั้นจุดอิมพีแดนซ์จะเลื่อนขึ้นไปด้านบนแต่มีลักษณะที่เบี่ยงเบนไปจากแนวกราฟอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงความต้านทานโดยตรง (เส้นประ) ทั้งนี้ เนื่องมาจาก Skin Effect และเฟสที่ช้าลงความถี่ในการตรวจสอบ

ดังแสดงในรูปที่ 2.21(d) เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นกระแสไหลวนจะถูกเหนี่ยวนำได้เฉพาะที่บริเวณใกล้ๆ ผิวทำให้เสมือนกับว่าความต้านทานในชิ้นงานลดลงดังนั้นจุดอิมพีแดนซ์จะเลื่อนลงด้านล่างเส้นผ่านศูนย์กลางขดลวดโพรบ

ดังแสดงในรูปที่ 2.21(e) การเพิ่มขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางขดลวดโพรบจะเลื่อนจุดอิมพีแดนซ์ลงด้านล่างทั้งนี้ดังความสัมพันธ์ในหัวข้อ 2.6



รูปที่ 2.21 ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่ออิมพีแดนซ์

2.10.2 ลักษณะของสัญญาณเมื่อมีรอยบกพร่อง

รอยบกพร่องซึ่งขัดขวางการไหลของกระแสไหลวน จะทำให้อิมพีแดนซ์ของโพรบเปลี่ยนแปลงไปเมื่อตรวจโพรบผ่านรอยบกพร่องนั้นๆ ลักษณะเช่นนี้ได้แสดงในรูปที่ 2.15 ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไหลวนจะต้องไหลอ้อม หรือลดลงลดได้รอยบกพร่องนั้น ๆ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มค่าของความต้านทานต่อการไหลของกระแสไหลวนนั่นเอง เนื่องจากกระแสไหลวนจะพยายามเลือกทางเดินที่มีความต้านทานน้อยที่สุด ดังนั้นถ้าหากรอยบกพร่องที่พื้นผิวมีความลึกระดับเดียวกันกับรอยบกพร่องภายในรอยบกพร่องที่พื้นผิวจะทำให้กระแสไหลวนต้องเปลี่ยนแปลงทางเดินได้มากกว่ารอยบกพร่องภายใน เนื่องจากความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะมีค่ามากที่ ผิวและลดลงตามระดับความลึกดังรูปที่ 2.22 นั่นคือรอยบกพร่องที่พื้นผิวทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความต้านทานได้มากกว่า ซึ่งย่อมทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของโพรบมากกว่าอีกด้วย (แอมพลิจูดของสัญญาณที่ตรวจจับได้จะมีขนาดใหญ่โตกว่า)



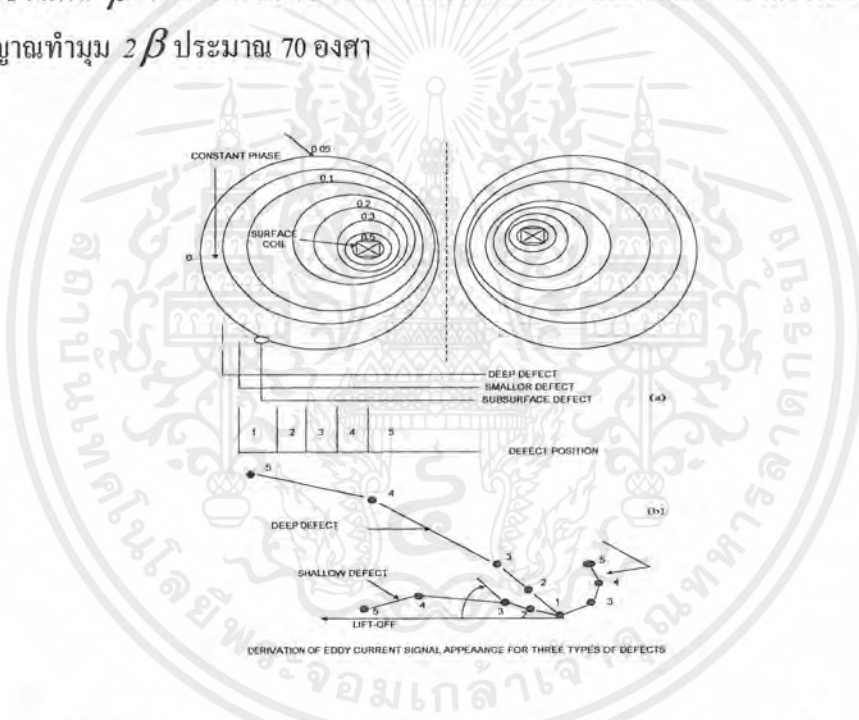
รูปที่ 2.22 ลักษณะการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง

รูปที่ 2.23 ลักษณะการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง

การวิเคราะห์สัญญาณจะสมบูรณ์มากขึ้นถ้าพิจารณาเฟสด้วย รูปที่ 2.24 (a) ซึ่งเป็นภาพภาคตัดขวางของโพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว ซึ่งแสดงการกระจายของสนามแม่เหล็กรอบๆ ขดลวดโพรบโดยที่เส้นทึบแสดงระดับที่มีความเข้มของสนามแม่เหล็กคงที่ และเส้นประแสดงระดับของเฟสคงที่ ทั้งนี้เฟสของสนามแม่เหล็กจะใกล้เคียงกันกับค่าเฟสของ กระแสไหลวนจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อระยะทางตามแนวแกนหรือความลึกเพิ่มขึ้น และเฟสจะช้ามากขึ้นเรื่อยๆด้วยเช่นกัน

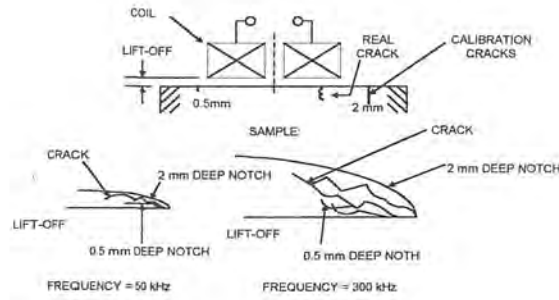
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบของรอยบกพร่องทั้งสามแบบในรูปเมื่อเลื่อนจากตำแหน่ง 0 ไปยัง 5 ของรูปที่ 2.24(a) แสดงด้วยลักษณะของสัญญาณที่ตรวจจับได้บนจอภาพของเครื่องตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ดังรูปที่ 2.24(b) ลักษณะของสัญญาณจากรอยบกพร่องจะเป็นเส้นโค้งแยกออกจากแนว Lift Off 2β กับแนว Lift Off ซึ่งอาจจะอธิบายได้ว่า เกิดจากเฟสที่ช้าลงของสนามแม่เหล็กเมื่อห่างจากขดลวดบวกกับเฟสที่ช้าลงของกระแสไหลวน เมื่อสะท้อนกลับไปยังขดลวดโพรบสำหรับรอยบกพร่องที่พื้นผิวแบบตื้น ๆ ซึ่งจะมีมุมเฟส β อยู่ในช่วง 20-25 องศาตามรูปที่ 2.24(a) จะมีแนวสัมผัสขอ 2β ประมาณ 45 องศา ขณะที่รอยบกพร่องใต้พื้นผิวมีระดับเฟส β ประมาณ 70 องศา มีแนวสัมผัสของสัญญาณ 2β ประมาณ 130 องศา ส่วนรอยบกพร่องพื้นผิวที่มีความลึกมาก จะมีช่วงเฟส β กว้างจาก 20-60 องศา ซึ่งอาจใช้ค่าเฉลี่ยประมาณ 35 องศา ดังนั้นแนวสัมผัสของสัญญาณทำมุม 2β ประมาณ 70 องศา



รูปที่ 2.24 ลักษณะของสัญญาณจากการตรวจสอบรอยบกพร่องแบบต่างๆ

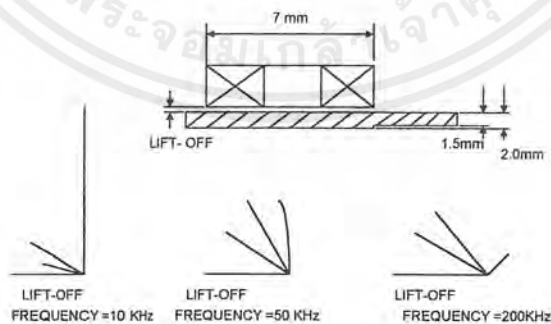
ในกรณีของรอยบกพร่องจริง ซึ่งลักษณะของผนังขรุขระและอาจมีบางส่วนแตกต่างกันอยู่จะทำให้สัญญาณที่ได้รับไม่ชัดเจนเหมือนเช่นที่แสดงไว้ใน การตรวจสอบจริง ลักษณะการกระจายของสนามแม่เหล็กจะแตกต่างกันดังนั้นการพิจารณาความลึกของรอยบกพร่องที่พื้นผิวต้องอาศัยการเปรียบเทียบกับรอยบกพร่อง (รอยบาก) สอบเทียบ (Calibration Defect) ที่ทำขึ้นทั้งแอมพลิจูดและเฟสดังแสดงในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 สัญญาณจากรอยบกพร่องจริงและรอยบกพร่องสอบเทียบ

2.10.3 ลักษณะของสัญญาณการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุและความหนา

รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะของสัญญาณจากการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุและความหนา ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน โดยปรับให้แนว Lift Off อยู่ในแนวราบจะพบว่าการแปรเปลี่ยน คุณสมบัติของ วัสดุ และความหนาขึ้นงานตรวจสอบจะทำให้เกิดสัญญาณแยกตัวออกจากแนว Lift Off ในทิศตาม เข็มนาฬิกา โดยจะมีขนาดและเฟสขึ้นกับความถี่ที่ใช้ในการตรวจสอบ เช่นที่ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณเนื่องจากการเพิ่มความขรุขระได้ของแม่เหล็ก ($+\Delta\rho$) จะมีค่าสูงและมีมุมเฟส 2β ประมาณ 90 องศา ขณะที่สัญญาณจากการเพิ่มความต้านทาน ($+\Delta\rho$) และสัญญาณจากการลด ความหนา ($-\Delta t$) ให้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดและเฟสใกล้เคียงกัน เมื่อค่าความถี่ในการตรวจสอบ เพิ่มขึ้น ลักษณะของสัญญาณทั้งสามก็จะเปลี่ยนไปจากเดิม เช่นที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณ $-\Delta t$ ทำมุมเฟส 2β ประมาณ 90 องศา จากแนว Lift Off และ ขณะเดียวกันสัญญาณ $+\Delta\rho$ และ $+\Delta\mu$ จะเคลื่อนเข้าใกล้กัน



Probe Response to Various Test Parameters at Three Frequencies

รูปที่ 2.26 ลักษณะของสัญญาณจากการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุ และความหนาที่ความถี่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามปกติการตรวจสอบแผ่นโลหะบางความถี่ที่ใช้ ในการตรวจสอบจะถูกเลือกให้อยู่แนว Lift Off และแนวสัญญาณจากการเปลี่ยนแปลงความหนาแยกห่างกันประมาณ 90 องศาบนระนาบ อิมพีแดนซ์ซึ่งความถี่นี้ได้ทดลองคำนวณใช้จากความสัมพันธ์โดยให้อัตราส่วนของความหนาต่อ ระยะความลึกในการแทรกซึมมาตรฐาน $(t/\delta) = 0.8$ ได้สมการ

$$f = 1.6\rho/t^2 \text{ fb} \quad \text{กิโลเฮิร์ตซ์} \quad (2.22)$$

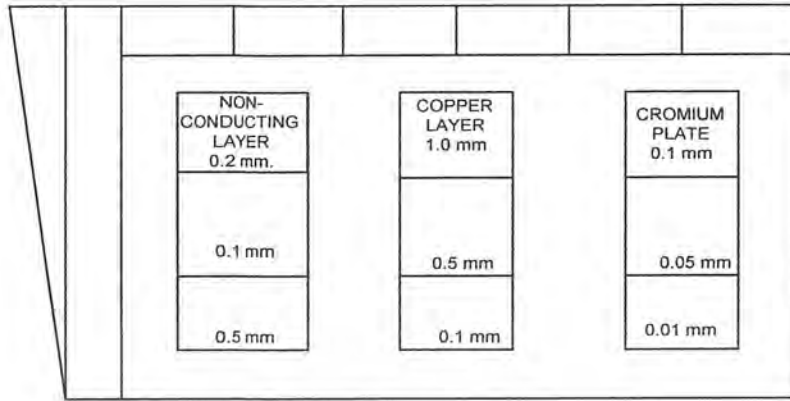
เมื่อ ρ มีหน่วยเป็น ไมโครโอห์ม-เซนติเมตร และ t มีหน่วยมิลลิเมตร ขณะที่สัญญาณ จากรอยบกพร่องชนิดอื่นๆ จะทำมุนน้อยกว่า 90 องศา

2.10.4 รอยบกพร่องสอบเทียบ (Calibration Defect)

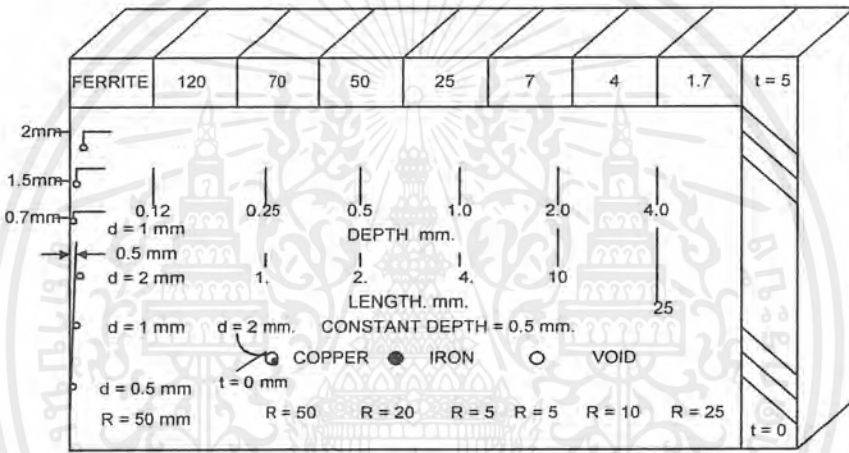
การวิเคราะห์สัญญาณจากการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน เป็นเทคนิคที่อาศัยการเปรียบเทียบจึงจำเป็นที่จะต้องมีความรู้มาตรฐานการสอบเทียบ เพื่อใช้เปรียบเทียบค่าแอมพลิจูดและเฟสของรอย บกพร่องในชิ้นงานซึ่งไม่ทราบชนิดนอกจากนี้สัญญาณจากมาตรฐานการสอบเทียบยังอาจใช้ในการ ปรับความไวและมุมของเครื่องมือด้วย

รูปที่ 2.27 แสดงแผ่นทดสอบเทียบชนิดหนึ่งสำหรับการใช้งานทั่ว ๆ ไปที่ใช้เพื่อแสดงผล ของพารามิเตอร์ต่างๆ ได้แก่

- ความต้านทานไฟฟ้า
- ความหนา
- ลักษณะพื้นผิว
- ความยาวของรอยบกพร่องเมื่อความลึกคงที่
- ความลึกของรอยบกพร่องเมื่อความยาวคงที่
- ขนาดของรอยบกพร่องได้ผิวเมื่อความลึกคงที่
- ความลึกของรอยบกพร่องได้ผิวเมื่อขนาดคงที่
- ความหนาของชั้นไม่นำไฟฟ้า
- ความหนาของชั้นนำไฟฟ้า
- การปะปนของสารแม่เหล็ก



(B) BACK SIDE



(A) FRONT SIDE CALIBRATION STANDARD

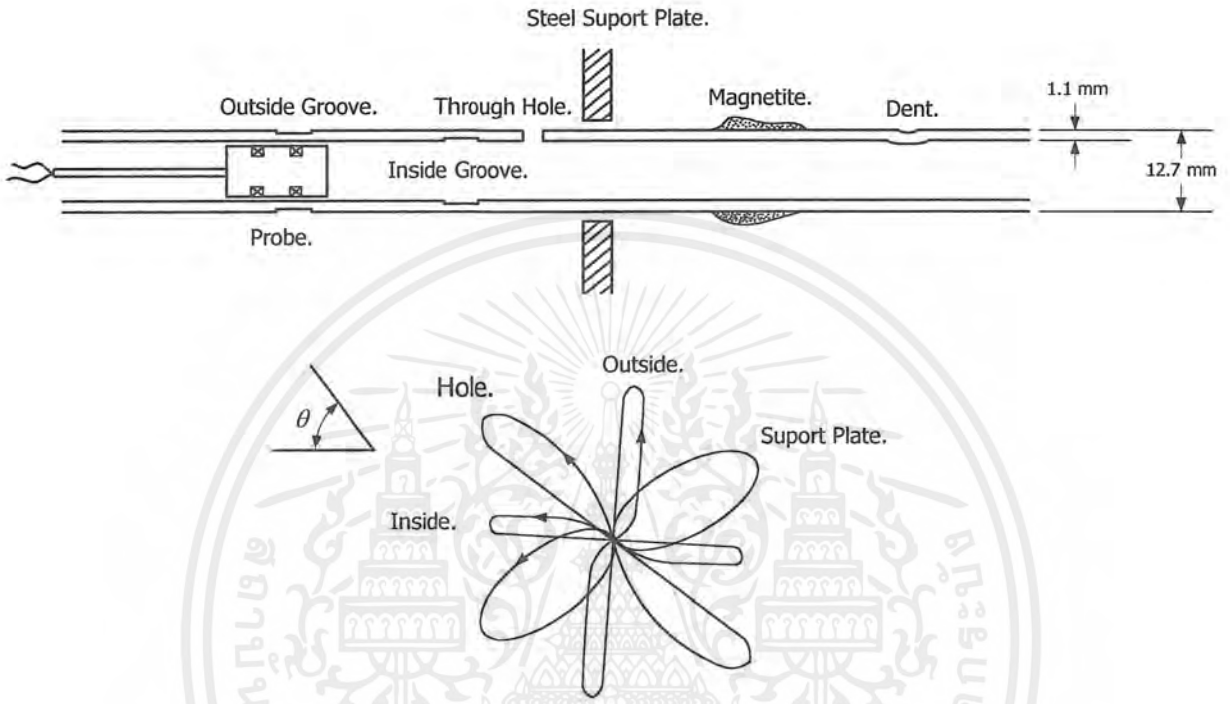
รูปที่ 2.27 มาตรฐานการสอบเทียบ

2.10.5 การวิเคราะห์สัญญาณของโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล

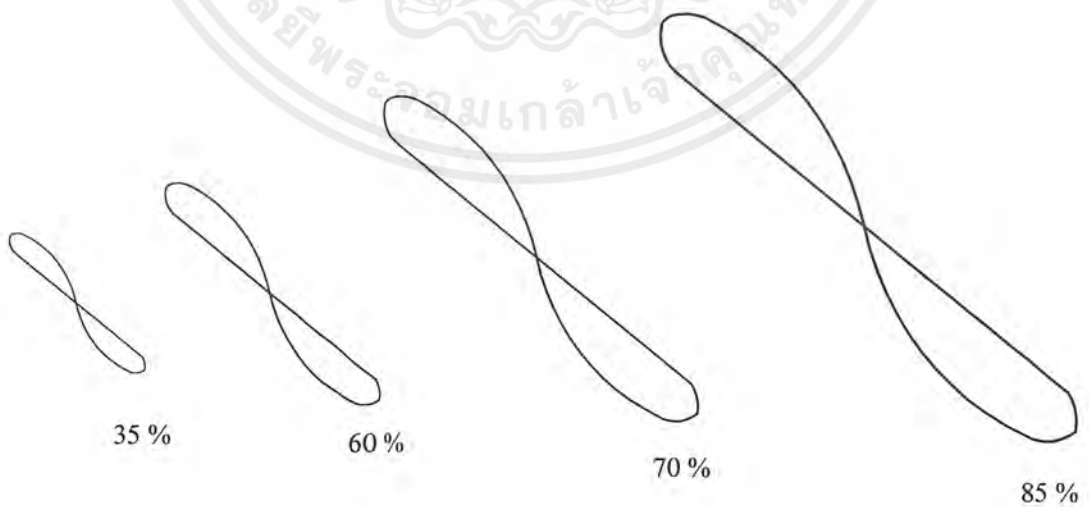
การวิเคราะห์สัญญาณที่ได้จากโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล ลดความสำคัญของการวิเคราะห์ที่อยู่ที่มุมเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปของรูปสัญญาณซึ่งในงานที่ใช้หลักการของกระแสไหลวนในการตรวจสอบ จะให้ความสำคัญของการวิเคราะห์มุมเฟสมากกว่าความลึกและรูปแบบของรอยบกพร่องซึ่งสิ่งเหล่านี้จะมีผลกระทบกับค่าอิมพีแดนซ์หรือค่าความนำไฟฟ้าของหัวโพรบ ในการวิเคราะห์สัญญาณของรอยบกพร่องแบบต่างๆ โดยใช้หัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลในการตรวจสอบแสดงดังรูปที่ 2.28 จากรูปการวิเคราะห์สัญญาณของรอยบกพร่องภายใน (ID) จะได้สัญญาณที่เล็กกว่าสัญญาณของรอยบกพร่องภายนอก และจะมีมุมต่างเฟสกันประมาณ 90 องศา ส่วนสัญญาณของรอยบกพร่องที่เกิดจากรูทะลุและโลหะชนิดอื่นจะมีรูปสัญญาณที่แตกต่างกันไปดังรูปที่ 2.28 ซึ่งในรูปสัญญาณที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดขึ้นนั้นไม่สามารถที่จะจางขนาดของรูปสัญญาณซึ่งจะขึ้นอยู่กับความถี่ คือ ถ้าปรับความถี่สูงก็จะทำให้รูปสัญญาณใหญ่และถ้าปรับความถี่ต่ำก็จะทำให้รูปสัญญาณเล็กลง



รูปที่ 2.28 ชนิดของการปรับเทียบท่อเพื่อการตรวจสอบรอยบกพร่อง



รูปที่ 2.29 แผนภาพสัญญาณอิมพีแดนซ์ของหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลมีระยะความลึกตั้งแต่ 35 %-85% ของรอยบกพร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนมุมต่างเฟสที่เกิดขึ้นจากรอยบกพร่องจะเกิดขึ้นจากขนาดความถี่ของรอยบกพร่อง ซึ่งมุมต่างเฟสนี้จะแปรผันตามความถี่ของรอยบกพร่อง โดยในการวิเคราะห์มุมเฟสและขนาดของสัญญาณจะกระทำการวิเคราะห์ร่วมกันเพื่อหาความใกล้เคียงกับรอยบกพร่องที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงานในรูปที่ 2.29 แสดงถึงรูปสัญญาณของอิมพีแดนซ์ โดยการวัดขนาดของสัญญาณจากท่อโดยมีรอยบกพร่องเป็นรอยบกพร่องแบบภายนอกและโดยใช้โพรมแบบดิฟเฟอเรนเชียลในการตรวจสอบแบบภายใน จากรูปซึ่งแสดงได้ว่าความถี่ของรอยบกพร่องมีผลต่อขนาดและเฟสของสัญญาณ โดยที่ขนาดของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นตามความถี่ของรอยบกพร่องแต่มุมต่างเฟสจะลดลง

2.10.6 ข้อดี-ข้อเสียของหัวโพรมแบบดิฟเฟอเรนเชียล

ตารางที่ 2.1 ข้อดี-ข้อเสียของหัวโพรมแบบดิฟเฟอเรนเชียล

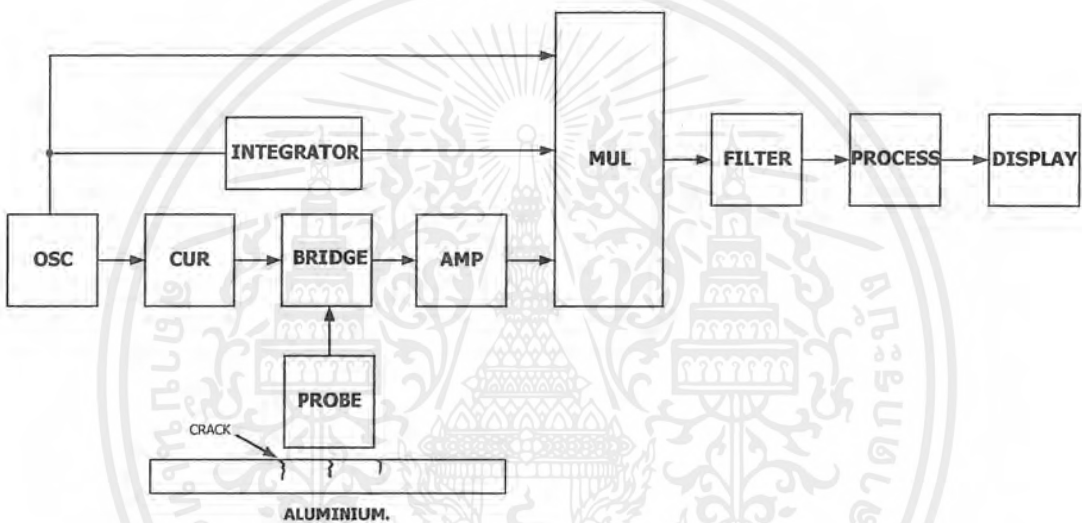
ข้อดี	ข้อเสีย
<ol style="list-style-type: none"> 1. อุณหภูมิโดยรอบไม่มีผลต่อโพรม 2. โพรมมีความไวค่อนข้างต่ำทำให้วิเคราะห์สัญญาณได้ง่าย 3. การสั่นของหัวโพรมไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความไวในการตรวจสอบ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. เนื่องจากมีความไวต่ำจึงไม่สามารถวัดรอยบกพร่องที่มีความยาวมาก 2. วัดสัญญาณได้เฉพาะส่วนปลายของรอยบกพร่องที่มีขนาดใหญ่และมีความยาวมากเท่านั้น 3. สามารถแสดงผลของสัญญาณได้ยากเนื่องจากมีความซับซ้อนในการวิเคราะห์สัญญาณ 4. ลักษณะการวางหัวโพรมมีผลต่อสัญญาณที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบ การสร้างและการทำงาน

การออกแบบและการสร้างเครื่องตรวจหารอยร้าวของอลูมิเนียม โดยกระแสไหลวน ได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนของหัวโพรบและส่วนของวงจรการตรวจสอบซึ่งมีแผนผังการทำงานของเครื่องตรวจสอบรอยร้าวโดยใช้หลักแสดงการทำงาน ดังรูปที่ 3.1



- OSC : Oscillator.
CUR : Constant Current.
BRIDGE : Balancing Bridge.
AMP : Instrument Amplifier.
INTEGRATOR : Integrator.
MUL : Multiplier.
FILTER : Low-Pass Filter.
PROCESS : Processing of Z-Impedance.

รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องตรวจสอบรอยร้าวของอลูมิเนียม โดยใช้หลักการกระแสไหลวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

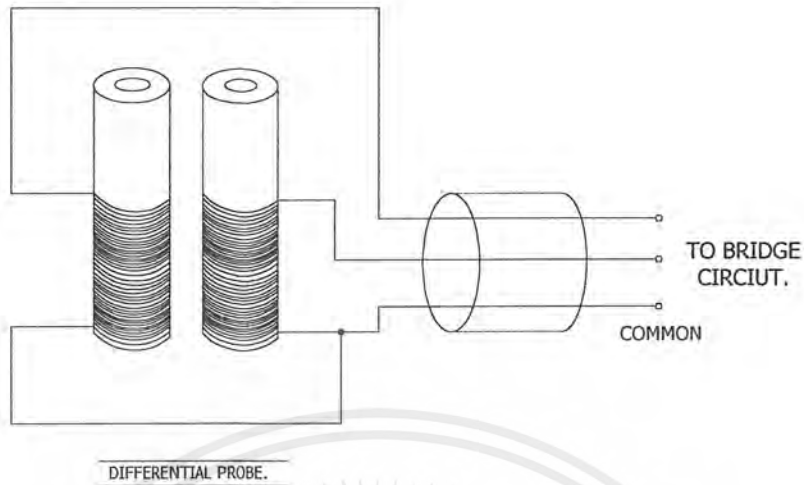
จากรูปแผนผังการทำงานของเครื่องตรวจหารอยบกพร่อง โดยวิธีกระแสไหลวน มีลักษณะการทำงานดังนี้ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ต่างเฟส 90 องศา จะกำเนิดสัญญาณรูปไซน์และรูปโคไซน์ ที่มีความถี่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยที่สัญญาณรูปไซน์จะถูกส่งไปยังวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่เพื่อทำให้สัญญาณที่ได้จากแหล่งจ่ายออสซิลเลเตอร์มีลักษณะที่คงที่ จากนั้นจะส่งสัญญาณนั้นไปยังวงจรบริดจ์สมดุลเพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับหัวโพรบตรวจสอบรอยบกพร่องซึ่งต่อเข้ากับวงจรบริดจ์สมดุลนั้น ในขณะที่วงจรมีลักษณะที่สมดุลจะไม่ทำให้เกิดแรงดันที่แตกต่างขึ้น (ΔV) แต่เมื่อลากหัวโพรบจากรอยบกพร่อง ก็จะทำให้เกิดแรงดันแตกต่างขึ้นที่ขาทั้งสองข้างของวงจรบริดจ์ (ΔV) เมื่อมีสัญญาณแรงดันเกิดขึ้นที่วงจรมีลักษณะที่สมดุล ก็จะส่งไปยังวงจรมายขยายสัญญาณที่เกิดขึ้นให้มีขนาดเพิ่มขึ้น จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปคูณกับสัญญาณแรงดันอ้างอิงรูปไซน์และโคไซน์ในวงจรคูณสัญญาณ เมื่อทำการคูณสัญญาณเสร็จแล้ว สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองเอาความถี่ต่ำมาใช้งาน จากนั้นก็จะส่งสัญญาณไปยังวงจรมายคำนวณค่าแชนดอิมพีแดนซ์ เพื่อทำการคำนวณหาค่าแชนดอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการลากหัวโพรบผ่านรอยบกพร่อง แล้วจึงนำเอาสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาแสดงผลในส่วนของผลการแสดงผล โดยใช้ออสซิลโลสโคปต่อไป

3.1 โพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Probe)

ในส่วนของโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลนั้นมีหลักการที่ใช้ขดลวด 2 ชุด ในการตรวจสอบรอยบกพร่องที่เกิดขึ้นในแต่ละชิ้นงาน เพื่อหาความแตกต่างของระดับแรงดันเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่อง ซึ่งข้อดีของหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลนี้คือ จะไม่มีผลต่ออุณหภูมิและการสั่นสะเทือนของชิ้นงาน และสามารถแสดงผลการตรวจสอบรอยบกพร่องโดยสามารถแสดงผลให้เห็นถึงความถี่ของรอยบกพร่องและขนาดของรอยบกพร่องได้ รวมทั้งสามารถแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของเฟสได้ ซึ่งทั้งหมดนี้จะแสดงผลอยู่ในรูปของแชนดอิมพีแดนซ์

3.1.1 การพันโพรบ (principle of coil probe)

หลักการพันโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล จะทำการพันโพรบขึ้นมา 2 ชุด โดยแต่ละชุดจะพันบนแกนเฟอร์ไรต์ และต้องพันกลับเฟสกัน 180 องศา ซึ่งในการพันนั้นจะต้องให้ค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดทั้งสองชุดมีค่าเท่ากัน ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งในที่นี้ใช้ค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดแต่ละชุด 120 ไมโครเฮนรี่



รูปที่ 3.2 หัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล

การหาค่า L ของขดลวดในการทำหัวโพรบสามารถคำนวณหาค่า L ได้จากสูตร

$$L = \frac{0.8a^2 n^2}{6a + 9b + 10c} \quad (3.1)$$

โดยกำหนดให้

- L คือค่าอินดักแตนซ์ของขดลวด มีหน่วยเป็น μH
- a คือรัศมีของการพัน มีหน่วยเป็นนิ้ว
- b คือความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว
- c คือความหนาของชั้นลวดที่ทับกันขึ้นไป
- n คือจำนวนรอบของขดลวด

ถ้าต้องการให้ได้ค่า L สูงสุดสำหรับความยาวของขดลวดที่จำกัดแล้วควรเลือกให้ $b = c = 0.8a$ หลังกำหนดขนาดของ a, b, c และค่า L ที่ต้องการแล้วก็จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบที่ต้องการพันโดยการจัดรูปสมการใหม่ดังนี้

$$\left(n = \sqrt{\frac{L(6a + 9b + 10c)}{0.8a^2}} \right) \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของลวดที่ใช้พันขึ้นอยู่กับค่าของ b, c และระยะห่างระหว่างแต่ละรอบ หลังจากคำนวณรอบที่ต้องพันได้แล้วนำมาหารด้วยผลคูณของความยาวของการพัน (b) และความลึก c ก็จะได้จำนวนรอบต่อตารางนิ้ว

โพรบที่ออกแบบต้องการค่า L เป็น 120 ไมโครเฮนรี่ ความยาวของแกนที่จะใช้พันคือ 0.072 นิ้ว และมีรัศมีของแกน 0.09 นิ้วจะได้

$$\left(a = \frac{b}{0.8} = \frac{0.072}{0.8} = 0.09'' \right) \quad \text{และ} \quad c = b = 0.072''$$

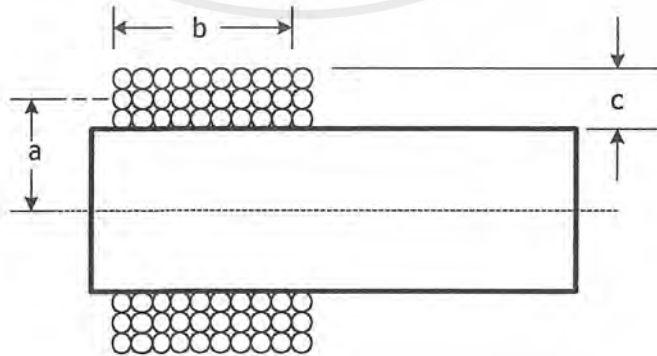
แทนค่า

$$n = \sqrt{\frac{120((0.09 \times 6) + (0.072 \times 9) + (0.072 \times 10))}{0.8 \times 0.09^2}}$$

$$n = 187.97$$

$$\therefore \text{จำนวนรอบต่อตารางนิ้ว} = \frac{n}{bc} = 36259.6$$

เมื่อดูจากตาราง แสดงคุณสมบัติของลวดเคลือบน้ำยาจะต้องใช้ลวดเบอร์ 37 AWG เพราะสามารถพันได้ 39600 รอบต่อตารางนิ้ว ซึ่งเป็นค่าที่ใกล้เคียง 36259.6 มากที่สุด และจะเห็นได้ว่าลวดเบอร์ 37 สามารถพันได้ 198 รอบต่อความยาว 1 นิ้วแต่ความยาวในการพันคือ $b = 0.072$ นิ้ว ดังนั้นในแต่ละชั้นจะต้องพันให้ได้ $198 \times 0.072 = 14.2$ รอบ และต้องพันอย่างน้อย 13.24 ชั้น

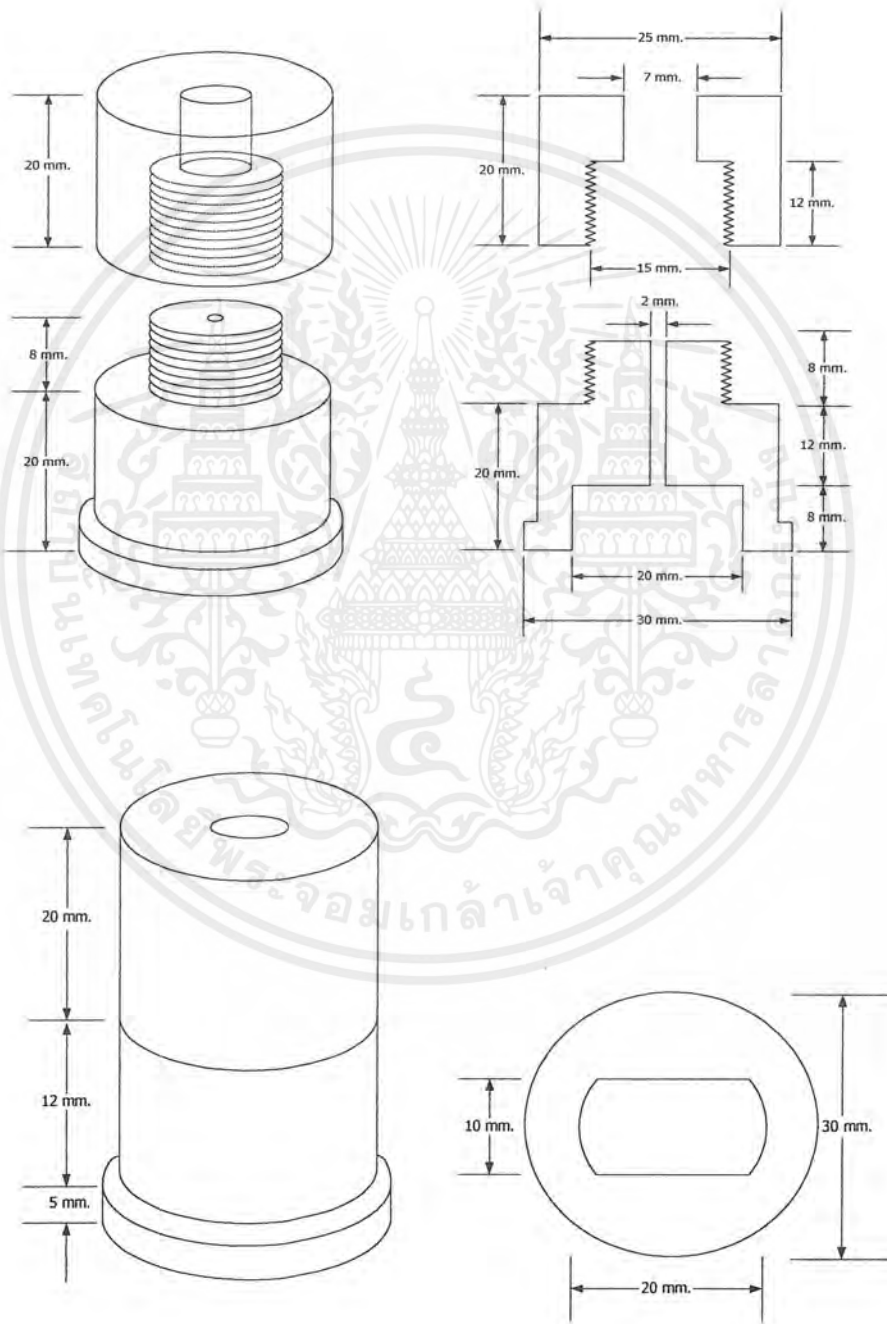


รูปที่ 3.3 หน้าตัดของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบภาชนะบรรจุโพรบ (Principle of Making Container)

การออกแบบภาชนะบรรจุโพรบ วัสดุที่นำมาใช้ทำภาชนะที่ใช้บรรจุโพรบนั้นจะต้องเป็นภาชนะที่ทนทาน และเป็นฉนวนป้องกันสนามแม่เหล็กรั่วไหลได้ ในที่นี้ใช้แท่งพลาสติกไนลอนในการออกแบบ ดังรูป



รูปที่ 3.4 ภาชนะบรรจุหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล

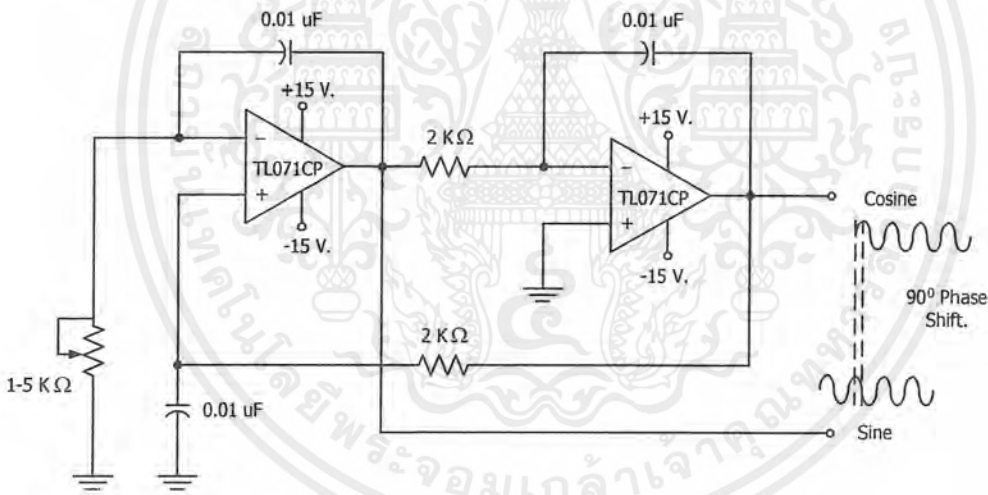
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรการตรวจสอบ (Testing Circuit)

ในส่วนของวงจรการตรวจสอบ จะประกอบไปด้วยวงจรในหลายส่วน ซึ่งในแต่ละวงจรที่สร้างขึ้นมานั้นจะได้จากผลลัพธ์ที่ได้จากสมการ ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นส่วนๆ ดังนี้

3.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปซายน์ต่างเฟส 90°

ในวงจรกำเนิดสัญญาณรูปซายน์ต่างเฟส 90° จะใช้วงจรกำเนิดสัญญาณที่เรียกว่า (Quadrature Oscillator) ดังรูปที่ ซึ่งวงจรชนิดนี้ใช้อินทิเกรเตอร์ 2 ตัว ชนิดที่มีการป้อนกลับแบบบวก โดยที่ R_1 ควรมียาค่าต่ำกว่า R_2 เล็กน้อยเพื่อวงจรจะได้อสซิลเลท นอกจากนี้ R_1 ควรมีค่าที่เหมาะสม มิเช่นนั้นถ้าหาก R_1 มีค่าต่ำเกินไปสัญญาณที่ได้จะมีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้น R_1 ที่ควรใช้ควรเป็นชนิดปรับค่าได้ เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตมีความเพี้ยนต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ในวงจรนี้จะใช้ไอซีเบอร์ TL 071 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่มีแบนวิดท์ของความถี่ที่กว้าง และมีสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปซายน์ต่างเฟส 90°

กรณีที่ $R_2 = R_3$ โดยที่ $R_1 < R_3$ และ $C_1 = C_2 = C_3$ เราจะสามารถคำนวณหาความถี่เอาต์พุตได้จากสมการ

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ใช้ความถี่ที่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์โดยกำหนดให้

$$R_2 = 2.2 \quad \text{กิโลโอห์ม}$$

$$C_2 = 0.01 \quad \text{ไมโครฟาร์ด}$$

เมื่อ $R_1 < R_3$, $R_3 = R_2$, $C_1 = C_2 = C_3$ โดยให้ R_1 ปรับค่าได้

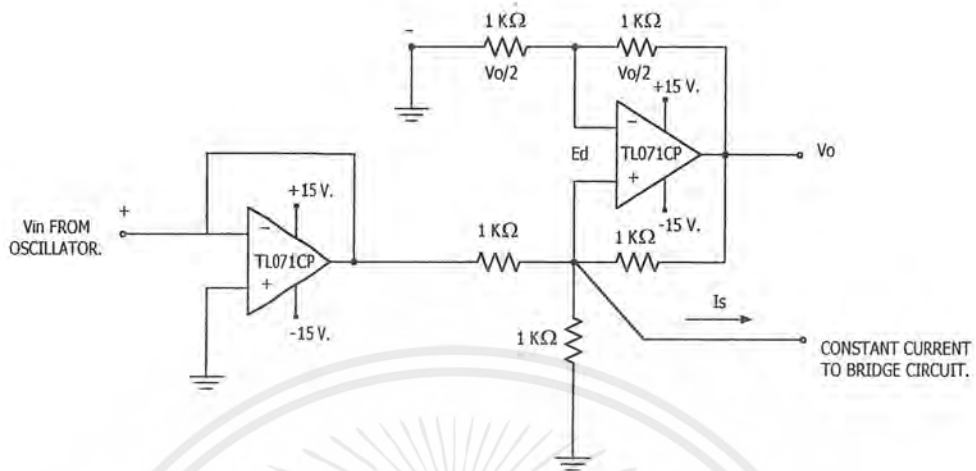
ในวงจรกำเนิดสัญญาณรูปขายนี่ต่างเฟส 90° นี้จะใช้ไอซีเบอร์ TL 071 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่มีแบนวิดท์ของความถี่ที่กว้างและมีสัญญาณรบกวนต่ำ มาใช้ในวงจรซึ่งมีลักษณะรายละเอียดของขาไอซีดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 รายละเอียดของไอซีออปแอมป์ TL071

3.2.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Circuit)

ในงานที่ใช้การตรวจสอบแบบกระแสไหลวนนี้ จำเป็นที่จะต้องให้ความสำคัญกับแหล่งจ่ายกระแสมาก เนื่องจากเป็นแหล่งจ่ายของวงจร ซึ่งจะเป็นต้องใช้กระแสที่ได้จากวงจร ออสซิลเลเตอร์คงที่ โดยที่วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่นี้จะสามารถต่อเข้ากับโหลดที่ต้องต่ออยู่กับ สักคาเดิน ซึ่งเราจะเรียกโหลดประเภทนี้ว่า โหลดสักคาเดิน และกระแสไหลผ่านโหลดจะต้องขึ้นอยู่กับ สักคาสัญญาณเข้าด้วย นั่นคือ กระแสไหลผ่าน โหลดจะต้องไม่ขึ้นกับความต้านทาน โหลดแต่ขึ้นอยู่กับระดับสักคาสัญญาณเข้าเท่านั้น



รูปที่ 3.7 วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่

วงจรซึ่งจะปฏิบัติหน้าที่ดังกล่าวได้ดี ได้แสดงไว้ในรูปที่มีจุดสัญญาณเข้า 2 จุด ซึ่งแสดงด้วยเครื่องหมาย บวกและลบ สำหรับจ่ายศักดาควบคุมได้ 2 ศักดา ซึ่งอาจจะจ่ายศักดาใดสักดาหนึ่ง หรือจะจ่ายพร้อมกันทั้งสองศักดาก็ได้ ซึ่งแต่อยู่ใกล้เคียงกับขาสัญญาณเข้าที่สุด ในที่นี้ควบคุมกระแสไหลออกจากขาสัญญาณเข้าบวก เราจะวิเคราะห์วงจรในรูปที่ โดยสังเกตว่า V_o จะถูกแบ่งออกตกคร่อมค่าความต้านทานตัวบนทั้งสองตัว อย่างเท่าๆกัน ซึ่งจะมีผลทำให้ระดับศักดาที่ขาลบของออปแอมป์ เท่ากับ $V_o/2$ เมื่อเทียบกับศักดาอิน เนื่องจาก E_d เท่ากับศูนย์ ดังนั้นระดับศักดาตกคร่อมโหลดจะเท่ากับ $V_o/2$ ด้วย กระแสของโหลดจะเป็นไปดังสมการ

$$I_L = \frac{E_1}{R} \quad (3.4)$$

กำหนดให้

$$I_L = 5 \quad \text{มิลลิแอมป์}$$

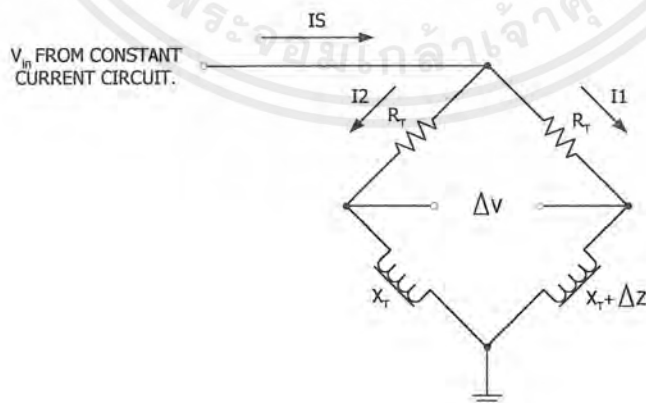
$$R = 1 \quad \text{กิโลโอห์ม}$$

โดยในวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่นี้ก็จะใช้ไอซีเบอร์ TL 071 ซึ่งสัญญาณจะผ่านวงจรบัฟเฟอร์ก่อนจึงจะเข้ามายังวงจรกระแสคงที่เพื่อที่จะทำให้สัญญาณมีสัญญาณรบกวนน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรบริดจ์สมดุลย์ (Balancing Bridge Circuit)

ในการตรวจสอบโดยใช้หัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลนี้ จะเป็นที่จะต้องใช่วงจรบริดจ์แบบสมดุลย์ ในการจับระดับแรงดันที่เปลี่ยนไปเมื่อลากหัวโพรบผ่านรอยบกพร่อง ในวงจรบริดจ์สมดุลย์นี้ ในแต่ละขาจะประกอบไปด้วยความต้านทานคงที่และค่าอินดักแตนซ์ของหัวโพรบ ซึ่งค่าจะต้องเท่ากันเพื่อทำให้บริดจ์สมดุลย์ ในวงจรบริดจ์สมดุลย์นี้จะประกอบไปด้วย ความต้านทานที่คงที่ 2 ตัวใช้เป็นตัวอ้างอิงในแต่ละแขนของวงจรบริดจ์เพื่อที่จะทำให้วงจรเกิดการสมดุลย์ ส่วนความต้านทานที่จะนำมาต่อในอีกแต่ละแขนที่เหลือในวงจรบริดจ์จะนำโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ประกอบไปด้วยค่าอินดักแตนซ์ที่เท่ากันอีก 2 ตัว ซึ่งจะทำให้วงจรมันเกิดการ สมดุลย์ได้เมื่อจ่ายแหล่งจ่ายกระแสเข้ามาในวงจร(เนื่องจากยังไม่ได้ลากหัวโพรบผ่านรอยบกพร่อง ทำให้กระแสที่ไหลในแต่ละแขนของวงจรบริดจ์มีค่าเท่ากัน) ดังนั้นเมื่อลากหัวโพรบผ่าน รอยบกพร่องจะทำให้ค่าอินดักแตนซ์ของหัวโพรบมีค่าที่แตกต่างกันตามหลักการของกระแสไหลวน ซึ่งจะทำให้เกิดความแตกต่างกันของแขนทั้ง 2 ข้างในวงจรบริดจ์ ทำให้เกิดแรงดันระหว่างแขนทั้ง 2 ข้าง แรงดันที่เกิดขึ้นนี้เป็นแรงดันที่จะนำไปวิเคราะห์ในวิธีการทางคณิตศาสตร์ต่อไป ในส่วนของวงจรบริดจ์สมดุลย์นี้ค่าความต้านทานที่ใช้จะต้องเป็นค่าความต้านทานที่มีเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดต่ำและต้องมีค่าที่เหมาะสมกับค่าอินดักแตนซ์ของหัวโพรบด้วย นอกจากนั้นแหล่งจ่ายกระแสที่จ่ายให้กับวงจรบริดจ์จะต้องคงที่เนื่องจากถ้ากระแสที่จ่ายให้กับวงจรไม่คงที่จะทำให้วงจรไม่สมดุลย์และไม่สามารถที่จะจับสัญญาณแรงดันที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งทั้งหมดนี้เป็นตัวแปรที่สำคัญที่มีผลกับสัญญาณแรงดันที่เกิดขึ้นเนื่องจากถ้าสัญญาณแรงดันที่เกิดขึ้นมีความผิดเพี้ยนมากจะทำให้การวิเคราะห์สัญญาณเป็นไปด้วยความยากลำบากและมีผลต่อการสร้างวงจรตรวจสอบสัญญาณอีกด้วย



รูปที่ 3.8 วงจรบริดจ์สมดุลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_S	= แหล่งจ่ายกระแสที่ได้จากวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่
I_1, I_2	= กระแสที่ไหลผ่านในแต่ละขาของวงจรบริดจ์
R_T	= ค่าความต้านทานคงที่
X_T	= ค่าอินดักแตนซ์ของหัวโพรบแบบคิฟเฟอร์เรนเซียล
$X_T + \Delta Z$	= ค่าอิมพีแดนซ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงไป
ΔV	= ค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป

จากกฎแห่งกระแส (Current Divider)

จะได้

$$I_1 = \frac{I_S(R_T + jX_T)}{2R_T + 2jX_T + \Delta Z} \quad (3.5)$$

และ

$$I_2 = \frac{I_S(R_T + jX_T + \Delta Z)}{2R_T + 2jX_T + \Delta Z} \quad (3.6)$$

เมื่อให้

$$\Delta V = (jX_T + \Delta Z) \frac{I_S(R_T + jX_T)}{2R_T + 2jX_T + \Delta Z} - (jX_T) \frac{I_S(R_T + jX_T + \Delta Z)}{2R_T + 2jX_T + \Delta Z}$$

จะได้

$$\Delta V = \frac{I_S R_T \Delta Z}{2(R_T + jX_T + \Delta Z)} \quad (3.7)$$

3.2.4 วงจรขยายสัญญาณ (Instrument Amplifier)

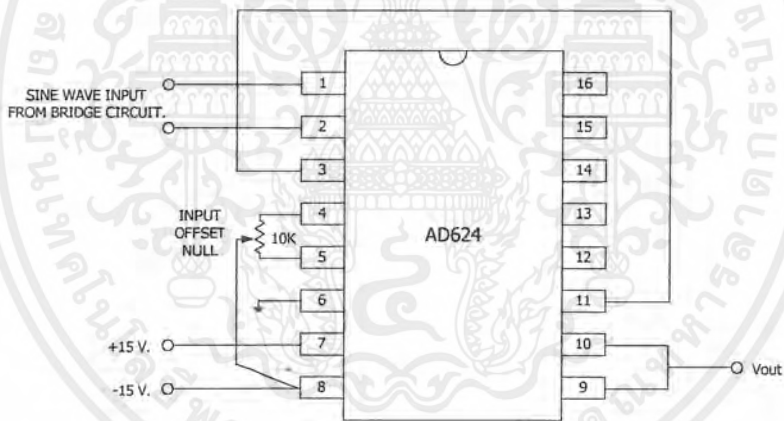
ในการวัดสัญญาณแรงดันที่ได้จากวงจรบริดจ์สมดุลนั้น จำเป็นที่จะต้องขยายสัญญาณแรงดันที่ได้เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากวงจรบริดจ์สมดุลนั้นมีขนาดเล็กมากๆ โดยการขยายนั้นจะใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซีอินส്ടรูเมนต์ แอมพลิไฟเออร์ เบอร์ AD 624 เป็นตัวขยาย โดยการขยายสัญญาณจะเป็นการขยายแบบไม่กลับเฟส สามารถกำหนดเกณฑ์การขยายได้ 1 ,100 ,200 ,500 เท่า และสามารถกำหนดเกณฑ์การขยายเองได้ โดยใช้สมการ

$$G = \left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\% \quad (3.8)$$

ซึ่งเราสามารถกำหนดเกณฑ์การขยายโดยการปรับค่า R_G ได้ ซึ่งในที่นี้ใช้เกณฑ์การขยายที่ 20 เท่า โดยลักษณะของไอซีอินส്ടรูเมนต์ แอมพลิไฟเออร์ เบอร์ AD 624 นี้เป็นไอซีที่สัญญาณการรบกวนต่ำ มีแบนวิทซ์ของความถี่กว้าง และสามารถปรับเกณฑ์ได้หลายขนาด ซึ่งทำให้มีความสะดวกในการใช้งานเป็นอย่างมาก



รูปที่ 3.9 วงจรขยายสัญญาณ

3.2.5 วงจรการคูณสัญญาณ (Multiplier circuit)

ในการแสดงผลนั้น ต้องการที่จะให้แสดงผลในรูปของแชนคิมพิแคนซ์ ซึ่งจะต้องแสดงผลได้ใน 4 ควอดแรนต์ ดังนั้นจะต้องมีการนำสัญญาณแรงดันที่ได้จากวงจรขยายมาทำการแสดงผลในแกนจริงและแกนจินตภาพ ซึ่งต้องทำการคูณสัญญาณแรงดันที่ได้การขยายกับแรงดันอ้างอิงจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งในวงจรการคูณสัญญาณนี้จะใช้ไอซีเบอร์ AD 633 มาทำการคูณสัญญาณ โดยการคูณสัญญาณจะเป็นไปตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z \quad (3.9)$$

เมื่อ

W = ผลจากการคูณสัญญาณ

X_1 = สัญญาณอ้างอิง

Y_1 = สัญญาณที่ได้จากวงจรขยาย

โดยที่ $X_2, Y_2, Z = 0$

จาก

$$\Delta V = \Delta V_m \cos(\omega t + \theta) \quad (3.10)$$

เมื่อแรงดันอ้างอิงจากออสซิลเลเตอร์ คือ

$$V_c = V_m \cos \omega t \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} V_s &= V_m \cos(\omega t - 90^\circ) \\ &= V_m \sin \omega t \end{aligned} \quad (3.12)$$

นำแรงดันอ้างอิงคูณกับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป

$$\begin{aligned} \Delta V \times V_c &= \Delta V_m V_m [\cos(\omega t + \theta) \cos \omega t] \\ &= \frac{1}{2} \Delta V_m V_m [\cos(\omega t + \theta - \omega t) + \cos(\omega t + \theta + \omega t)] \end{aligned}$$

จะได้

$$\Delta V \times V_c = \Delta V_{Re} = \frac{1}{2} V_m^2 [\cos \theta + \cos(2\omega t + \theta)] \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

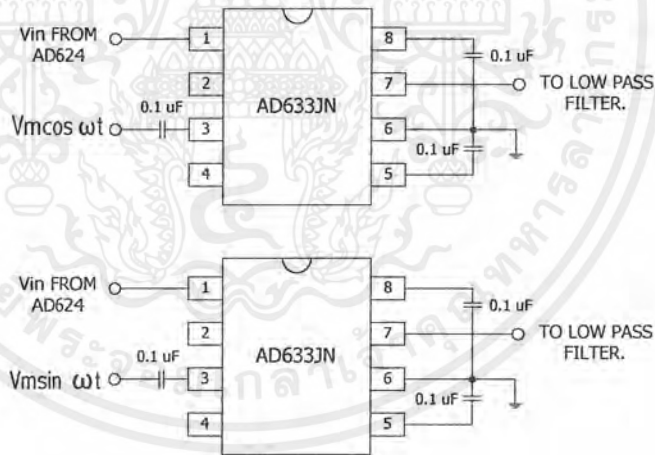
และ

$$\begin{aligned} \Delta V \times V_s &= \Delta V_m V_m [\cos(\omega t + \theta) \sin \omega t] \\ &= \frac{1}{2} \Delta V_m V_m [\sin(\omega t - \omega t - \theta) + \sin(\omega t + \omega t + \theta)] \end{aligned}$$

จะได้

$$\Delta V \times V_s = \Delta V_{Im} = \frac{1}{2} V_m^2 [-\sin \theta + \sin(2\omega t + \theta)] \tag{3.14}$$

เมื่อ ΔV_{Re} และ ΔV_{Im} คือแรงดันที่ได้จากการคูณสัญญาณระหว่างแรงดันที่ได้จากวงจรกับแรงดันอ้างอิง

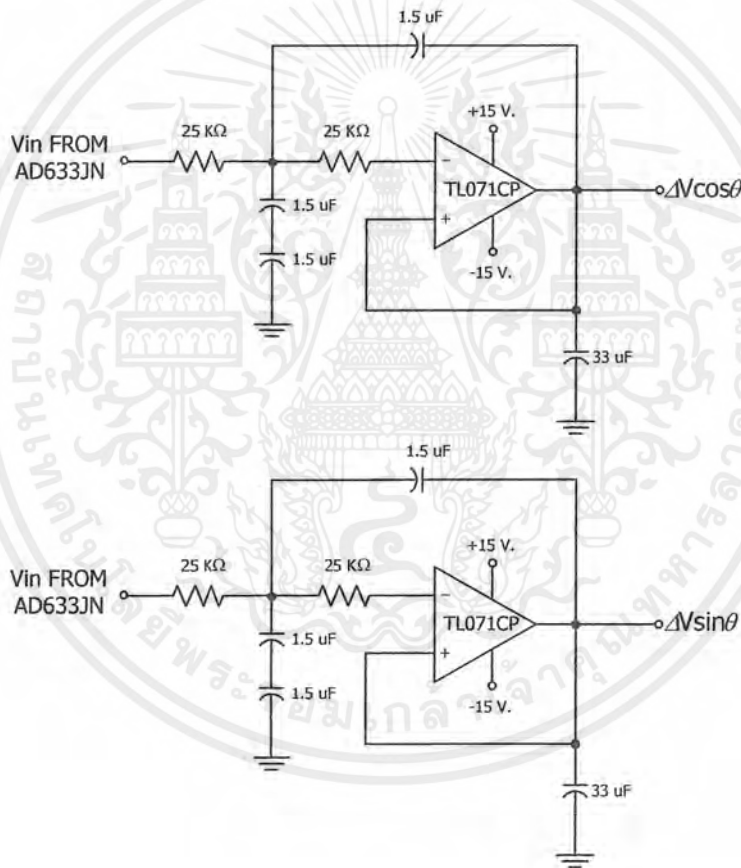


รูปที่ 3.10 วงจรคูณสัญญาณ

3.2.6 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter)

จะเห็นได้ว่าแรงดันในสมการที่ 3.11 และ 3.12 นั้นมีความถี่สูงมาก ซึ่งถ้าเราจะแสดงผลสัญญาณที่มีความถี่สูงมากนั้นเป็นไปได้ยาก ดังนั้นจึงต้องทำการกรองความถี่สูงของวงจรออกโดยใช้วงจรความถี่ต่ำ ในอุดมคติวงจรกรองความถี่ต่ำจะกันไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่

คัตออฟ (f_c) ผ่านเข้าไปในวงจรเลยหากสัญญาณมีความถี่สูงกว่า f_c เพียงเล็กน้อย แต่ในทางปฏิบัติลักษณะความถี่สูงที่ถูกกันออกไปนั้นจะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อยๆ ถูกลดอัตราขยายลงเรื่อยๆ จุดที่ความถี่มีค่าเท่ากับ f_c ถูกเรียกได้หลายชื่อ เช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ V_{out} ลดลงเหลือเพียง 70.7 % เทียบกับ V_{in} สูงสุด) ความถี่ -3 dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หักมุม เป็นต้น กล่าวโดยสรุปแล้ววงจรนี้จะลดทอนขนาดของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า f_c และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า f_c ว่าช่วงที่ผ่านได้ (PASS BAND) และช่วงที่มีความถี่สูงกว่า f_c ว่าช่วงที่ถูกกัน (STOP BAND)



รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่เราสามารถหาความถี่คัตออฟได้จากสมการ

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (3.15)$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่คัตออฟที่ใช้งานมีค่า 10 เฮิร์ตซ์ โดยในวงจรกรองความถี่ต่ำนี้จะใช้ ไอซีออปแอมป์เบอร์ OP07 ซึ่งมีลักษณะที่ใช้ได้ดีกับความถี่ต่ำและมีสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 3.12 รายละเอียดไอซีออปแอมป์ OP07

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว เราจะได้สัญญาณแรงดัน จากสมการ (3.13)

$$\Delta V_{Re} = \frac{1}{2} V_m^2 \cos \theta$$

เมื่อ $k = \frac{1}{2} V_m^2$ ดังนั้น

$$\Delta V_{Re} = k \cos \theta \quad (3.16)$$

และจากสมการ (3.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta V_{\text{lm}} &= -\frac{I}{2} V_m^2 \sin \theta \\ \Delta V_{\text{lm}} &= -k \sin \theta\end{aligned}\quad (3.17)$$

จากสมการที่ 3.7
เราจะได้

$$2\Delta V(R_T + X_T) + \Delta Z = I_S R_T \Delta Z$$

$$\Delta Z = \frac{\Delta V [(2R_T + 2jX_T) + \Delta Z]}{I_S R_T}$$

$$\Delta Z I_S R_T = 2\Delta V R_T + 2\Delta V jX_T + \Delta V \Delta Z$$

$$\Delta Z I_S R_T - \Delta V \Delta Z = 2\Delta V R_T + 2\Delta V jX_T$$

$$\Delta Z = \frac{2\Delta V (R_T + jX_T)}{I_S R_T - \Delta V}$$

$$\Delta Z = \frac{2\Delta V}{I_S} \left[\frac{1 + \frac{jX_T}{R_T}}{1 - \frac{\Delta V}{I_S R_T}} \right] \quad (3.18)$$

$$\Delta Z = \frac{2\Delta V}{I_S} \left[1 + \frac{jX_T}{R_T} \right] \quad (3.19)$$

$$\text{เมื่อพจน์ } \frac{\Delta V}{I_S R_T} \approx 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อให้

$$\Delta V = (\Delta V_{Re} + j\Delta V_{Im}) \quad (3.20)$$

นำสมการ 3.18 แทนลงในสมการ 3.17

จะได้

$$\Delta Z = \frac{2}{I_S} (\Delta V_{Re} + j\Delta V_{Im}) \left(1 + \frac{jX_T}{R_T} \right) \quad (3.21)$$

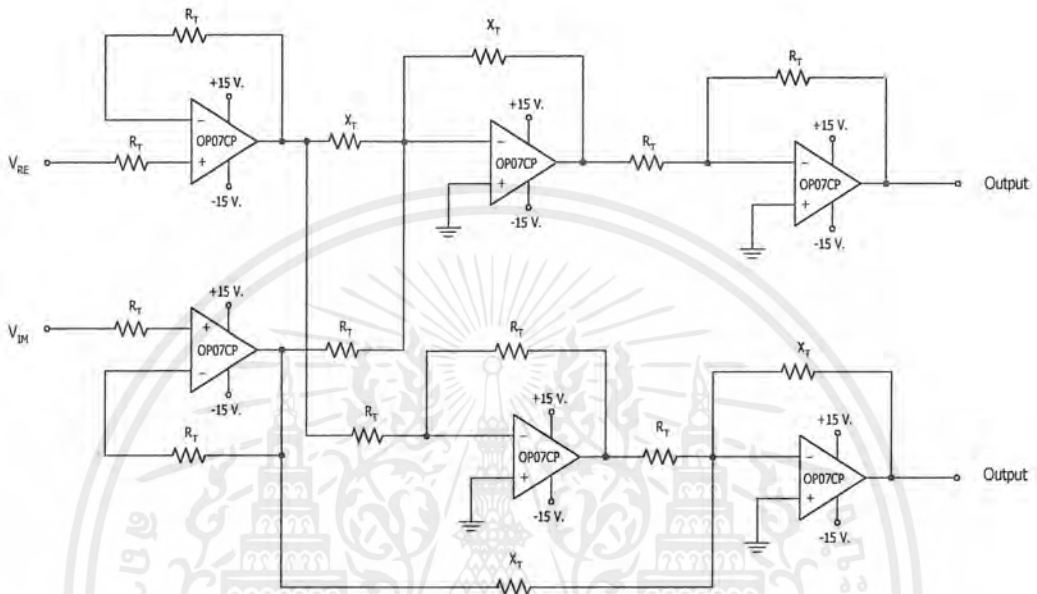
$$\Delta Z = \frac{2}{I_S} \left[\left(\Delta V_{Re} - \Delta V_{Im} \frac{X_T}{R_T} \right) + j \left(\Delta V_{Im} + \Delta V_{Re} \frac{X_T}{R_T} \right) \right] \quad (3.22)$$

เมื่อ $K \approx \frac{2}{I_S}$ คือ ค่าคงที่ทั้งหมดของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.7 วงจรคำนวณค่าเซคติมพีแดนซ์ (Processing of Z-impedance)

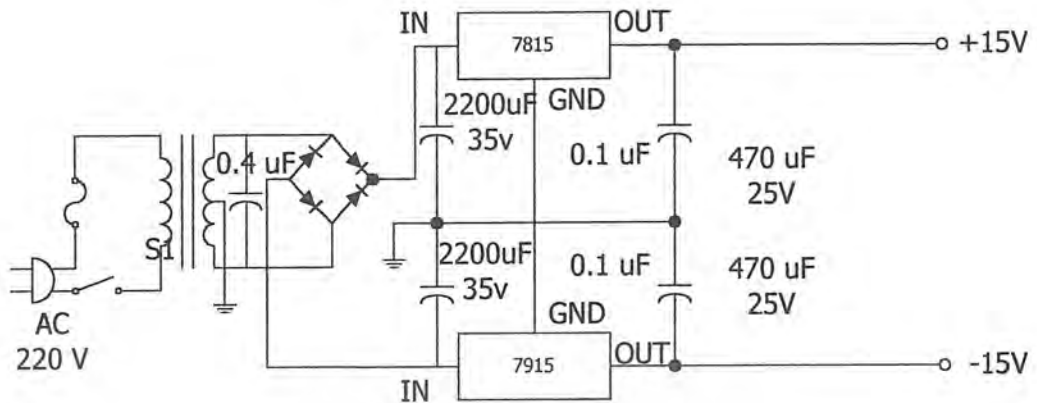
จากสมการที่ 3.20 สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรการคำนวณค่าเซคติมพีแดนซ์ของวงจรได้ โดยใช้ ออปแอมป์ ดังรูป



รูปที่ 3.13 วงจรคำนวณค่าเซคติมพีแดนซ์

3.2.8 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (DC Supply)

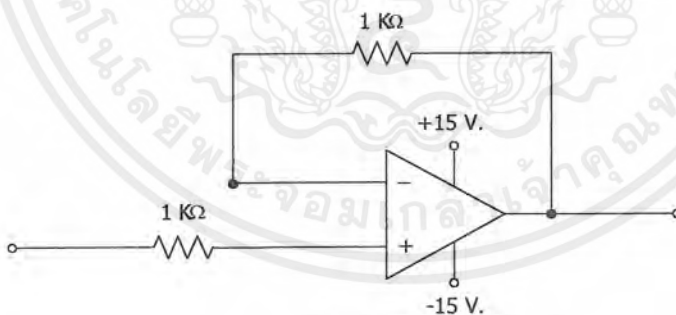
วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง จะใช้ไอซีตระกูล 7815 และ 7915 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่เป็นตัวรักษาระดับแรงดัน ในโครงงานนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ระดับแรงดัน +15V และ -15V ซึ่งแรงดันทั้งสองระดับนี้ ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันให้กับไอซีเบอร์ต่างๆที่ใช้ในวงจรทั้งหมด ซึ่งมีลักษณะของวงจรดังรูป



รูปที่ 3.14 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง

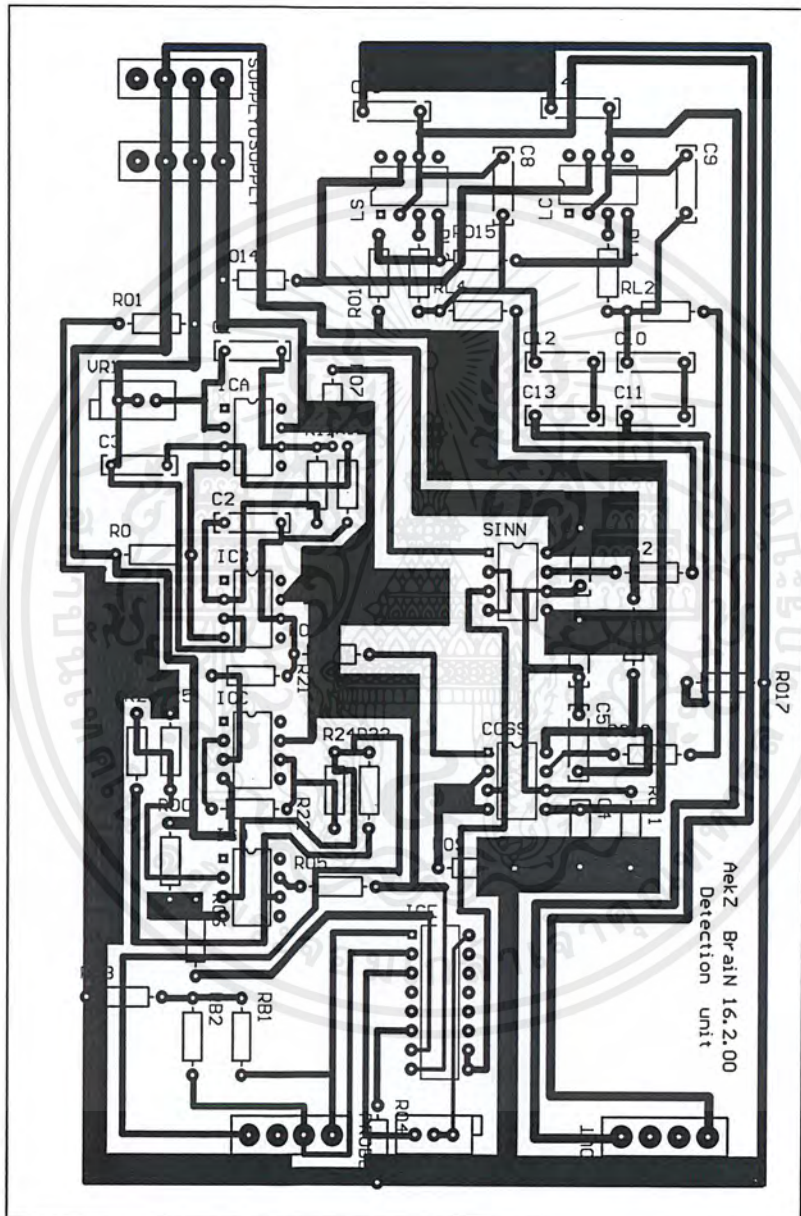
3.2.9 วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer Circuit)

วงจรที่ใช้เป็นบัฟเฟอร์ใช้เพื่อแยกวงจรสองชุดออกจากกัน เนื่องจากบัฟเฟอร์จะทำตัวเป็นโหลดที่มีอิมพีแดนซ์สูงมาก ซึ่งคล้ายวงจรเปิดนั่นเอง ดังนั้นจะทำให้สัญญาณที่ผ่านวงจรบัฟเฟอร์นี้มีเสถียรภาพที่ดีและมีสัญญาณรบกวนต่ำ โดยในโครงงานนี้ใช้วงจรบัฟเฟอร์เป็นตัวช่วยในการทำให้เสถียรภาพของสัญญาณคงที่ ซึ่งใช้วงจรบัฟเฟอร์ในเอาต์พุตของส่วนต่างๆ ของโครงงาน ลักษณะของวงจรบัฟเฟอร์มีดังรูป



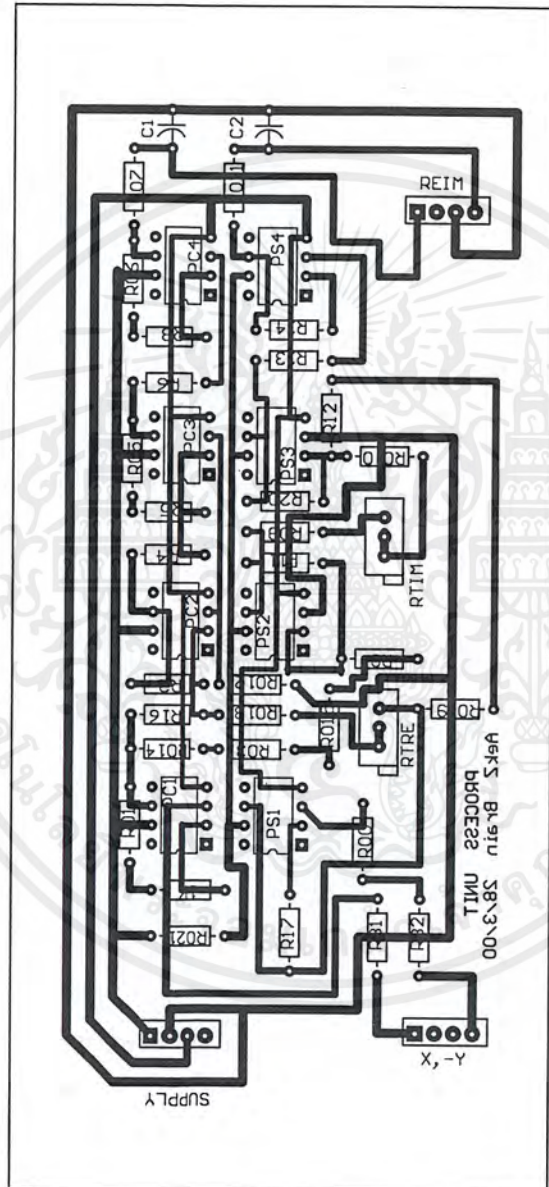
รูปที่ 3.15 วงจรบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ลายปรีนท์วงจรการตรวจสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 ลายปรินท์วงจรการคำนวณค่าแชนดิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

หลังจากที่ได้สร้างเครื่องต้นแบบ เครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยใช้วิธีการกระแสไหลวนตามการออกแบบในบทที่ 3 ไปแล้ว เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง การทดลองและการทดสอบเครื่องต้นแบบโดยการทดลองและการทดสอบได้แยกออกเป็นการทดลอง และการทดสอบหัวโพรบแบบ ดิฟเฟอเรนเชียล การทดลองหาค่ามุมต่างเฟสของรอยบกพร่อง และการทดลองรวมทั้งระบบ ผลการทดลองสามารถวัดได้จากออสซิลโลสโคป

4.1 การทดลองและการทดสอบหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล

การทดลองและการทดสอบหัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลจะเป็นการทดลองเกี่ยวกับการหาค่าแรงดันที่เปลี่ยนไป เมื่อโพรบลากผ่านรอยบกพร่องว่ามีขนาดของแรงดันที่เปลี่ยนไปเป็นเท่าไร จากนั้นทำการวิเคราะห์แรงดันที่เปลี่ยนไป

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

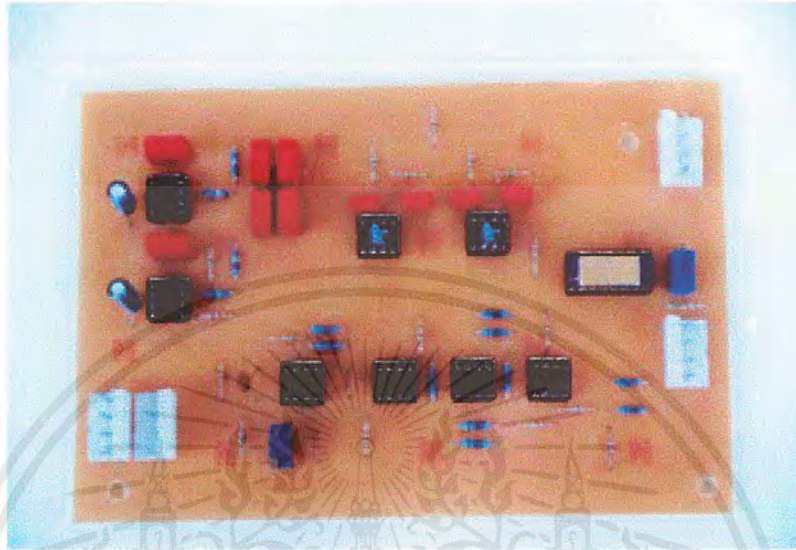
1. หัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล ส่วนของหัวโพรบที่ใช้งานมีค่าอินดักแตนซ์ 120 ไมโครเฮนรี่ ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 หัวโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรตรวจสอบสัญญาณซึ่งแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรตรวจสอบสัญญาณ

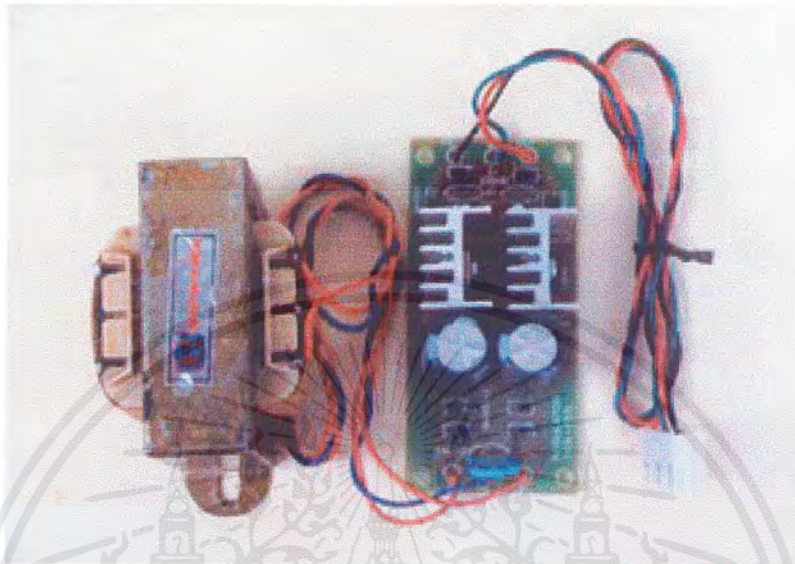
3. ชิ้นงานตรวจสอบที่เป็นแผ่นอลูมิเนียมหนา 1 เซนติเมตรแบบรอยบกร่องความลึกและรอยบกร่องความกว้าง ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ชิ้นงานตรวจสอบ

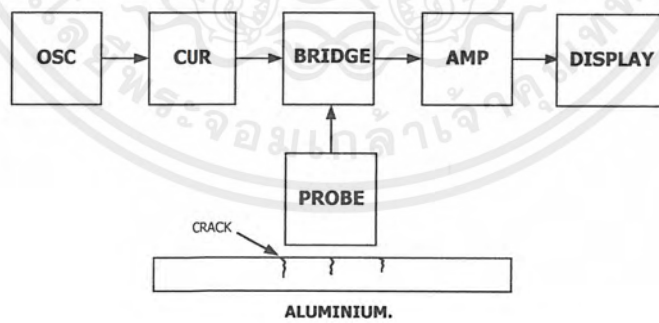
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง $\pm 15\text{ V}$ ดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

5. ออสซิลโลสโคป
วงจรการทดลอง



รูปที่ 4.5 วงจรการทดลองที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับขั้นการทดลอง

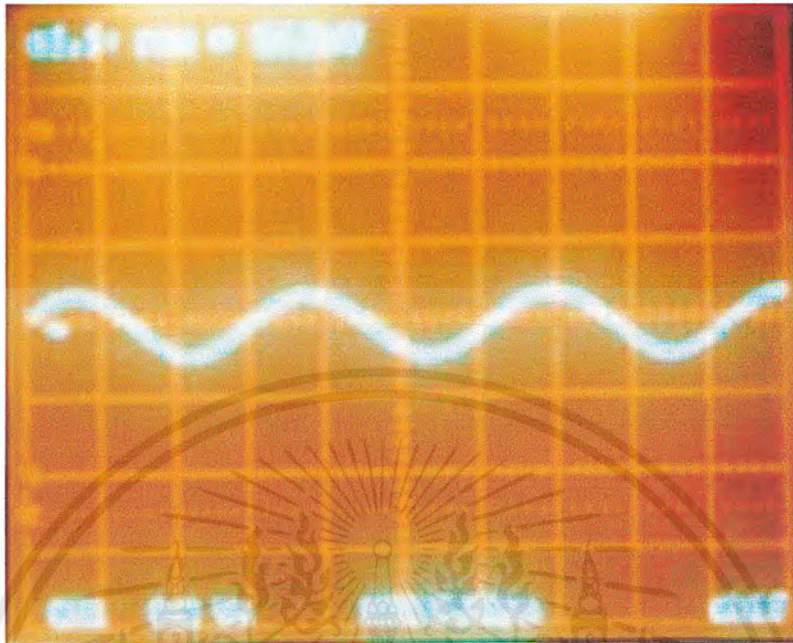
1. ต่อดวงจรมตามรูปที่ 4.5
2. ใช้ฮอสซิลโลสโคปวัดสัญญาณแรงดันจากขา 9 ของไอซีอินส്ടูรเมนต์แอมพลิไฟเออร์
3. นำโพรบไปวางบนชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก โดยยังไม่เคลื่อนที่โพรบ
4. บันทึกสัญญาณด้วยฮอสซิลโลสโคป
5. บันทึกค่าแรงดันที่เกิดขึ้นลงในตารางที่ 4.1
6. เคลื่อนที่โพรบผ่านรอยบกพร่องที่กำหนด
7. ทำการทดลองตามลำดับขั้นการทดลองในข้อ 4 และ 5 ไปจนจบการทดลอง
8. เปลี่ยนชิ้นงานทดสอบเป็นแบบรอยบกพร่องความกว้างแล้วทำการทดลองตามลำดับขั้นการทดลองจากข้อ 3 - 7

ผลการทดลอง

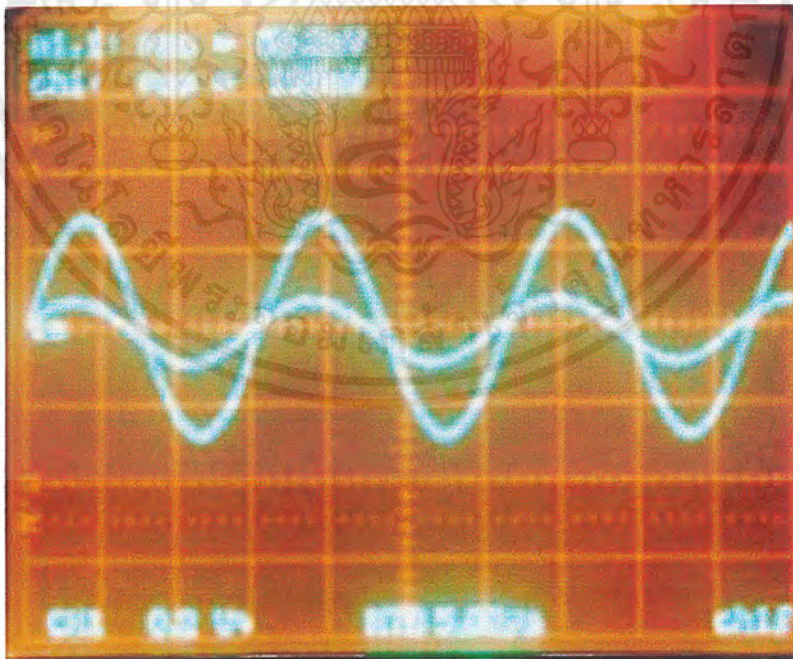
ความถี่ที่ใช้ทดสอบ(kHz)	ความลึกของรอยบกพร่อง(mm)	แรงดันเอาต์พุต(mV)
60	0	56.2
60	2	195
60	5	298
60	7	354
60	9	507

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก

จากตารางผลการทดลองที่ 4.1 เป็นการทดลองหาระดับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป ขณะเมื่อนำโพรบลากผ่านชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก เห็นได้ว่าเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความลึกมากก็จะทำให้มีแรงดันที่เปลี่ยนไปมากตามไปด้วย ดังนั้นแรงดันที่เปลี่ยนไปจะแปรผันตามความลึกของรอยบกพร่อง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ถึง 4.8 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของรอยบกพร่องกับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป

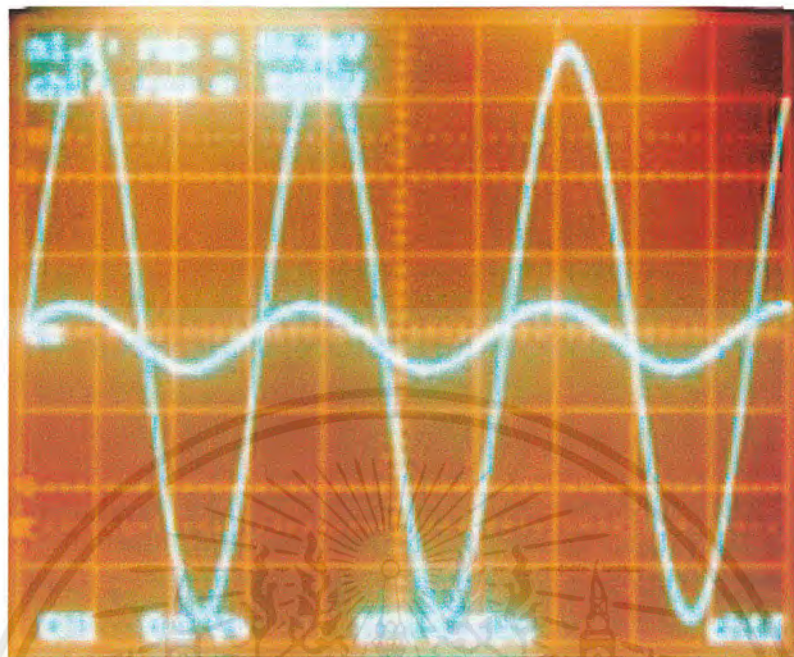


รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ได้เมื่อโพรบไม่ผ่านรอยบกพร่อง



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ได้เมื่อโพรบผ่านรอยบกพร่องลึก 2 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



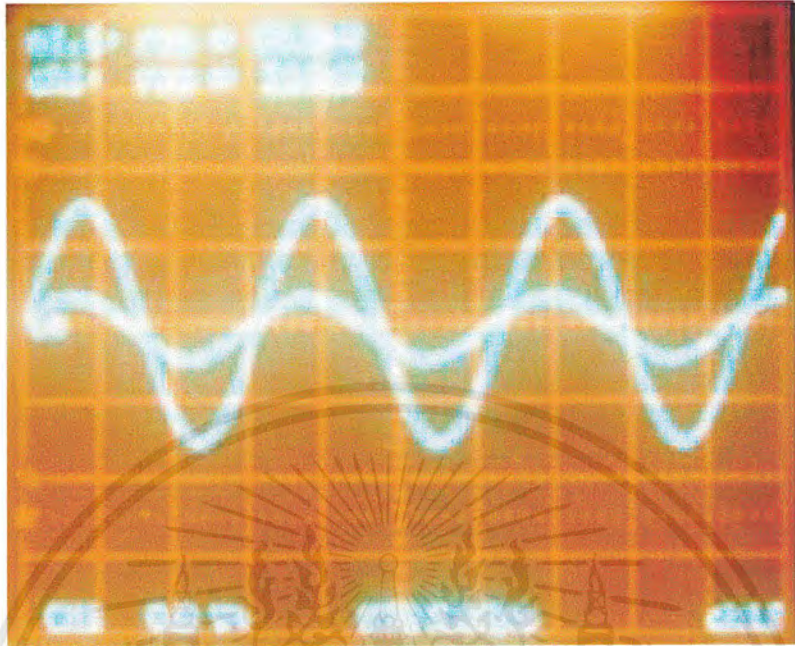
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้เมื่อโพรบผ่านรอยบกพร่องลึก 9 มิลลิเมตร

ความถี่ที่ใช้ทดสอบ(kHz)	ความลึกของรอยบกพร่อง(mm)	แรงดันเอาต์พุต(mV)
60	0	56.2
60	2	219
60	3	346
60	5	582

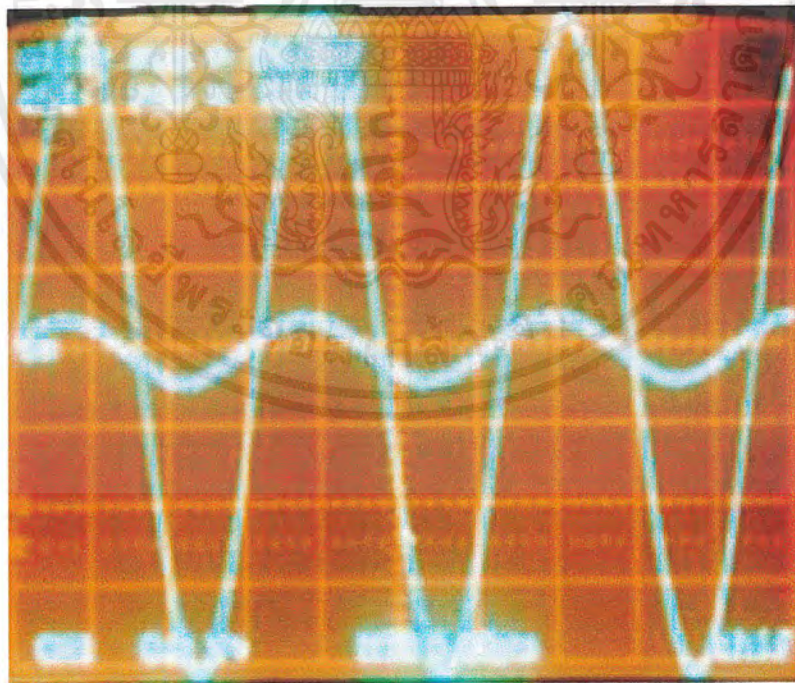
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความกว้าง

จากตารางผลการทดลองที่ 4.2 เป็นการทดลองหาระดับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป ขณะเมื่อนำโพรบลากผ่านชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความกว้าง เห็นได้ว่าเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความกว้างมากก็จะทำให้มีแรงดันที่เปลี่ยนไปมากตามไปด้วย ดังนั้นแรงดันที่เปลี่ยนไปจะแปรผันตามความกว้างของรอยบกพร่อง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ถึง 4.10 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของรอยบกพร่องกับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้ เมื่อโพรบผ่านรอยบากพ่องกว้าง 2 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ได้ เมื่อโพรบผ่านรอยบากพ่องกว้าง 5 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองหาค่ามุมต่างเฟสของรอยบกพร่อง

การทดลองหาค่ามุมต่างเฟสของรอยบกพร่องเป็นการทดลองวัดมุมต่างเฟสสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าระหว่างเมื่อวางโพรบบนชิ้นงานทดสอบกับเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องเพื่อดูว่าจะมีลักษณะของมุมที่เปลี่ยนไปหรือไม่ เนื่องจากการทดสอบด้วยวิธีการกระโหลกวน โดยใช้โพรบบแบบดิฟเฟอเรนเชียลนั้นมุมเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปมีความสำคัญมาก เพื่อที่จะสามารถบอกลักษณะและรูปร่างของรอยบกพร่องแบบต่างๆ ได้

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. หัวโพรบบแบบดิฟเฟอเรนเชียล
2. วงจรตรวจสอบสัญญาณ
3. ชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก และรอยบกพร่องความกว้าง
4. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง $\pm 15V$
5. ออสซิลโลสโคป

ลำดับขั้นการทดลอง

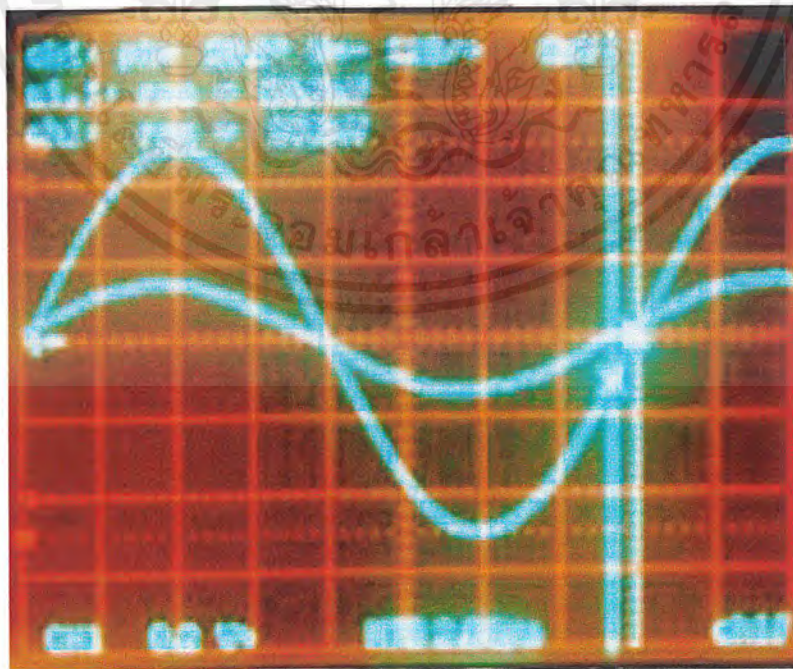
1. ต่อยุทธตามรูปที่ 4.5
2. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณแรงดันจากขา 9 ของไอซีอินส്ടูเมนต์แอมพลิไฟเออร์
3. นำโพรบไปวางบนชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก โดยยังไม่เคลื่อนที่โพรบ
4. บันทึกสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคป
5. บันทึกค่ามุมต่างเฟสที่เกิดขึ้นลงในตารางที่ 4.3
6. เคลื่อนที่โพรบผ่านรอยบกพร่องที่กำหนด
7. ทำการทดลองตามลำดับขั้นการทดลองในข้อ 4 และ 5 ไปจนจบการทดลอง
8. เปลี่ยนชิ้นงานทดสอบเป็นแบบรอยบกพร่องความกว้างแล้วทำการทดลองตามลำดับขั้นการทดลองจากข้อ 3 - 7

ผลการทดลอง

ความถี่ที่ใช้ทดสอบ(kHz)	ความลึกของรอยบกดร่อง(mm)	มุมต่างเฟส(°)
60	0	0
60	2	19.5
60	5	20.1
60	7	20.6
60	9	20.9

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองมุมต่างเฟสของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกดร่องความลึก

จากตารางผลการทดลองที่ 4.3 เป็นการบันทึกค่ามุมต่างเฟสที่เปลี่ยนแปลงไป ขณะเมื่อลากโพรมผ่านรอยบกดร่องแบบรอยบกดร่องความลึก โดยเทียบกับขณะวางโพรมอยู่กับที่บนชิ้นงานทดสอบ เห็นได้ว่าความลึกของรอยบกดร่องมีผลต่อมุมเฟสที่ซึ่งจากตารางมุมเฟสที่เปลี่ยนไปจะแปรผันตามความลึกของรอยบกดร่อง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11



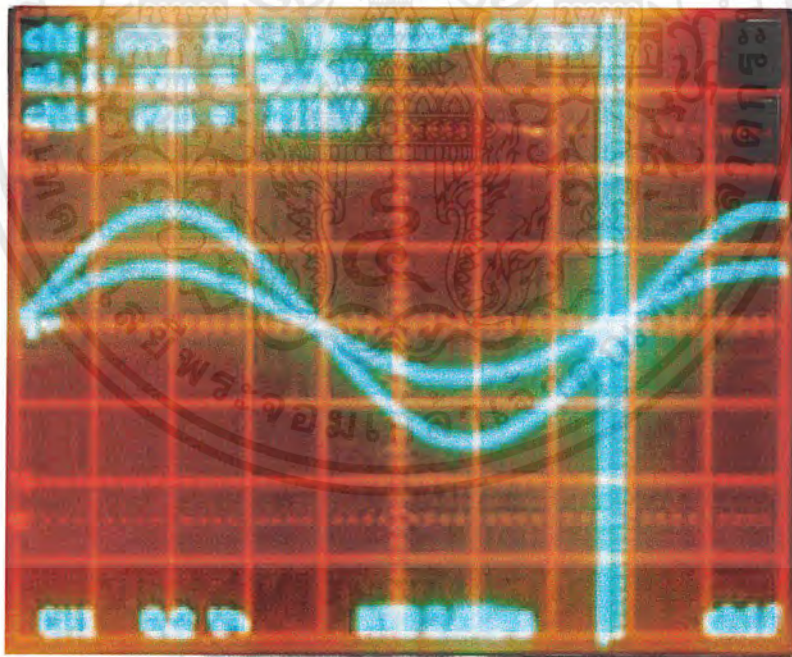
รูปที่ 4.11 มุมต่างเฟสของรอยบกดร่องแบบความลึกที่ความลึก 9 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ใช้ทดสอบ(kHz)	ความลึกของรอยบกดพร่อง(mm)	มุมต่างเฟส(°)
60	0	0
60	2	13.8
60	3	13.8
60	5	13.8

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองมุมต่างเฟสของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกดพร่องความกว้าง

จากตารางผลการทดลองที่ 4.4 เป็นการบันทึกค่ามุมต่างเฟสที่เปลี่ยนแปลงไป ขณะเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกดพร่องแบบรอยบกดพร่องความกว้าง โดยเทียบกับขณะวางโพรบอยู่ที่บนชิ้นงานทดสอบ เห็นได้ว่าไม่มีผลความกว้างของรอยบกดพร่องมีผลต่อมุมเฟสที่ซึ่งจากตารางมุมเฟสจะมีค่าคงที่ไม่แปรผันตามความกว้างของรอยบกดพร่อง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 มุมต่างเฟสของรอยบกดพร่องแบบความลึกที่ความกว้าง 5 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

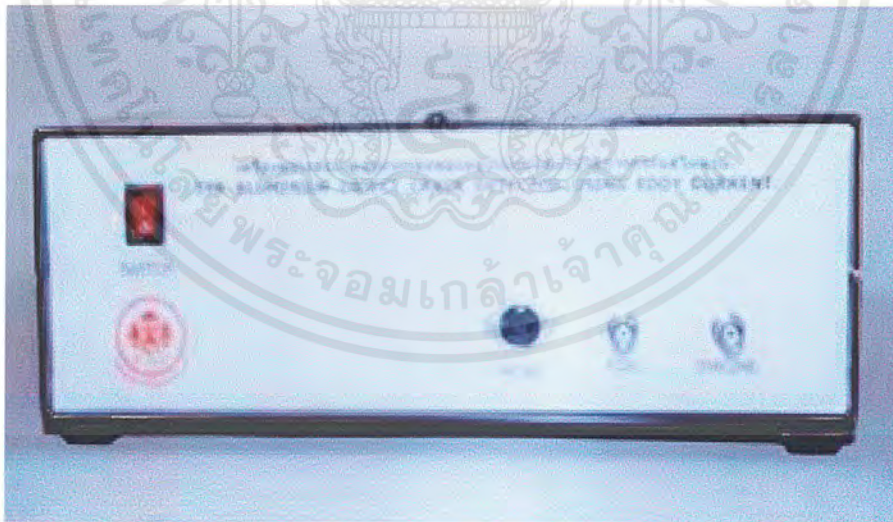
4.3 การทดลองทั้งระบบ

ในการทดลองนี้เป็นการทดลองวัดรูปสัญญาณของค่าอิมพีแดนซ์ของหัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียลเมื่อลากผ่านรอยบกพร่อง โดยในการทดลองนี้จะทำการวิเคราะห์รูปสัญญาณของอิมพีแดนซ์ของรอยบกพร่องแต่ละแบบ คือ แบบรอยบกพร่องความลึกและแบบรอยบกพร่องความกว้าง ว่ามีความแตกต่างกันของขนาดของสัญญาณและมุมต่างเฟสหรือไม่ ส่วนการแสดงผลนั้นจะแสดงผลรูปสัญญาณผ่านออสซิลโลสโคปโดยตั้งค่าการวัดสัญญาณเป็นแบบ X-Y พล็อต ซึ่งจะทำให้การแสดงผลของสัญญาณอิมพีแดนซ์เป็นรูปเลขแปด ตรงตามสมการที่พิสูจน์ออกมาได้ การแสดงผลแบบอิมพีแดนซ์นี้ทำให้สามารถวิเคราะห์รูปสัญญาณของรอยบกพร่องแต่ละชนิดได้ว่ามีลักษณะความแตกต่างกันเช่นไรเนื่องจากการแสดงผลแบบ X-Y พล็อตนี้สามารถแสดงผลสัญญาณได้ทั้ง 4 ควอดแรนต์

อุปกรณ์การทดลอง

1. หัวโพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียล
2. เครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยใช้วิธีการกระแสไหลวนแสดงดังรูปที่

4.13

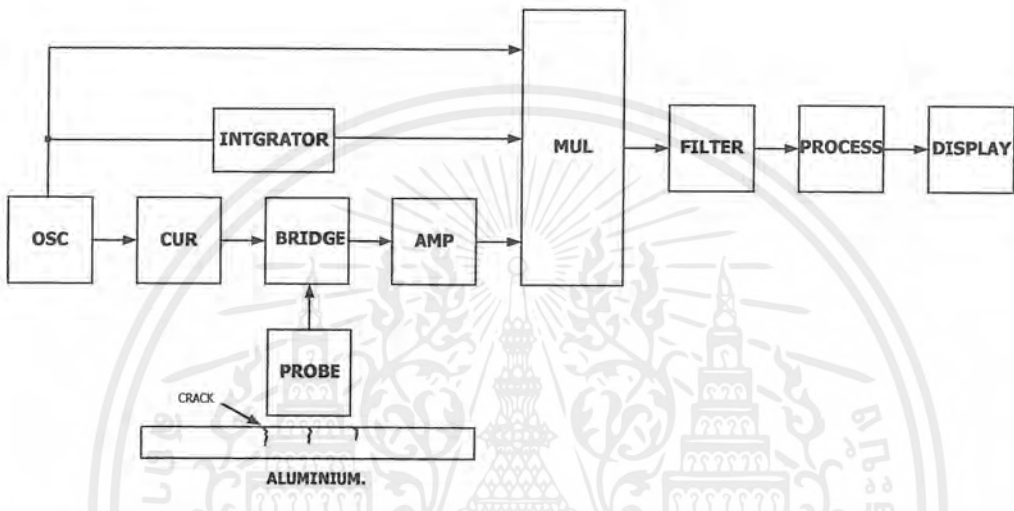


รูปที่ 4.13 เครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยใช้วิธีการกระแสไหลวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ชั่งงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก และรอยบกพร่องความกว้าง
4. ออสซิลโลสโคป

วงจรการทดลอง



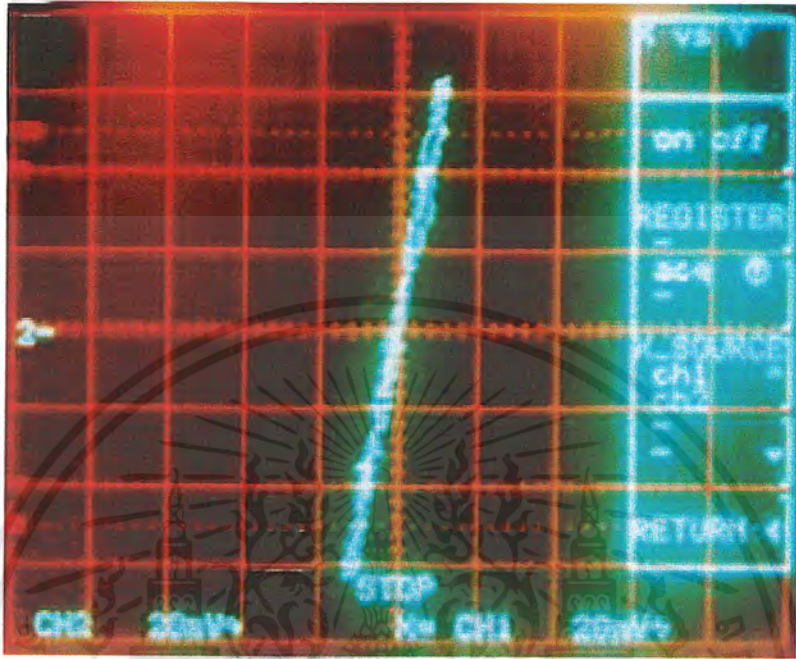
รูปที่ 4.14 วงจรการทดลองที่ 4.3

ลำดับขั้นการทดลอง

1. ต่่วงจรตามรูปที่ 4.14
2. นำหัวโพรบไปวางที่ชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึกแล้วทำการบันทึกสัญญาณในช่วง Lift off
3. เคลื่อนที่โพรบผ่านรอยบกพร่องตามที่กำหนดแล้วทำการบันทึกสัญญาณที่เกิดขึ้น สังเกตการเปลี่ยนแปลงและความแตกต่างของแต่ละสัญญาณ
4. เปลี่ยนชิ้นงานทดสอบเป็นแบบรอยบกพร่องความกว้างแล้วทำการทดลองตามลำดับขั้นการทดลองในข้อ 2 ถึงข้อ 3

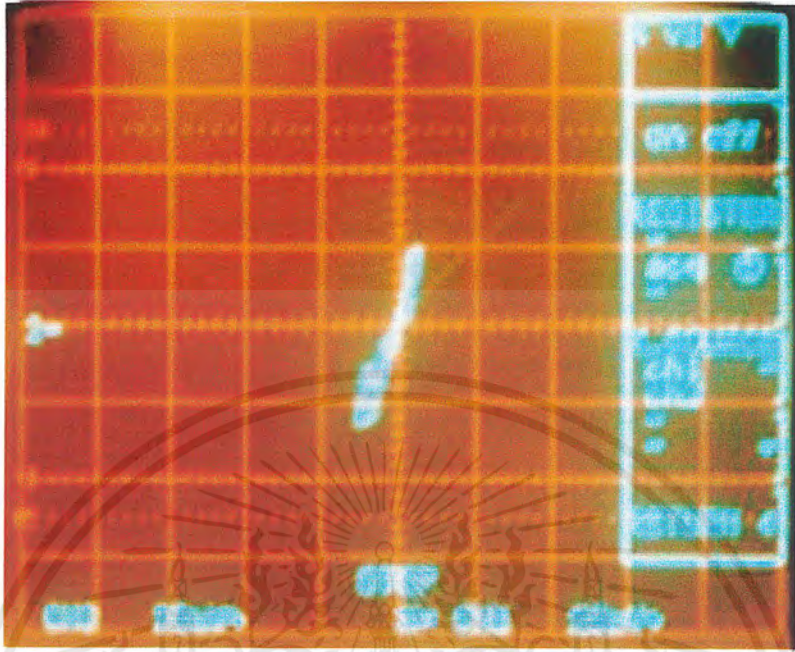
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

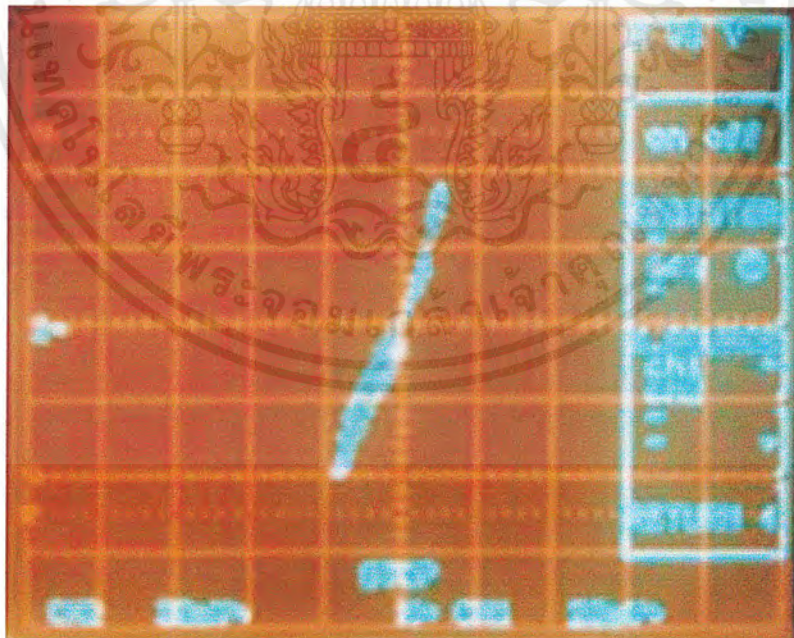


รูปที่ 4.15 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบในช่วง Lift off

จากรูปที่ 4.15 เป็นการแสดงถึงสัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบในช่วง Lift off คือ เป็นช่วงที่ทำกรวางโพรบลงบนชิ้นงานหรือยกโพรบออกจากชิ้นงาน โดยลักษณะรูปของสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้จะมีขนาดใหญ่มากเหมือนกับการลากโพรบผ่านรอยบกพร่องขนาดใหญ่หลายๆ (อาจมีขนาดใหญ่กว่าขนาดของหน้าตัดขดลวดในโพรบ) ซึ่งสัญญาณแบบนี้เราจะเรียกว่าสัญญาณในช่วง Lift off โดยที่เราจะไม่สามารถบอกถึงลักษณะของรอยบกพร่องนี้ได้ อันเนื่องมาจากรอยบกพร่องมีขนาดใหญ่เกินโพรบทดสอบ

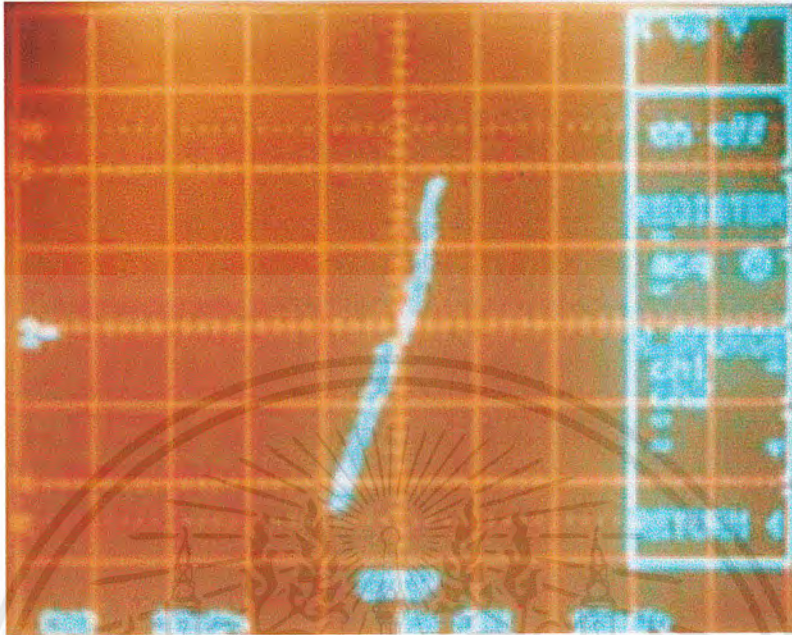


รูปที่ 4.16 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก 2 มิลลิเมตร

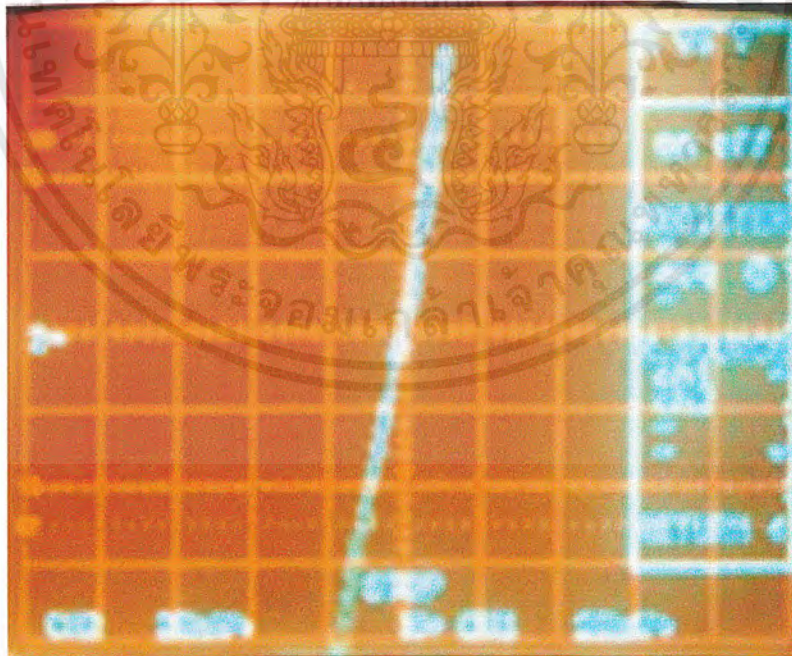


รูปที่ 4.17 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความลึก 5 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



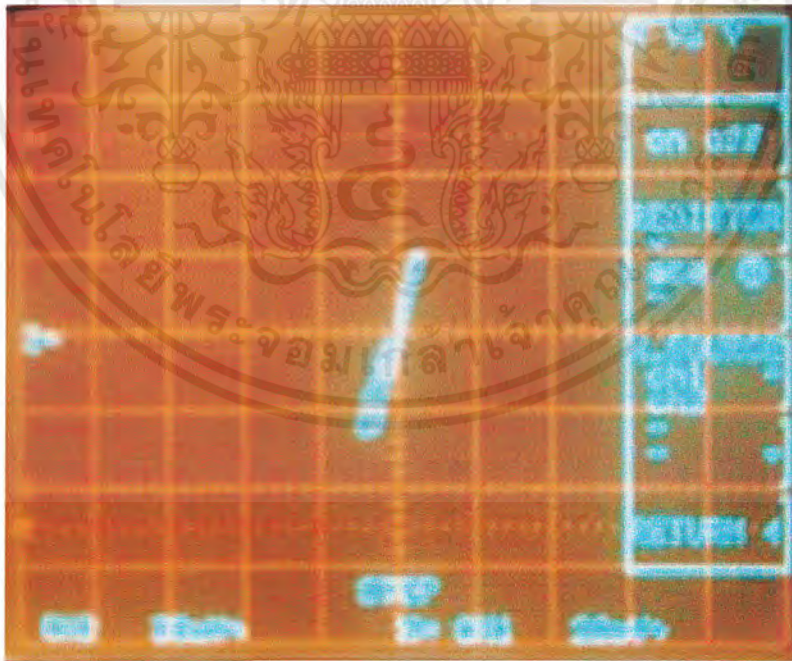
รูปที่ 4.18 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบากพร้อมความลึก 7 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.19 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบากพร้อมความลึก 9 มิลลิเมตร

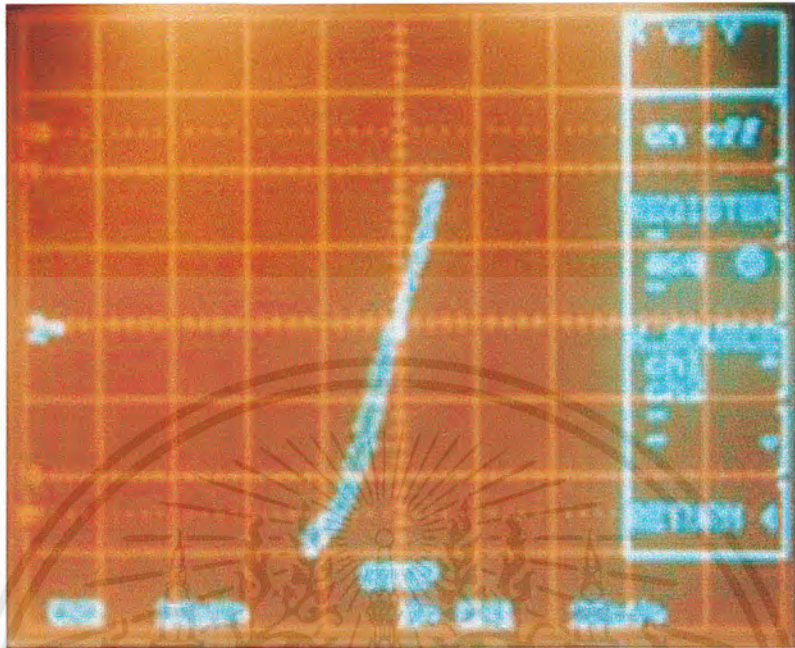
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.16 ถึง 4.19 แสดงสัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่อง ความลึกตั้งแต่ 2 มิลลิเมตร ถึง 9 มิลลิเมตร เห็นได้ว่าสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไปทั้งขนาดของสัญญาณและมุมเฟสของสัญญาณ กล่าวคือ เมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความลึกน้อย สัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้ก็จะมีขนาดเล็กลงไปด้วย และเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความลึกใหญ่ สัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้ก็จะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย เมื่อสังเกตจากสัญญาณรูปที่ 4.16 ถึง 4.19 ความเอียงของสัญญาณจะมีลักษณะที่ต่างกันออกไป ดังนั้นมุมเฟสของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย คือ เมื่อรอยบกพร่องมีความลึกน้อยมุมเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปจากแกนอ้างอิง ในที่นี้ให้แกนอ้างอิงอยู่ที่แกนจริงแล้ววัดค่ามุมแบบทวนเข็มนาฬิกามุมเฟสที่ได้จากรอยบกพร่องที่มีความลึกน้อยจะมุมเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปมากกว่ารอยบกพร่องที่มีความลึกมาก ซึ่งจากการทดลองมีผลเป็นจริงตามหลักการที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น ส่วนสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้จากรอยบกพร่องแบบความลึกที่ 9 มิลลิเมตร นั้นรูปของสัญญาณจะเหมือนกับสัญญาณในช่วง Lift off เนื่องจากว่าการตรวจสอบโดยวิธีการกระแสไหลวนนี้ทำได้ไม่ลึกนักในชิ้นงานที่มีรอยบกพร่องที่มีความลึกมากๆ จึงทำให้เปรียบเสมือนสัญญาณในช่วง Lift off

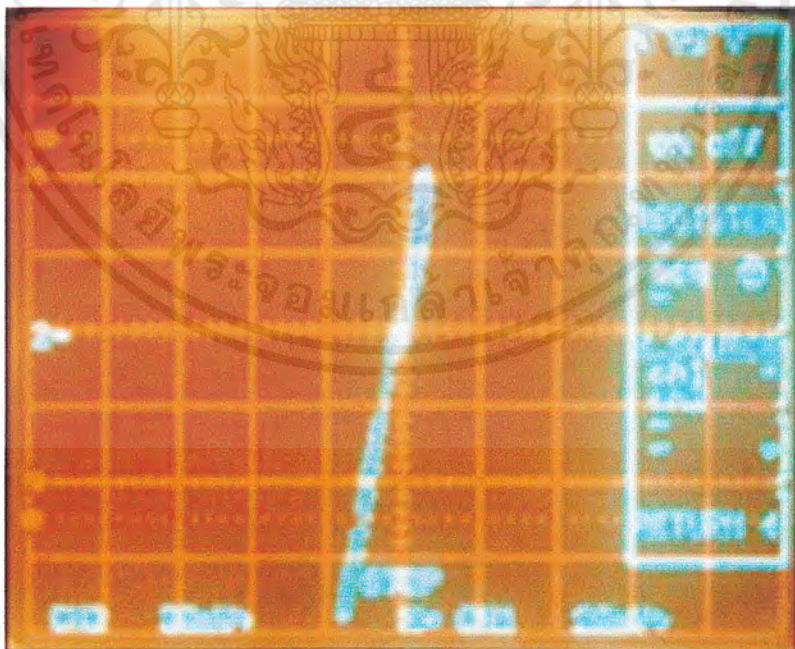


รูปที่ 4.20 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่องความกว้าง 2 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบากพร้อมความกว้าง 3 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.22 สัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบากพร้อมความกว้าง 5 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.20 ถึง 4.22 แสดงสัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่อง ความกว้างตั้งแต่ 2 มิลลิเมตร ถึง 5 มิลลิเมตร เห็นได้ว่าสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไปเฉพาะ ขนาดของสัญญาณ กล่าวคือ เมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความกว้างน้อยสัญญาณอิมพีแดนซ์ ที่ได้ก็จะมีขนาดเล็กด้วย และเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีขนาดใหญ่สัญญาณอิมพีแดนซ์ก็ จะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย เมื่อสังเกตจากสัญญาณรูปที่ 4.20 ถึง 4.22 มุมเฟสของสัญญาณจะคงที่ ไม่เปลี่ยนแปลง คือ เมื่อรอยบกพร่องมีความกว้างน้อยหรือกว้างมาก มุมเฟสก็จะ คงที่ ซึ่งเป็นไปตามหลักการที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป ปัญหาแนวทางแก้ไขและพัฒนา

5.1 บทสรุป

การจัดทำเครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอลูมิเนียมในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ถูกจัดทำขึ้นเพื่อศึกษาหลักการของกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นบนผิวของอลูมิเนียมโดยทำการวิเคราะห์ที่มอดูลพีแดนซ์ของโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล ทำให้เข้าใจถึงวิธีการวิเคราะห์สมการเพื่อนำสมการที่ได้ออกมาเป็นเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องบนพื้นผิวอลูมิเนียมโดยการแสดงผลแบบแซดอิมพีแดนซ์ (Z-Impedance) ในการวิเคราะห์สมการสามารถหาสมการของแซดอิมพีแดนซ์ได้คือ

$$\Delta Z = K \left[\left(V_{Re} - V_{Im} \frac{X_T}{R_T} \right) + \left(V_{Im} + V_{Re} \frac{X_T}{R_T} \right) \right] \quad (5.1)$$

เมื่อ K = ค่าคงที่ทั้งหมดของวงจร
 V_{Re} = แรงดันในส่วนของแกนจริง
 V_{Im} = แรงดันในส่วนของแกนจินตภาพ
 X_T = ค่าอินดักแตนซ์ของขดลวด
 R_T = ค่าความต้านทานอ้างอิงของวงจรบริดจ์สมดุล

เมื่อนำสมการที่ได้มาสร้างเป็นเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องสมารถที่จะตรวจรอยบกพร่องบนพื้นผิวของอลูมิเนียมได้และสามารถแสดงผลรูปสัญญาณเป็นแบบแซดอิมพีแดนซ์ได้ จากนั้นนำสัญญาณมาวิเคราะห์หาความแตกต่างของสัญญาณที่วัดคือ ในกรณีของรอยบกพร่องแบบความลึกนั้นสัญญาณที่ได้จะแปรผันตามความลึกของรอยบกพร่องโดยเมื่อรอยบกพร่องมีความลึกมากสัญญาณที่ได้จะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย ส่วนมุมเฟสนั้นเมื่อรอยบกพร่องมีความลึกมากมุมต่างเฟสจากแกนอ้างอิงจะมีค่าน้อยโดยเป็นมุมด้านลบ ในกรณีของรอยบกพร่องแบบความกว้างจะมีผลต่อสัญญาณที่วัดเฉพาะขนาดของความกว้างของรอยบกพร่องคือ ถ้าวรอยบกพร่องกว้างมากสัญญาณที่ได้จะมีขนาดใหญ่แต่มุมต่างเฟสกลับไม่มีผลต่อขนาดความกว้างของรอยบกพร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งทั้งหมดเป็นไปตามหลักการการวิเคราะห์สัญญาณอิมพีแดนซ์จากโพรบบแบบคิฟเฟอเรนเชียลตามที่น่าเสนอไว้โดยสามารถสรุปขอบเขตในลักษณะที่สำคัญไว้ดังนี้

1. สามารถวิเคราะห์หาค่าแชนคิมพีแดนซ์ของหัวโพรบบแบบคิฟเฟอเรนเชียลได้
2. สามารถหาที่มาสมการอิมพีแดนซ์ของหัวโพรบบแบบคิฟเฟอเรนเชียลได้
3. สามารถสร้างหัวโพรบบแบบคิฟเฟอเรนเชียลได้
4. สามารถแสดงผลสัญญาณของรอยบกพร่องในรูปของอิมพีแดนซ์ได้
5. สามารถสร้างเครื่องตรวจสอบรอยร้าวโดยใช้วิธีการกระแสไหลวนได้ตามทฤษฎี
6. สามารถบอกความแตกต่างของรอยบกพร่องในแต่ละแบบได้

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

5.2.1 ปัญหา

ปัญหาของโครงการการวิเคราะห์หาค่าแชนคิมพีแดนซ์ของโพรบบแบบคิฟเฟอเรนเชียลโดยวิธีการกระแสไหลวนมีดังนี้

1. ข้อมูลมีลักษณะที่ยากต่อการศึกษาและทำความเข้าใจทำให้เสียเวลา
2. การสร้างหัวโพรบบทำได้ยากและไม่มีหลักการที่แน่นอน
3. ไม่สามารถสอบเทียบเครื่องตรวจสอบให้มีความแน่นอนและเที่ยงตรงได้เท่าที่ควร
4. การแสดงผลรูปสัญญาณทำได้ไม่ชัดเจนเท่าที่ควร

5.2.2 แนวทางแก้ไข

1. พยายามศึกษาข้อมูลให้เข้าใจมากที่สุด สอบถามและแลกเปลี่ยนความรู้กับผู้เข้าใจในหลักการของกระแสไหลวน
2. หาต้นแบบของโพรบบแบบคิฟเฟอเรนเชียลมาแล้วทำตามต้นแบบ
3. สอบเทียบเครื่องตรวจสอบให้ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้มากที่สุด
4. ทำการปรับหน้าจอของออสซิลโลสโคปให้ดูรูปสัญญาณได้ง่ายที่สุด

5.3 แนวทางในการพัฒนา

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้คณะผู้จัดทำได้พยายามทำให้เป็นเครื่องตรวจสอบหารอยบกพร่องบนพื้นผิวอลูมิเนียมโดยใช้วิธีการกระแสไหลวนให้ได้ใกล้เคียงกับเครื่องตรวจสอบที่ใช้จริงในงานอุตสาหกรรมมากที่สุดเท่าที่สามารถทำได้แต่ด้วยระยะเวลาและงบประมาณที่จำกัดประกอบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสบการณ์ของคณะผู้จัดทำในการทำงานยังไม่มากพอจึงทำให้เครื่องยังมีข้อจำกัดและสมควรจะได้รับการพัฒนาให้ดีขึ้นมีดังต่อไปนี้

1. ควรทำโพรบตรวจสอบให้เหมาะสมกับงานที่ใช้ตรวจสอบรอยบกพร่องเนื่องจากโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลเหมาะสมกับงานที่ใช้ตรวจสอบรอยบกพร่องของท่อ
2. ควรทำให้เครื่องตรวจสอบสามารถแสดงผลได้เองเนื่องจากที่ผ่านมาต้องแสดงผลกับออสซิลโลสโคปหรือคอมพิวเตอร์
3. ควรเพิ่มการสอบเทียบเครื่องตรวจสอบให้มีความละเอียดและแม่นยำมากขึ้น
4. ควรปรับปรุงส่วนแสดงผลให้ชัดเจนยิ่งขึ้นและง่ายต่อการวิเคราะห์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก
คุณสมบัติของอุปกรณ์

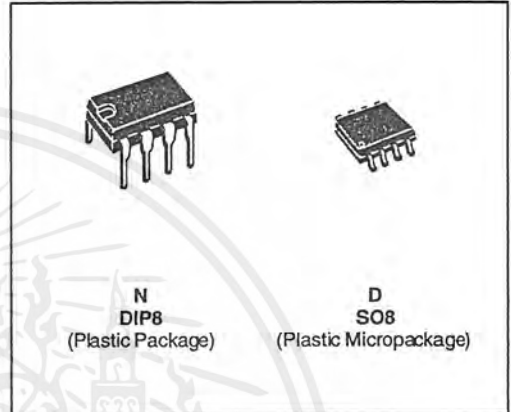
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL071 TL071A - TL071B

LOW NOISE J-FET SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15\text{nV}/\text{Hz}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)



DESCRIPTION

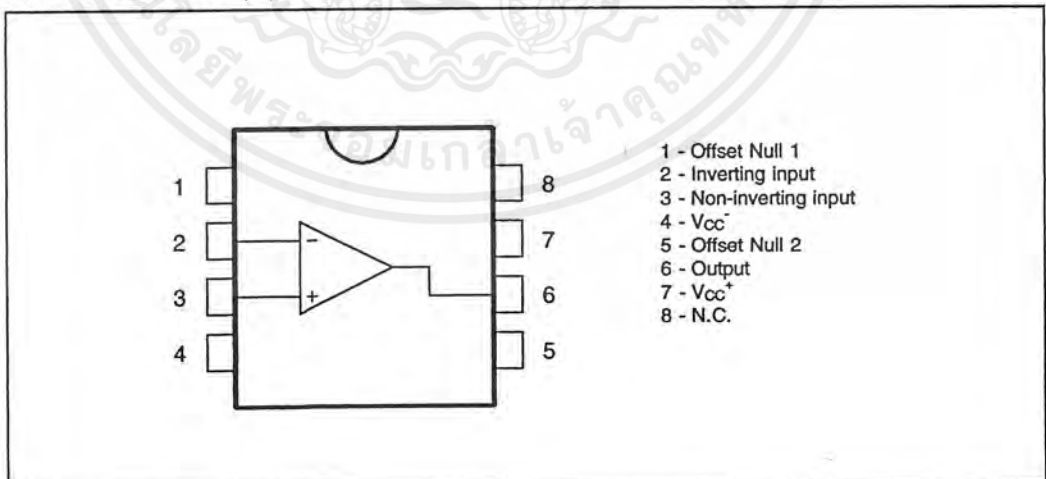
The TL071, TL071A and TL071B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL071M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL071I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL071C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•
Example : TL071CN			

PIN CONNECTIONS (top view)

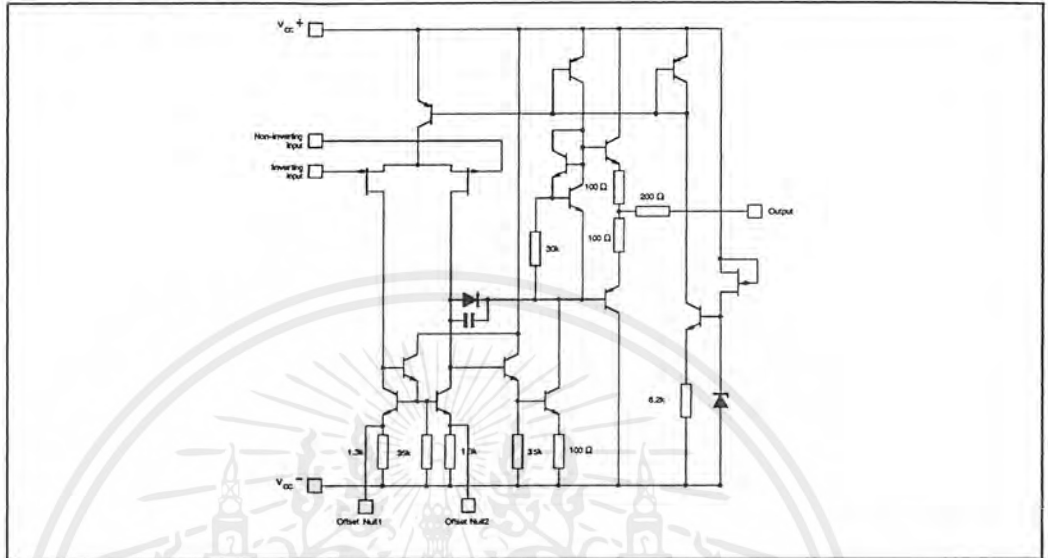


December 1998

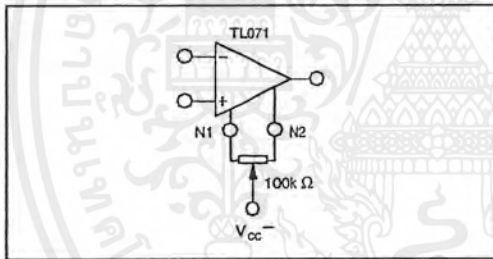
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

SCHEMATIC DIAGRAM



INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)	± 18	V	
V_i	Input Voltage - (note 3)	± 15	V	
V_{id}	Differential Input Voltage - (note 2)	± 30	V	
P_{tot}	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL071C,AC,BC TL071I,AI,BI TL071M,AM,BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$

- Notes:
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICSV_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL071I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL071C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		5	100 4		5	100 10	pA nA
I _b	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		20	200 20		20	200 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{CC}	Supply Current, no Load T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{OS}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{OPP}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	16		8	16		V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K _{OV}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _V = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{PP})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _S = 100Ω)		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
∅ _m	Phase Margin		45			45		Degrees

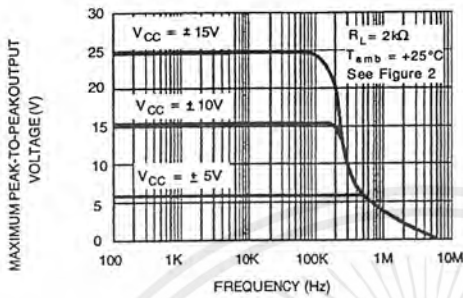
* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.



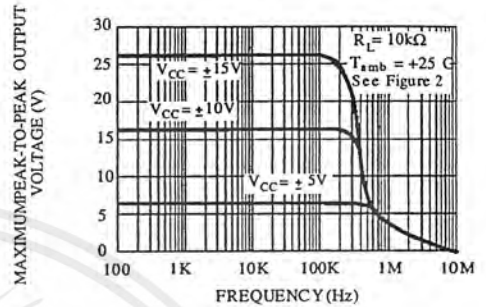
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

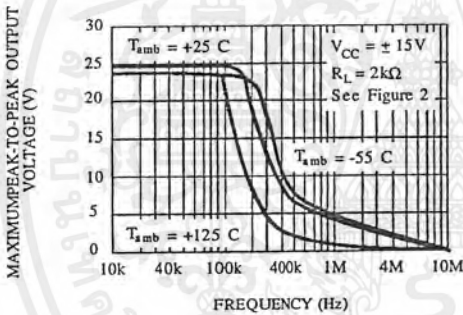
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



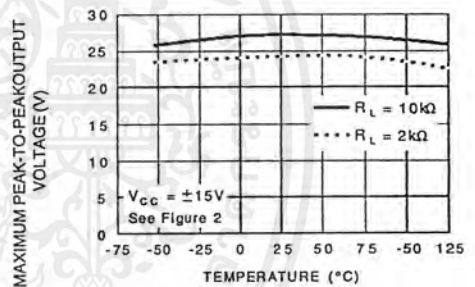
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



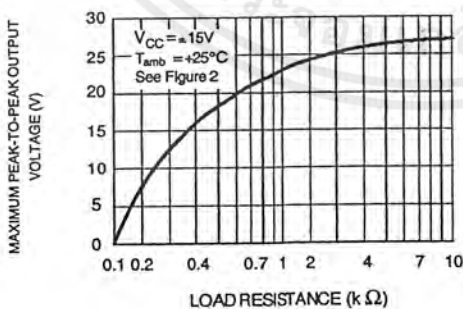
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



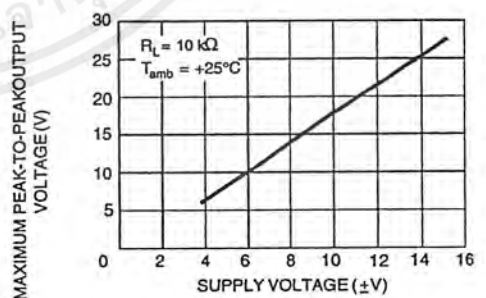
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE

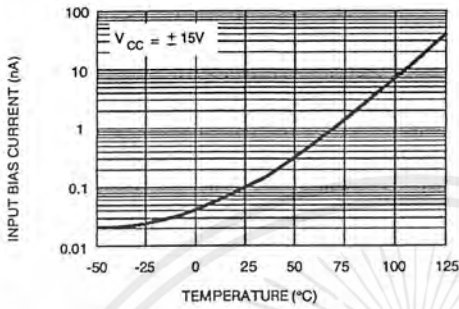


MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE

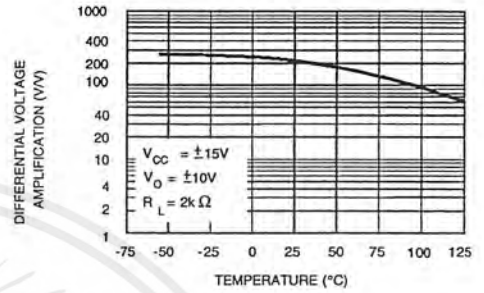


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

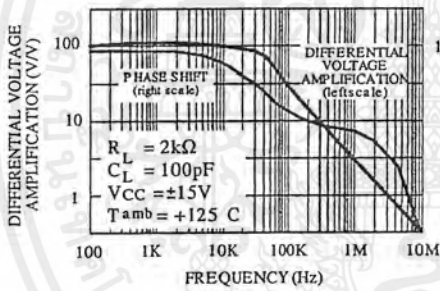
INPUT BIAS CURRENT VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



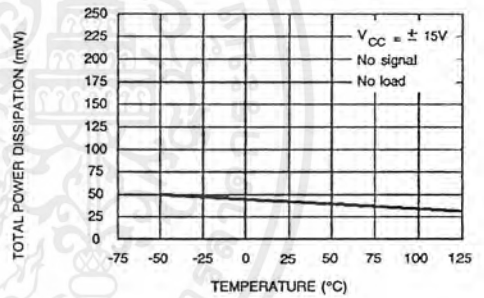
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



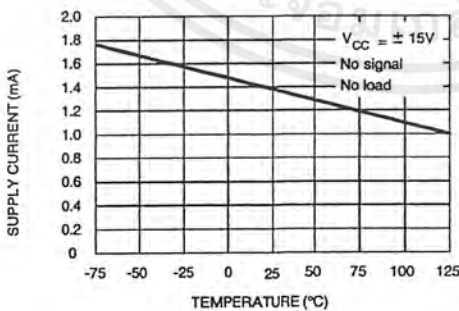
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT VERSUS FREQUENCY



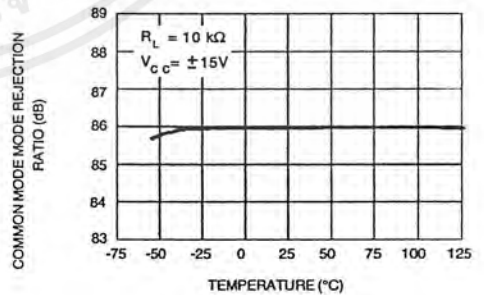
TOTAL POWER DISSIPATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



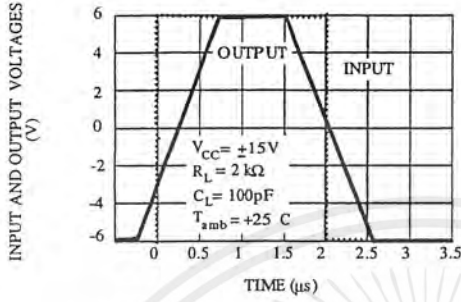
COMMON MODE REJECTION RATIO VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



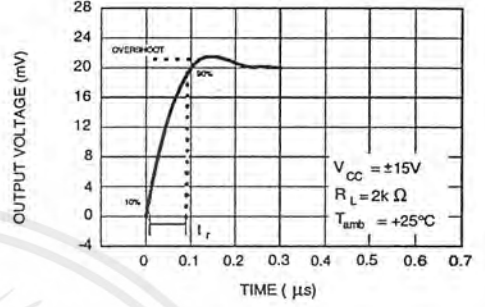
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071 - TL071A - TL071B

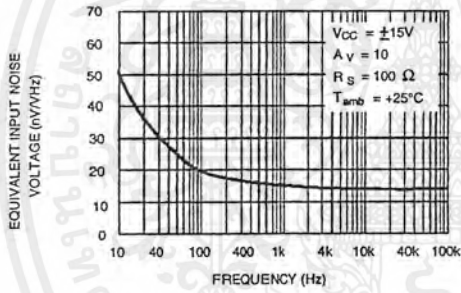
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



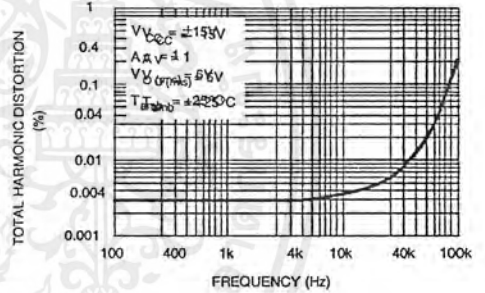
OUTPUT VOLTAGE VERSUS ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION VERSUS FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

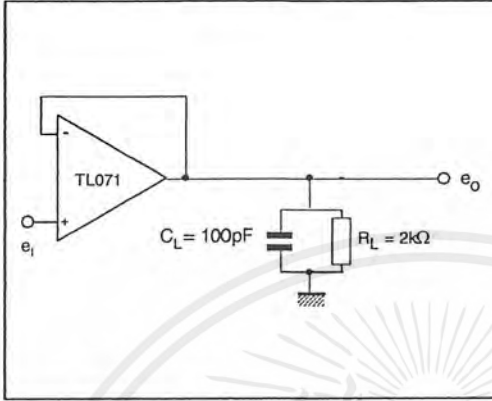
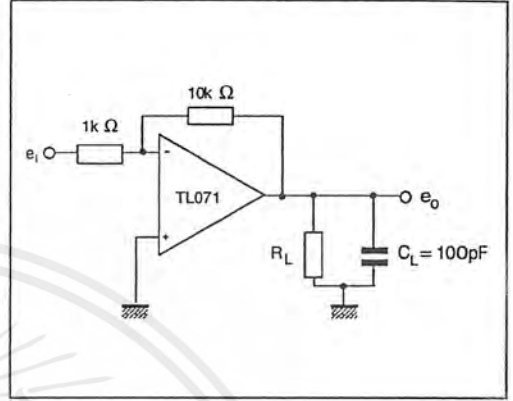
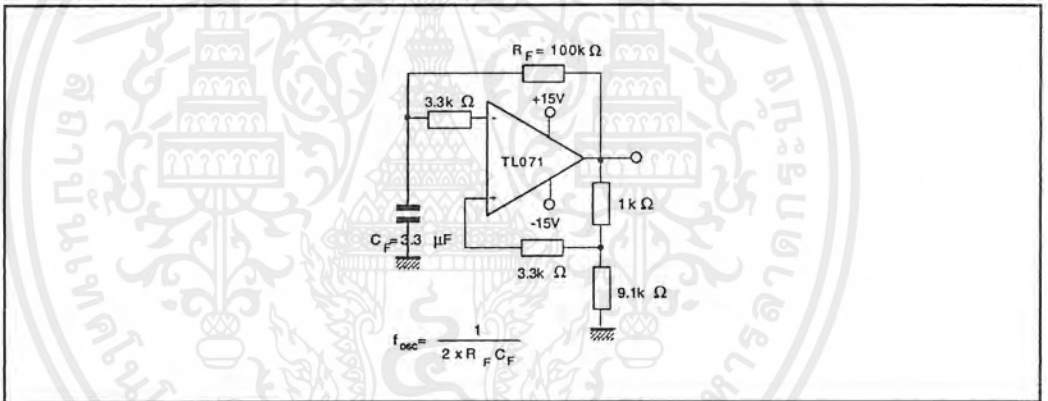


Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier

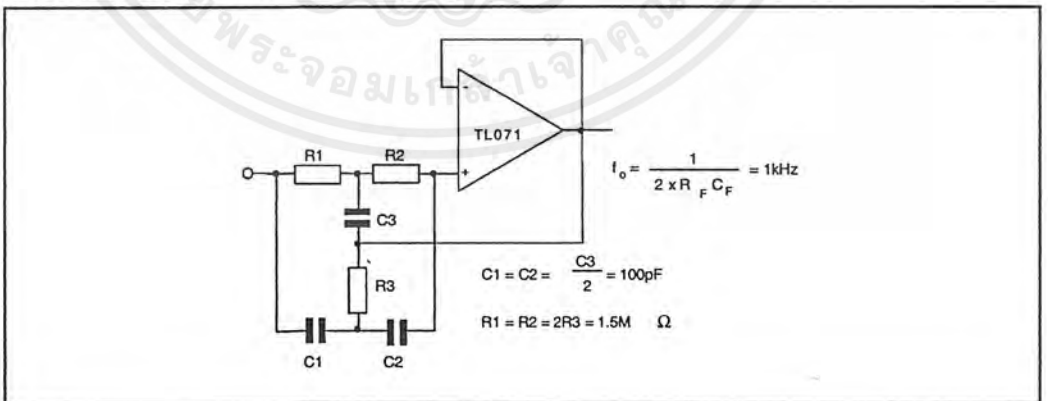


TYPICAL APPLICATIONS

(0.5Hz) SQUARE WAVE OSCILLATOR

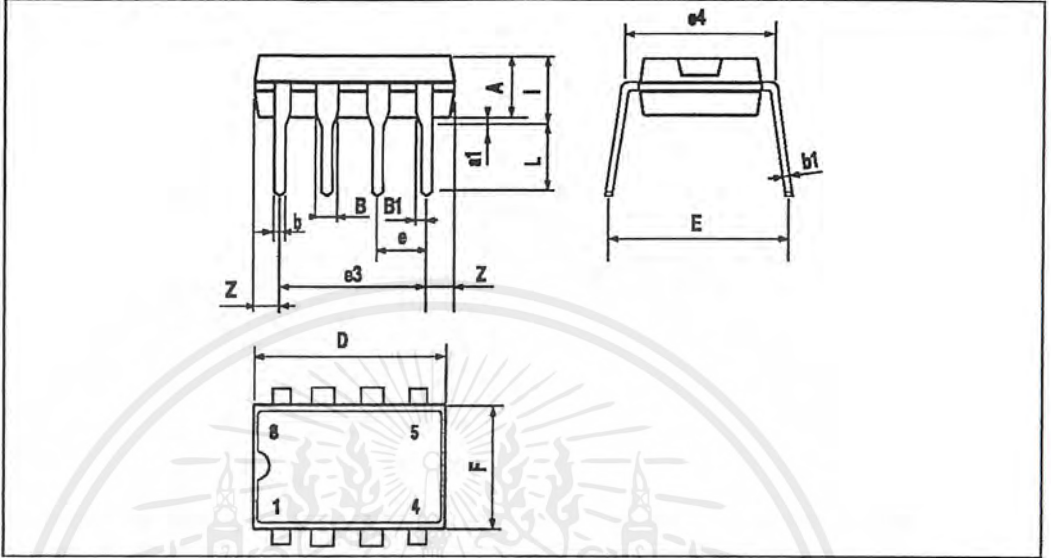


HIGH Q NOTCH FILTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

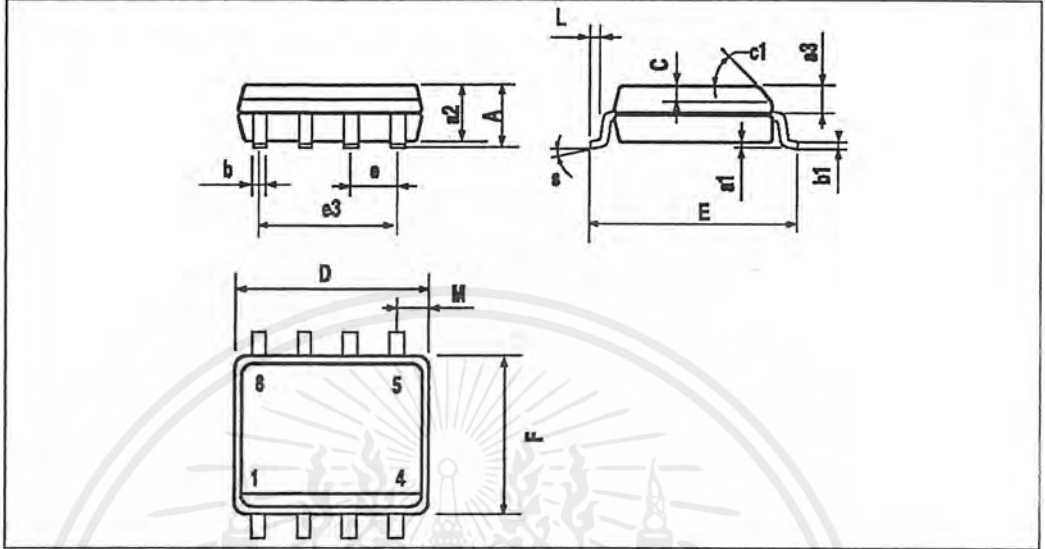
TL071 - TL071A - TL071B

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1			45° (typ.)			
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S			8° (max.)			

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco
The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

© <http://www.st.com>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL071,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL071C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _o	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		5	100 4		5	100 10	pA nA
I _b	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		20	200 20		20	200 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{cc}	Supply Current, no Load T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{cm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{OPP}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}			R _L = 2kΩ 10 R _L = 10kΩ 12 R _L = 2kΩ 13.5 R _L = 10kΩ 10 12				V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	16		8	16		V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K _{OV}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _v = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{PP})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _S = 100Ω)		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
∅m	Phase Margin		45			45		Degrees

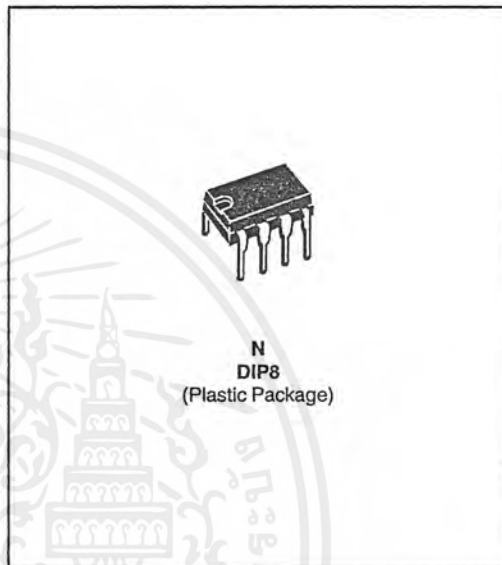
* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VERY LOW OFFSET SINGLE BIPOLAR OPERATIONAL AMPLIFIERS

- EXTREMELY LOW OFFSET : 150 μ V MAX
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 1.8nA
- LOW V_{io} DRIFT : 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C
- ULTRA STABLE WITH TIME : 2 μ V/month max.
- WIDE SUPPLY VOLTAGE RANGE :
 ± 3 V to ± 22 V



DESCRIPTION

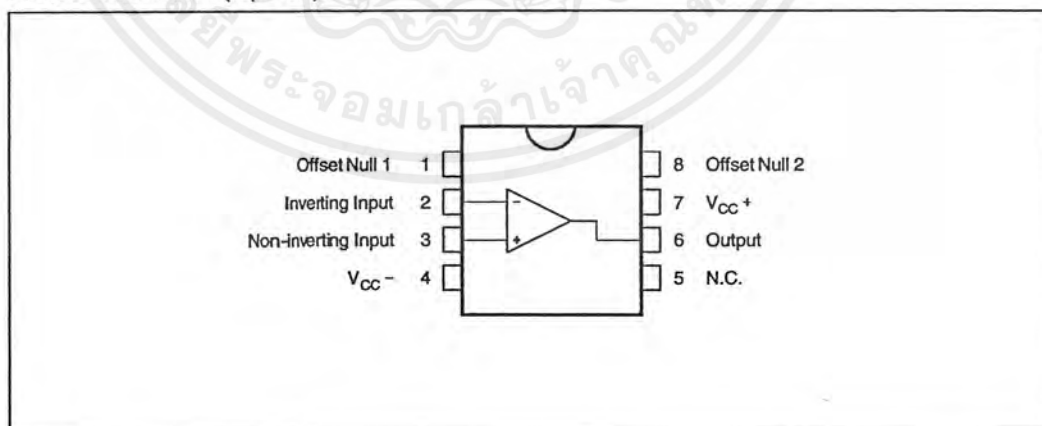
The OP07C is a very high precision op amp with an offset voltage maximum of 150 μ V.

Offering also low input current (1.8nA) and high gain (400V/mV), the OP07C is particularly suitable for instrumentation applications.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package
		N
OP07C	-40 $^{\circ}$ C, +105 $^{\circ}$ C	•

PIN CONNECTIONS (top view)

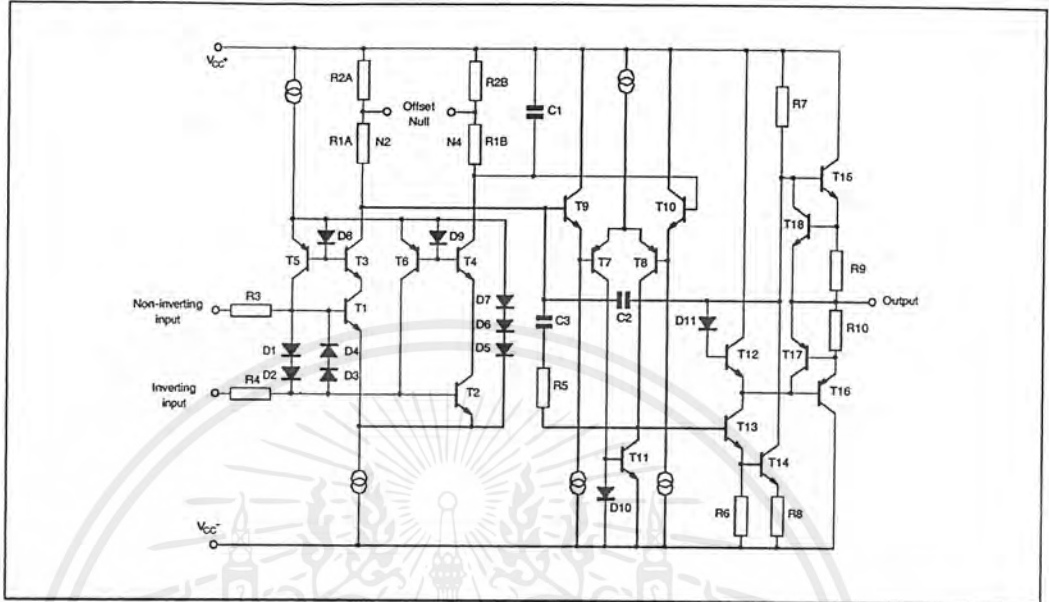


October 1997

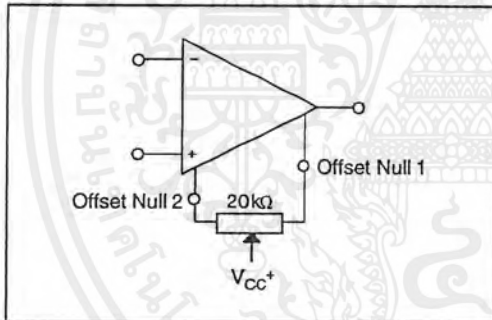
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP07C

SCHEMATIC DIAGRAM



INPUT OFFSET VOLTAGE NULLING CIRCUIT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	± 22	V
V_{id}	Differential Input Voltage	± 30	V
V_i	Input Voltage	± 22	V
T_{oper}	Operating Temperature	-40 to +105	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	$^{\circ}C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

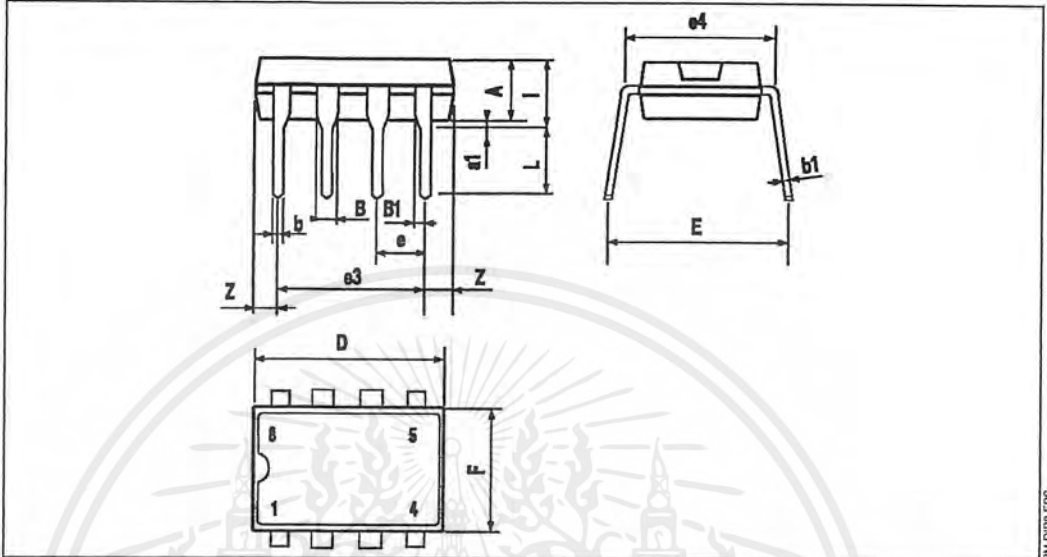
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input Offset Voltage $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$		60	150 250	μV
	Long Term Input Offset Voltage Stability - (note 1)		0.4	2	$\mu V/Mo$
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		0.5	1.8	$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$		0.8	6 8	nA
DI_{io}	Input Offset Current Drift		15	50	$pA/^{\circ}C$
I_{ib}	Input Bias Current $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$		1.8	7 9	nA
DI_{ib}	Input Bias Current Drift		15	50	$pA/^{\circ}C$
R_o	Open Loop Output Resistance		60		Ω
R_{id}	Differential Input Resistance		33		M Ω
R_{ic}	Common Mode Input Resistance		120		G Ω
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$	± 13 ± 13	± 13.5		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($V_i = V_{icm}$ min) $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$	100 97	120		dB
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($V_{CC} = \pm 3$ to $\pm 18V$) $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$	90 86	104		dB
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain $V_{CC} = \pm 15, R_L = 2k\Omega, V_O = \pm 10V,$ $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +105^{\circ}C$ $V_{CC} = \pm 3V, R_L = 500\Omega, V_O = \pm 0.5V$	120 100 100	400 400		V/mV
V_{opp}	Output Voltage Swing $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 1k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$	± 12 ± 11.5 ± 11	± 13 ± 12.8 ± 12		V
SR	Slew Rate ($R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$)		0.17		V/ μS
GBP	Gain Bandwidth Product ($R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF, f = 100kHz$)		0.5		MHz
I_{CC}	Supply Current - (no load) $0^{\circ}C \leq T_{amb} \leq +70^{\circ}C$ $V_{CC} = \pm 3V$		2.7 0.67	5 6 1.3	mA
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $f = 10Hz$ $f = 100Hz$ $f = 1kHz$		11 10.5 10	20 13.5 11.5	$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current $f = 10Hz$ $f = 100Hz$ $f = 1kHz$		0.3 0.2 0.1	0.9 0.3 0.2	$\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$

Note 1: 1. Long Term Input Offset Voltage Stability refers to the average trend line of V_{io} vs time over extended periods after the first 30 days of operation.

OP07C

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectronics.

© 1997 SGS-THOMSON Microelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco
The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

SGS-THOMSON
MICROELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



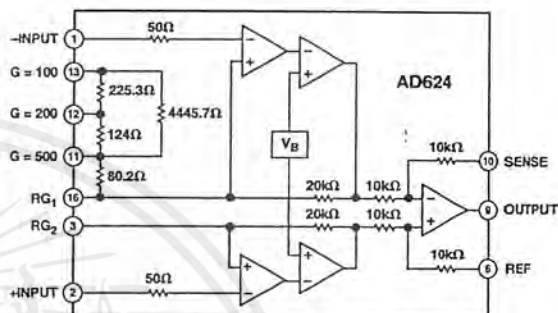
Precision Instrumentation Amplifier

AD624

FEATURES

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

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



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 0.25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, output offset voltage drift of less than 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMRR above 80 dB at unity gain (130 dB 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 25 MHz gain bandwidth product, 5 V/ μs slew rate and 15 μs 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 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz.
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 pretrimmed 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.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกานำไปใช้

AD624—SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ and $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

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)	$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			
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	%
Nonlinearity													
G = 1			± 0.005			± 0.003			± 0.001			± 0.005	%
G = 100, 200			± 0.005			± 0.003			± 0.001			± 0.005	%
G = 500			± 0.005			± 0.005			± 0.005			± 0.005	%
Gain vs. Temperature													
G = 1			5			5			5			5	ppm/ $^\circ\text{C}$
G = 100, 200			10			10			10			10	ppm/ $^\circ\text{C}$
G = 500			25			15			15			15	ppm/ $^\circ\text{C}$
VOLTAGE OFFSET (May be Nulled)													
Input Offset Voltage			200			75			25			75	μV
vs. Temperature			2			0.5			0.25			2.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset Voltage			5			3			2			3	mV
vs. Temperature			50			25			10			50	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply													
G = 1	70			75			80			75			dB
G = 100, 200	95			105			110			105			dB
G = 500	100			110			115			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current			± 50			± 25			± 15			± 50	nA
vs. Temperature			± 50			± 50			± 50			± 50	pA/ $^\circ\text{C}$
Input Offset Current			± 35			± 15			± 10			± 35	nA
vs. Temperature			± 20			± 20			± 20			± 20	pA/ $^\circ\text{C}$
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_{DL})	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Max Common-Mode Linear (V_{CML})			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$	V
Common-Mode Rejection dc to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	100			105			110			100			dB
G = 500	110			120			130			110			dB
OUTPUT RATING													
V_{OL} , $R_L = 2\text{ k}\Omega$			± 10			± 10			± 10			± 10	V
DYNAMIC RESPONSE													
Small Signal -3 dB													
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
Slew Rate			5.0			5.0			5.0			5.0	V/ μs
Settling Time to 0.01%, 20 V 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, 1 kHz													
R.T.I.			4			4			4			4	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R.T.O.			75			75			75			75	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R.T.I., 0.1 Hz to 10 Hz													
G = 1			10			10			10			10	$\mu\text{V p-p}$
G = 100			0.3			0.3			0.3			0.3	$\mu\text{V p-p}$
G = 200, 500, 1000			0.2			0.2			0.2			0.2	$\mu\text{V p-p}$
Current Noise													
0.1 Hz to 10 Hz			60			60			60			60	pA p-p
SENSE INPUT													
R_N	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	k Ω
I_N			30			30			30			30	μA
Voltage Range	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Gain to Output			1			1			1			1	%

REV. C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE INPUT													
R_{IN}	16	20	24	16	20	24	16	20	24	16	20	24	k Ω
I_{IN}		30			30			30			30		μ A
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	$^{\circ}$ C
Storage	-65		+150	-65		+150	-65		+150	-65		+150	$^{\circ}$ 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

NOTES

¹ V_{DL} is the maximum differential input voltage at $G = 1$ for specified nonlinearity, V_{DL} at other gains = $10 V/G$. V_D = actual differential input voltage.

Example: $G = 10$, $V_D = 0.50$. $V_{CM} = 12 V - (10/2 \times 0.50 V) = 9.5 V$.

Specifications subject to change without notice.

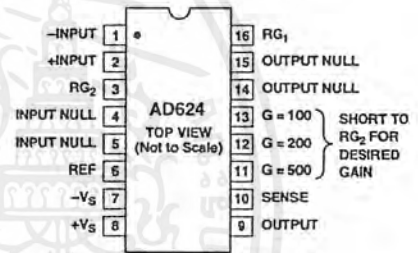
Specifications shown in boldface are tested on all production unit at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

- Supply Voltage $\pm 18 V$
- Internal Power Dissipation 420 mW
- Input Voltage $\pm V_S$
- Differential Input Voltage $\pm V_S$
- Output Short Circuit Duration Indefinite
- Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
- Operating Temperature Range
 - AD624A/B/C $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
 - AD624S $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
- Lead Temperature (Soldering, 60 secs) $+300^{\circ}C$

*Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

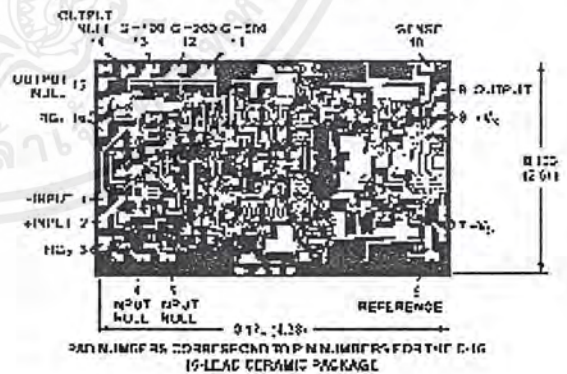
CONNECTION DIAGRAM



FOR GAINS OF 1000 SHORT RG_1 TO PIN 12 AND PINS 11 AND 13 TO RG_2

METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions
Dimensions shown in inches and (mm).



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD624AD	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD624BD	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD624CD	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD624SD	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD624SD/883B*	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD624AChips	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	Die	
AD624SChips	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	Die	

*See Analog Devices' military data sheet for 883B specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624—Typical Characteristics

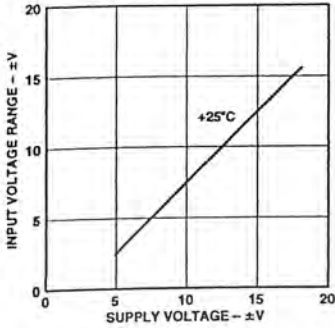


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, $G = 1$

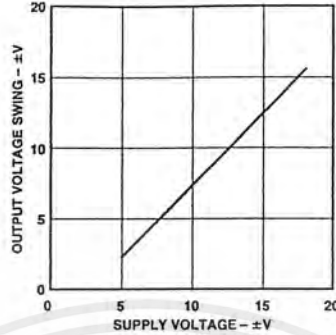


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

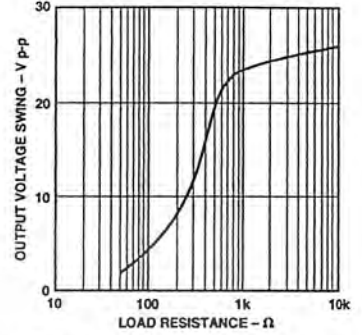


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

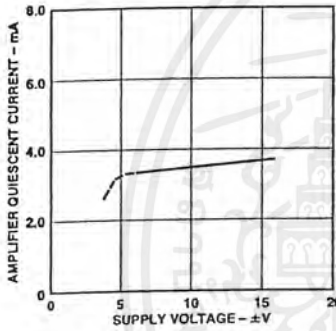


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

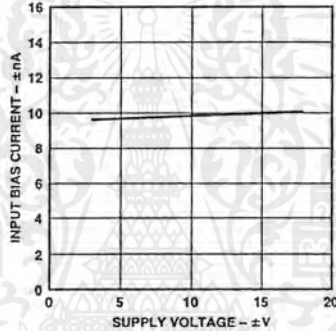


Figure 5. Input Bias Current vs. Supply Voltage

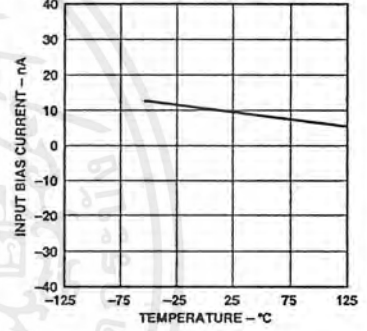


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

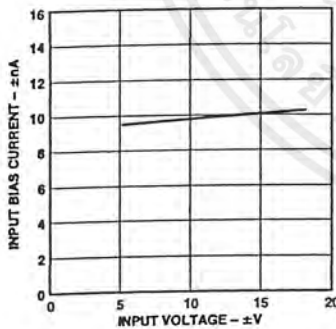


Figure 7. Input Bias Current vs. CMV

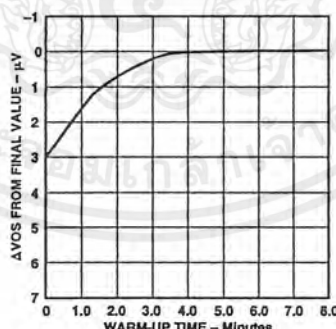


Figure 8. Offset Voltage, RTI, Turn On Drift

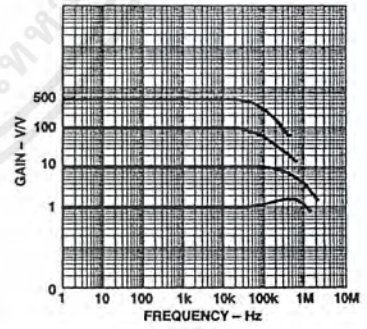


Figure 9. Gain vs. Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

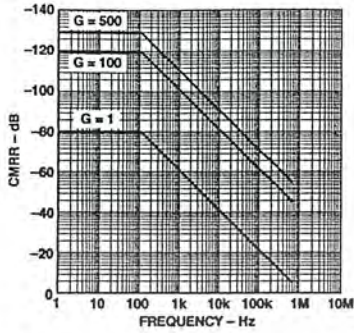


Figure 10. CMRR vs. Frequency RTI, Zero to 1k Source Imbalance

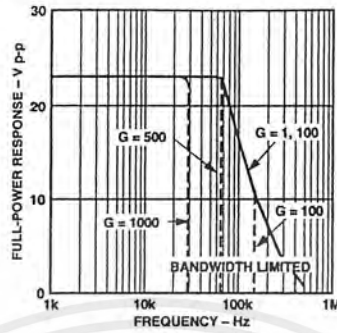


Figure 11. Large Signal Frequency Response

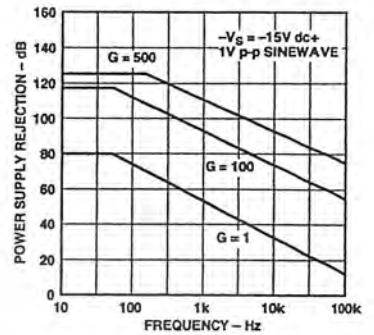


Figure 12. Positive PSRR vs. Frequency

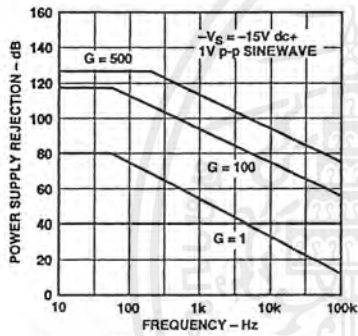


Figure 13. Negative PSRR vs. Frequency

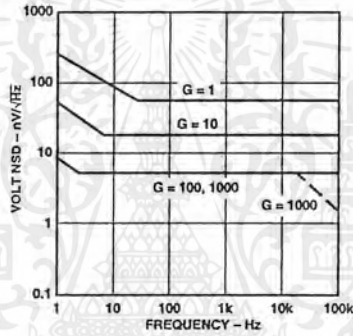


Figure 14. RTI Noise Spectral Density vs. Gain

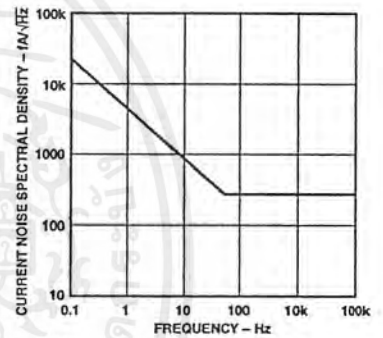


Figure 15. Input Current Noise Spectral Density vs. Frequency

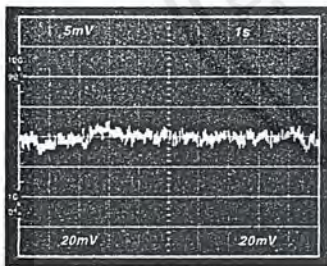


Figure 16. Low Frequency Voltage Noise, G = 1 (System Gain = 1000)

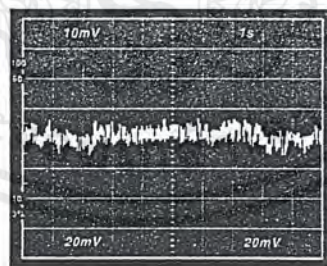


Figure 17. Low Frequency Voltage Noise, G = 1000 (System Gain = 100,000)

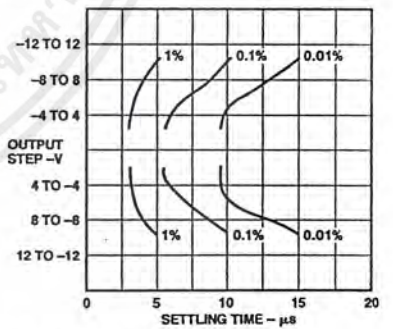


Figure 18. Settling Time, Gain = 1

AD624

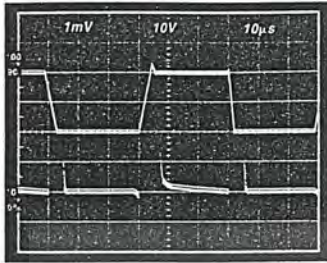


Figure 19. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = 1$

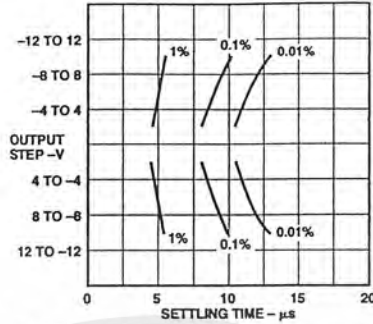


Figure 20. Settling Time Gain = 100

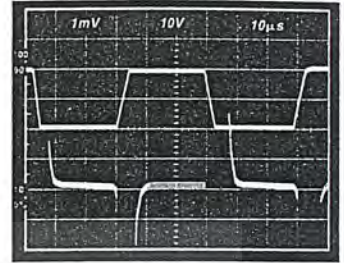


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = 100$

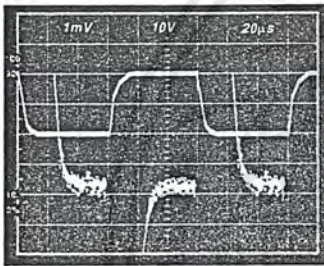


Figure 22. Range Signal Pulse Response and Settling Time, $G = 500$

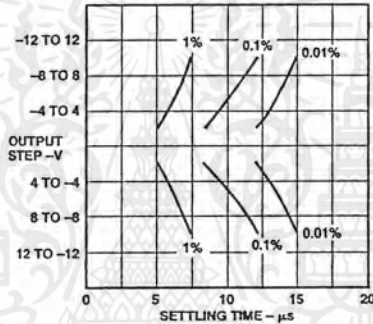


Figure 23. Settling Time Gain = 1000

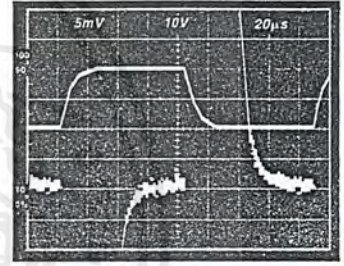


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time, $G = 1000$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624

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:

$$\text{Total Error R.T.I.} = \text{input error} + (\text{output error}/\text{gain})$$

$$\text{Total Error R.T.O.} = (\text{Gain} \times \text{input error}) + \text{output error}$$

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

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 pretrimmed internal gain resistors. These allow for single connection programming of gains of 1, 100, 200 and 500. Additionally, a variety of gains including a pretrimmed 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 TCs 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

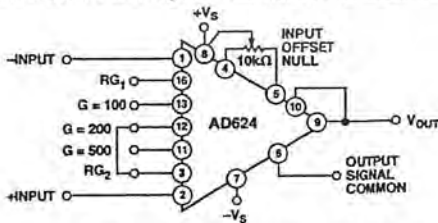


Figure 28. Operating Connections for $G = 200$

Table I.

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

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 ($\pm 20\%$). Gain drift is determined by the mismatch of the temperature coefficient of R_G and the temperature coefficient of the internal resistors (-15 ppm/°C typ), and the temperature coefficient of the internal interconnections.

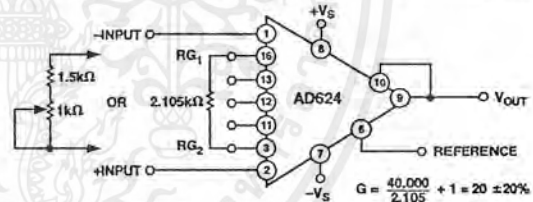


Figure 29. Operating Connections for $G = 20$

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.

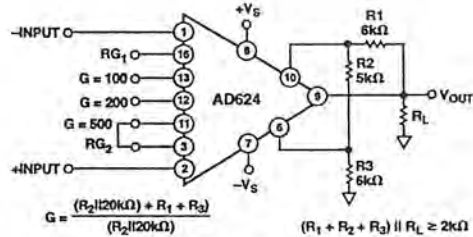


Figure 30. Gain of 2500

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).

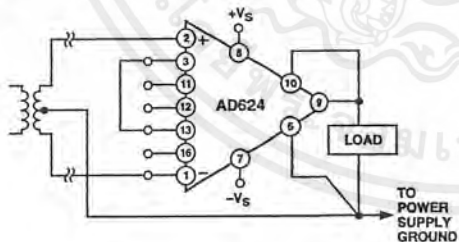
The low frequency (0.1 Hz to 10 Hz) voltage noise due to the output stage is 10 μ V p-p, the contribution of the input stage is 0.2 μ V p-p. At a gain of 10, the RTI voltage noise would be

$$1 \mu\text{V p-p}, \sqrt{\left(\frac{10}{G}\right)^2 + (0.2)^2}$$

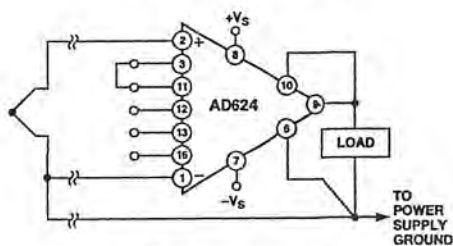
10.2 μ V p-p, $\sqrt{10^2 + (0.2(G))^2}$. These calculations hold for applications using either internal or external gain resistors.

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 a 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.

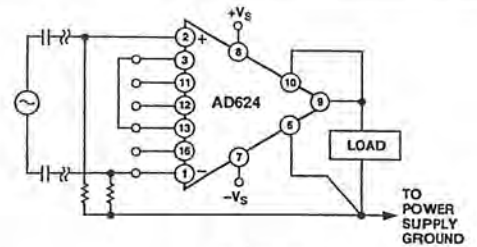


a. Transformer Coupled



b. Thermocouple

REV. C



c. AC-Coupled

Figure 31. Indirect Ground Returns for Bias Currents

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).

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 80 dB.

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.

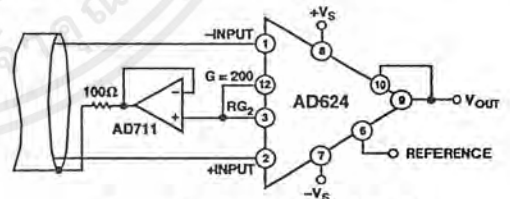


Figure 32. Shield Driver, G ≥ 100

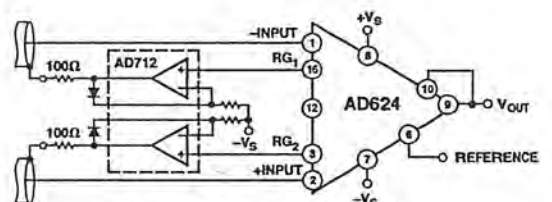


Figure 33. Differential Shield Driver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624

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 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).

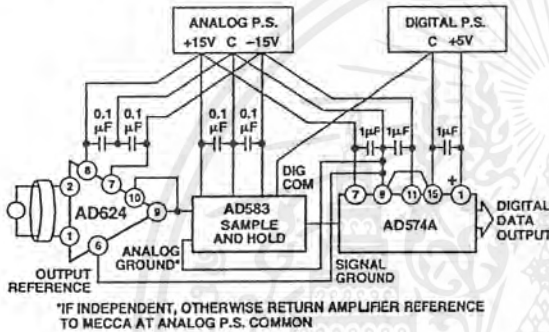


Figure 34. Basic Grounding Practice

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 I_xR drops "inside the loop" and virtually eliminating this error source.

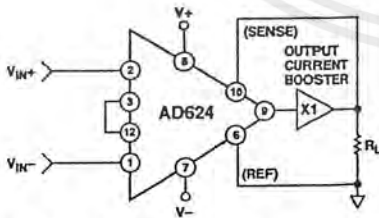


Figure 35. AD624 Instrumentation Amplifier with Output Current Booster

Typically, IC instrumentation amplifiers are rated for a full ± 10 volt output swing into $2\text{ k}\Omega$. 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 $\pm 10\text{ V}$. 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.

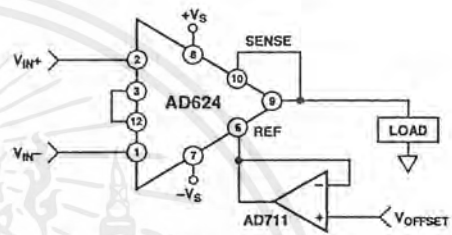


Figure 36. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

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 $10\text{ k}\Omega/R_{REF}$. For example, if the reference source impedance is $1\ \Omega$, CMR will be reduced to 80 dB ($10\text{ k}\Omega/1\ \Omega = 80\text{ dB}$). 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.

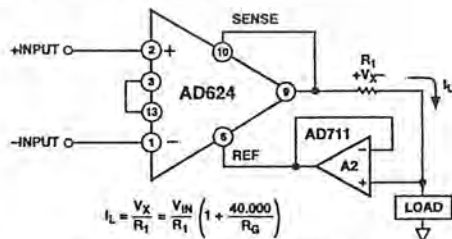


Figure 37. Voltage-to-Current Converter

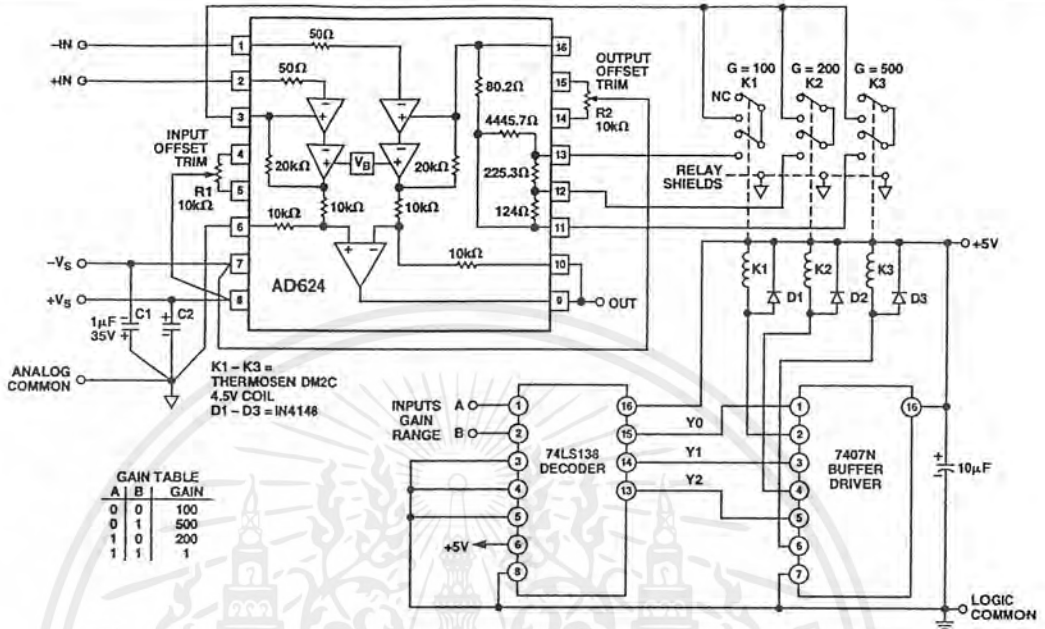


Figure 38. Gain Programmable Amplifier

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 A2, the forced current I_L will largely flow through the load. Offset and drift specifications of A2 must be added to the output offset and drift specifications of the IA.

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).

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.

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.

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

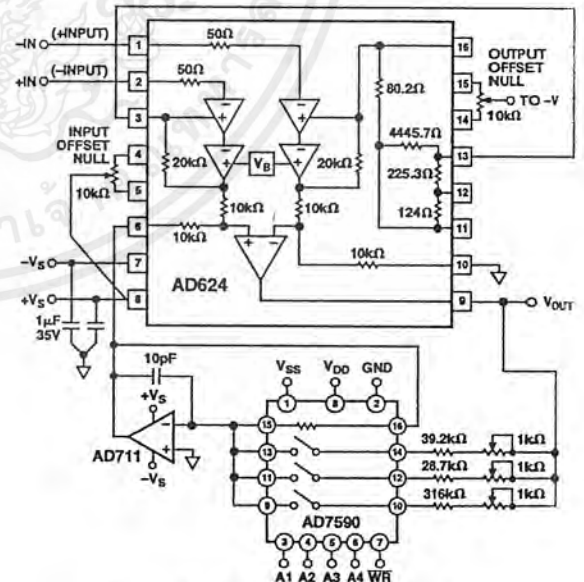


Figure 39. Programmable Output Gain

AD624

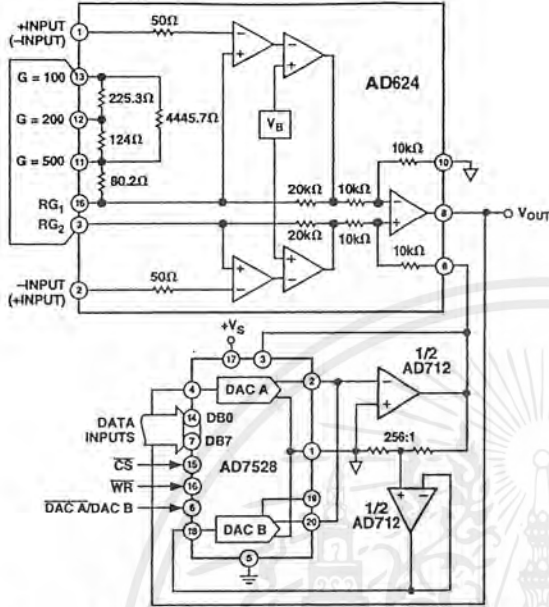


Figure 40. Programmable Output Gain Using a DAC

AUTOZERO 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 trim pots. 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.

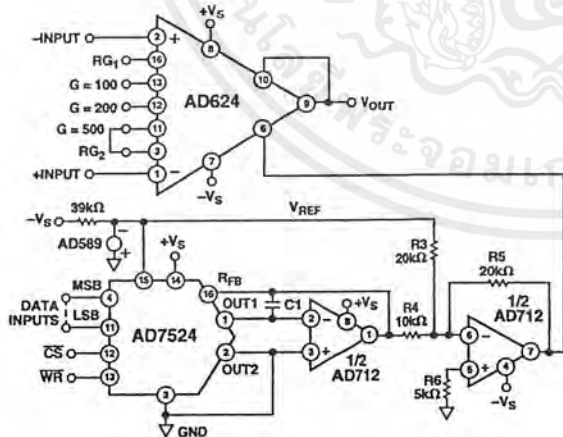


Figure 41. Software Controllable Offset

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

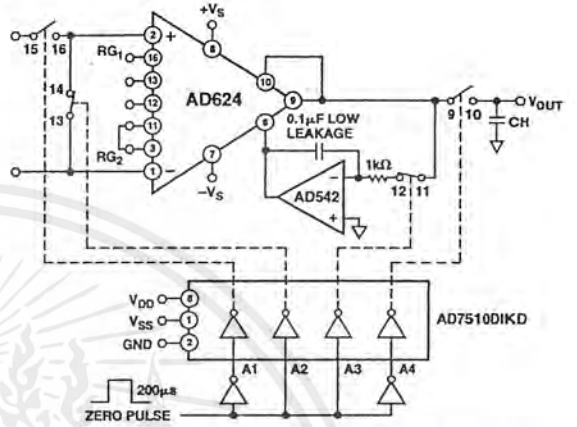


Figure 42. Autozero Circuit

The microprocessor controlled data acquisition system shown in Figure 43 includes both autozero and autogain 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 autozero cycle, in this application, converts a number that appears to be ground and then writes that same number (8 bit) to the AD624 which eliminates the zero error since its output has an inverted scale. The autogain cycle converts the A/D reference and compares it with full scale. A multiplicative correction factor is then computed and applied to subsequent readings.

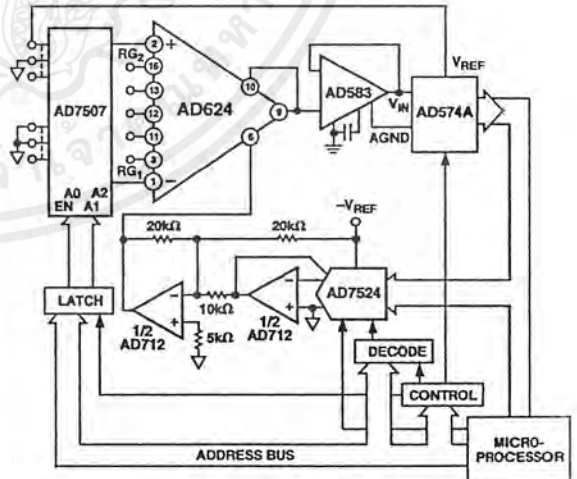


Figure 43. Microprocessor Controlled Data Acquisition System

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 autogain/autotare cycle will enable the system to remove offsets, gain errors, and drifts making possible true 14-bit performance.

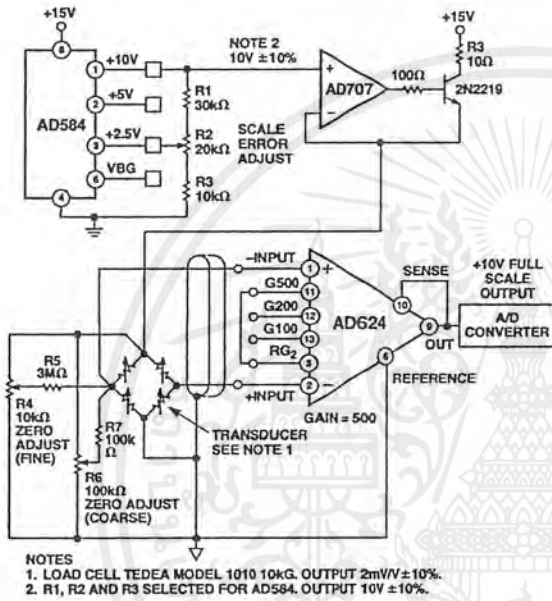


Figure 44. AD624 Weigh Scale Application

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 pickup. 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 1 Meg 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 0.5 ppm change in bridge impedance. Such a change will produce a 6.3 mV 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 RG₂ pin as shown in Figure 45.

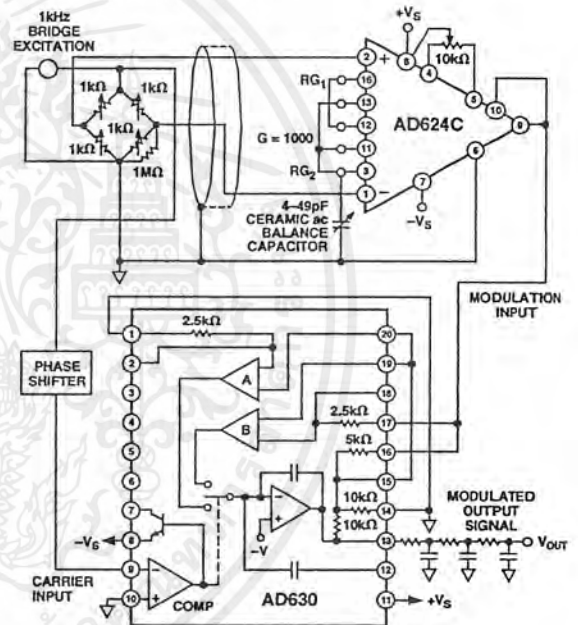


Figure 45. AC Bridge

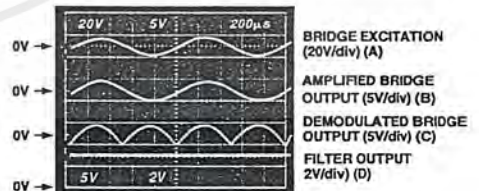


Figure 46. AC Bridge Waveforms

AD624—SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ and $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

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)	$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1\right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1\right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1\right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1\right] \pm 20\%$			
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			%
Nonlinearity													
G = 1	± 0.005			± 0.003			± 0.001			± 0.005			%
G = 100, 200	± 0.005			± 0.003			± 0.001			± 0.005			%
G = 500	± 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	25			15			15			15			ppm/°C
VOLTAGE OFFSET (May be Nullified)													
Input Offset Voltage vs. Temperature	200			75			25			75			μV
Output Offset Voltage vs. Temperature	2			0.5			0.25			2.0			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply	5			3			2			3			mV
G = 1	50			25			10			50			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
G = 100, 200	70			75			80			75			dB
G = 500	95			105			110			105			dB
	100			110			115			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current vs. Temperature	± 50			± 25			± 15			± 50			nA
Input Offset Current vs. Temperature	± 50			± 15			± 10			± 50			pA/°C
	± 20			± 15			± 10			± 35			nA
	± 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 ¹													
Max Differ. Input Linear (V_{DI})	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Max Common-Mode Linear (V_{CM})	$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D\right)$			V
Common-Mode Rejection dc to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	100			105			110			100			dB
G = 500	110			120			130			110			dB
OUTPUT RATING													
$V_{OL}, R_L = 2\text{ k}\Omega$	± 10			± 10			± 10			± 10			V
DYNAMIC RESPONSE													
Small Signal -3 dB													
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
Slew Rate	5.0			5.0			5.0			5.0			V/ μs
Settling Time to 0.01%, 20 V 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, 1 kHz													
R.T.I.	4			4			4			4			nV/√Hz
R.T.O.	75			75			75			75			nV/√Hz
R.T.L., 0.1 Hz to 10 Hz													
G = 1	10			10			10			10			$\mu\text{V p-p}$
G = 100	0.3			0.3			0.3			0.3			$\mu\text{V p-p}$
G = 200, 500, 1000	0.2			0.2			0.2			0.2			$\mu\text{V p-p}$
Current Noise													
0.1 Hz to 10 Hz	60			60			60			60			pA p-p
SENSE INPUT													
R_{IN}	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	k Ω
I_{IN}	30			30			30			30			μA
Voltage Range	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Gain to Output	1			1			1			1			%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624

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:

$$\text{Total Error R.T.I.} = \text{input error} + (\text{output error}/\text{gain})$$

$$\text{Total Error R.T.O.} = (\text{Gain} \times \text{input error}) + \text{output error}$$

As an illustration, a typical AD624 might have a $+250 \mu\text{V}$ output offset and a $-50 \mu\text{V}$ input offset. In a unity gain configuration, the total output offset would be $200 \mu\text{V}$ or the sum of the two. At a gain of 100, the output offset would be -4.75 mV or: $+250 \mu\text{V} + 100 (-50 \mu\text{V}) = -4.75 \text{ mV}$.

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 pretrimmed internal gain resistors. These allow for single connection programming of gains of 1, 100, 200 and 500. Additionally, a variety of gains including a pretrimmed 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 TCs 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

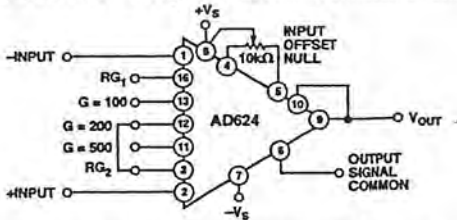


Figure 28. Operating Connections for $G = 200$

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

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 R_{56} and R_{57} . Gain accuracy is determined by the tolerance of the external R_G and the absolute accuracy of the internal resistors ($\pm 20\%$). Gain drift is determined by the mismatch of the temperature coefficient of R_G and the temperature coefficient of the internal resistors ($-15 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ typ), and the temperature coefficient of the internal interconnections.

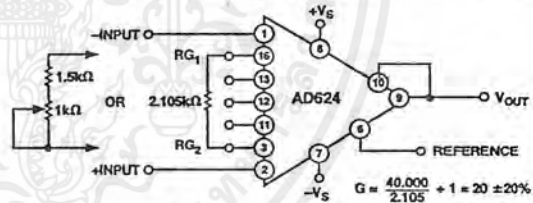


Figure 29. Operating Connections for $G = 20$

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 R_1 , R_2 and R_3 should be selected to be as low as possible to minimize the gain variation and reduction of CMRR. Varying R_2 will precisely set the gain without affecting CMRR. CMRR is determined by the match of R_1 and R_3 .

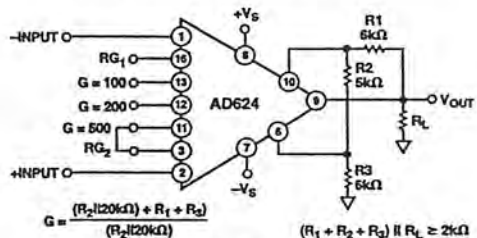


Figure 30. Gain of 2500



Low Cost Analog Multiplier

AD633

FEATURES

Four-Quadrant Multiplication
Low Cost 8-Lead Package
Complete—No External Components Required
Laser-Trimmed Accuracy and Stability
Total Error Within 2% of FS
Differential High Impedance X and Y Inputs
High Impedance Unity-Gain Summing Input
Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference

APPLICATIONS

Multiplication, Division, Squaring
Modulation/Demodulation, Phase Detection
Voltage-Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

PRODUCT DESCRIPTION

The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-lead plastic DIP and SOIC packages.

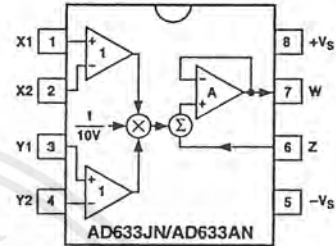
The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y-input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100 μV rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ μs slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications.

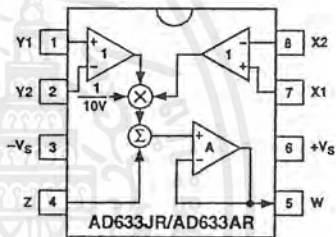
The AD633 is available in an 8-lead plastic DIP package (N) and 8-lead SOIC (R). It is specified to operate over the 0°C to +70°C commercial temperature range (J Grade) or the -40°C to +85°C industrial temperature range (A Grade).

CONNECTION DIAGRAMS

8-Lead Plastic DIP (N) Package



8-Lead Plastic SOIC (SO-8) Package



$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z$$

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-lead plastic packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M Ω) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from ± 8 V to ± 18 V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSFER FUNCTION		$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z$		
MULTIPLIER PERFORMANCE				
Total Error	-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V	±1	±	% Full Scale
T _{MIN} to T _{MAX}		±3		% Full Scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V Nominal	±0.25%		% Full Scale
Supply Rejection	V _S = ±14 V to ±16 V	±0.01		% Full Scale
Nonlinearity, X	X = ±10 V, Y = +10 V	±0.4	±	% Full Scale
Nonlinearity, Y	Y = ±10 V, X = +10 V	±0.1	±	% Full Scale
X Feedthrough	Y Nulled, X = ±10 V	±0.3	±	% Full Scale
Y Feedthrough	X Nulled, Y = ±10 V	±0.1	±	% Full Scale
Output Offset Voltage		±5	±	mV
DYNAMICS				
Small Signal BW	V _O = 0.1 V rms	1		MHz
Slew Rate	V _O = 20 V p-p	20		V/μs
Settling Time to 1%	ΔV _O = 20 V	2		μs
OUTPUT NOISE				
Spectral Density	f = 10 Hz to 5 MHz	0.8		μV/√Hz
Wideband Noise	f = 10 Hz to 10 kHz	1		mV rms
		90		μV rms
OUTPUT				
Output Voltage Swing	R _L = 0 Ω	±		V
Short Circuit Current		30		mA
INPUT AMPLIFIERS				
Signal Voltage Range	Differential	±		V
	Common Mode	±		V
Offset Voltage X, Y		±5	±	mV
CMRR X, Y	V _{CM} = ±10 V, f = 50 Hz	80		dB
Bias Current X, Y, Z		0.8		μA
Differential Resistance		10		MΩ
POWER SUPPLY				
Supply Voltage			±15	V
Rated Performance				V
Operating Range		±	±	mA
Supply Current	Quiescent	4		

NOTES
 Specifications shown in are tested on all production units at 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 are tested on all production units.
 Specifications subject to change without notice.

- Supply Voltage ±18 V
- Internal Power Dissipation² 500 mW
- Input Voltages³ ±18 V
- Output Short Circuit Duration Indefinite
- Storage Temperature Range -65°C to +150°C
- Operating Temperature Range
- AD633J 0°C to +70°C
- AD633A -40°C to +85°C
- Lead Temperature Range (Soldering 60 sec) +300°C
- ESD Rating 1000 V

NOTES
¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied.
²8-Lead Plastic DIP Package: θ_{JA} = 90°C/W; 8-Lead Small Outline Package: θ_{JA} = 155°C/W.
³For supply voltages less than ±18 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

AD633AN	-40°C to +85°C	Plastic DIP	N-8
AD633AR	-40°C to +85°C	Plastic SOIC	SO-8
AD633AR-REEL	-40°C to +85°C	13" Tape and Reel	SO-8
AD633AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" Tape and Reel	SO-8
AD633JN	0°C to +70°C	Plastic DIP	N-8
AD633JR	0°C to +70°C	Plastic SOIC	SO-8
AD633JR-REEL	0°C to +70°C	13" Tape and Reel	SO-8
AD633JR-REEL7	0°C to +70°C	7" Tape and Reel	SO-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The AD633 is a low cost multiplier comprising a translinear core, a buried Zener reference, and a unity gain connected output amplifier with an accessible summing node. Figure 1 shows the functional block diagram. The differential X and Y inputs are converted to differential currents by voltage-to-current converters. The product of these currents is generated by the multiplying core. A buried Zener reference provides an overall scale factor of 10 V. The sum of $(X \times Y)/10 + Z$ is then applied to the output amplifier. The amplifier summing node Z allows the user to add two or more multiplier outputs, convert the output voltage to a current, and configure various analog computational functions.

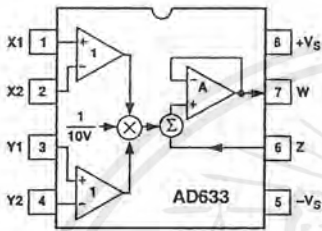


Figure 1. Functional Block Diagram (AD633JN Pinout Shown)

Inspection of the block diagram shows the overall transfer function to be:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z \quad (\text{Equation 1})$$

Multiplier errors consist primarily of input and output offsets, scale factor error, and nonlinearity in the multiplying core. The input and output offsets can be eliminated by using the optional trim of Figure 2. This scheme reduces the net error to scale factor errors (gain error) and an irreducible nonlinearity component in the multiplying core. The X and Y nonlinearities are typically 0.4% and 0.1% of full scale, respectively. Scale factor error is typically 0.25% of full scale. The high impedance Z input should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise, the differential X and Y inputs should be referenced to their respective grounds to realize the full accuracy of the AD633.

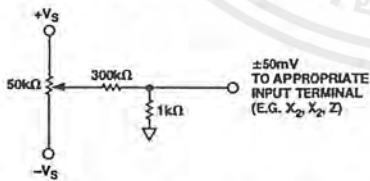


Figure 2. Optional Offset Trim Configuration

The AD633 is well suited for such applications as modulation and demodulation, automatic gain control, power measurement,

voltage controlled amplifiers, and frequency doublers. Note that these applications show the pin connections for the AD633JN pinout (8-lead DIP), which differs from the AD633JR pinout (8-lead SOIC).

Figure 3 shows the basic connections for multiplication. The X and Y inputs will normally have their negative nodes grounded, but they are fully differential, and in many applications the grounded inputs may be reversed (to facilitate interfacing with signals of a particular polarity, while achieving some desired output polarity) or both may be driven.

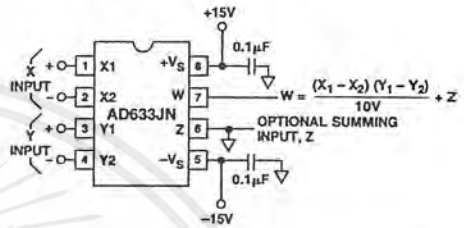


Figure 3. Basic Multiplier Connections

As Figure 4 shows, squaring of an input signal, E, is achieved simply by connecting the X and Y inputs in parallel to produce an output of $E^2/10 V$. The input may have either polarity, but the output will be positive. However, the output polarity may be reversed by interchanging the X or Y inputs. The Z input may be used to add a further signal to the output.

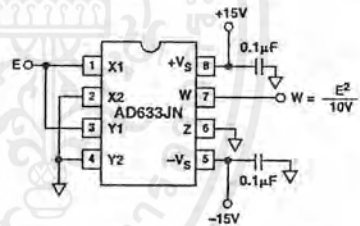


Figure 4. Connections for Squaring

When the input is a sine wave $E \sin \omega t$, this squarer behaves as a frequency doubler, since

$$\frac{(E \sin \omega t)^2}{10 V} = \frac{E^2}{20 V} (1 - \cos 2 \omega t) \quad (\text{Equation 2})$$

Equation 2 shows a dc term at the output which will vary strongly with the amplitude of the input, E. This can be avoided using the connections shown in Figure 5, where an RC network is used to generate two signals whose product has no dc term. It uses the identity:

$$\cos \theta \sin \theta = \frac{1}{2} (\sin 2 \theta) \quad (\text{Equation 3})$$

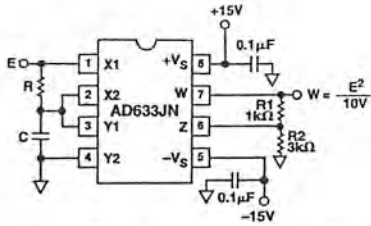


Figure 5. "Bounceless" Frequency Doubler

At $\omega_o = 1/CR$, the X input leads the input signal by 45° (and is attenuated by $\sqrt{2}$), and the Y input lags the X input by 45° (and is also attenuated by $\sqrt{2}$). Since the X and Y inputs are 90° out of phase, the response of the circuit will be (satisfying Equation 3):

$$W = \frac{1}{(10V)\sqrt{2}} E (\sin \omega_o t + 45^\circ) \frac{E}{\sqrt{2}} (\sin \omega_o t - 45^\circ)$$

$$= \frac{E^2}{(40V)} (\sin 2 \omega_o t)$$

(Equation 4)

which has no dc component. Resistors R1 and R2 are included to restore the output amplitude to 10 V for an input amplitude of 10 V. The amplitude of the output is only a weak function of frequency: the output amplitude will be 0.5% too low at $\omega = 0.9 \omega_o$, and $\omega = 1.1 \omega_o$.

Inverse functions of multiplication, such as division and square rooting, can be implemented by placing a multiplier in the feedback loop of an op amp. Figure 6 shows how to implement a square rooter with the transfer function

$$W = \sqrt{-(10V)E}$$

(Equation 5)

for the condition $E < 0$.

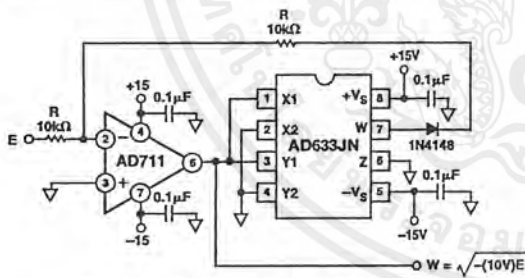


Figure 6. Connections for Square Rooting

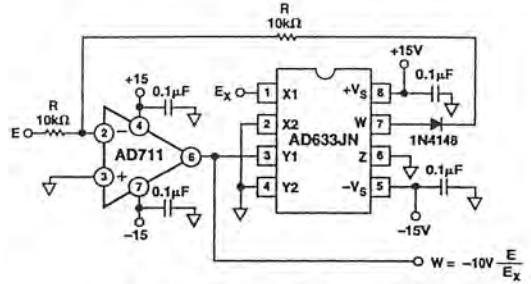


Figure 7. Connections for Division

Likewise, Figure 7 shows how to implement a divider using a multiplier in a feedback loop. The transfer function for the divider is

$$W = -(10V) \frac{E}{E_x}$$

(Equation 6)

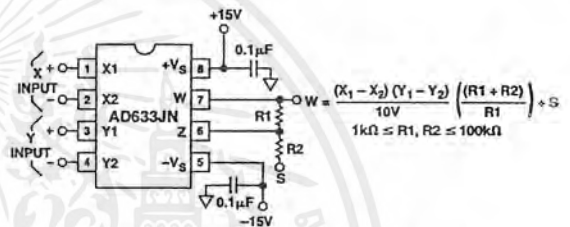


Figure 8. Connections for Variable Scale Factor

In some instances, it may be desirable to use a scaling voltage other than 10 V. The connections shown in Figure 8 increase the gain of the system by the ratio $(R1 + R2)/R1$. This ratio is limited to 100 in practical applications. The summing input, S, may be used to add an additional signal to the output or it may be grounded.

The AD633's voltage output can be converted to a current output by the addition of a resistor R between the AD633's W and Z pins as shown in Figure 9 below. This arrangement forms

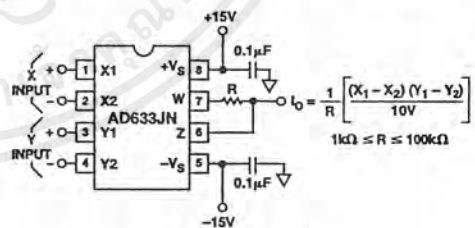


Figure 9. Current Output Connections

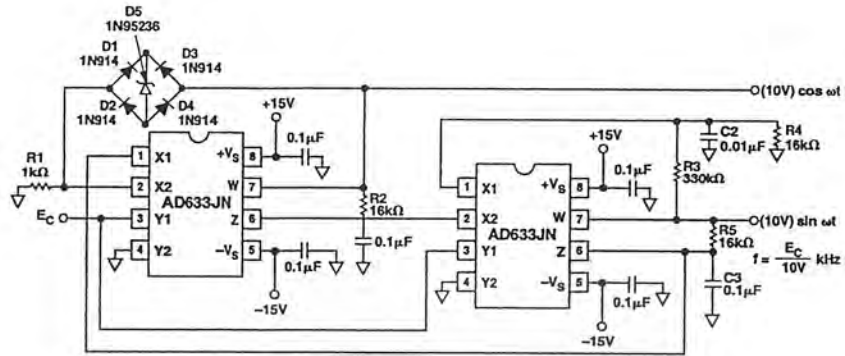


Figure 13. Voltage Controlled Quadrature Oscillator

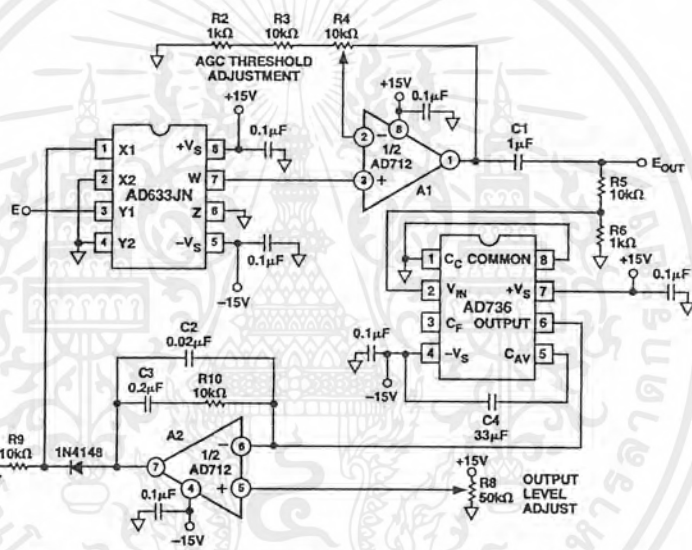
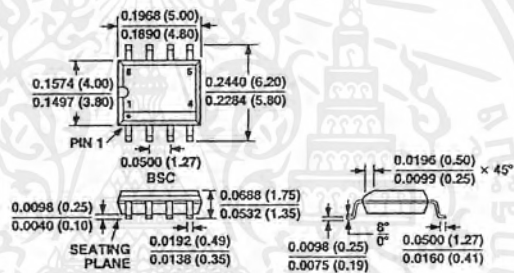
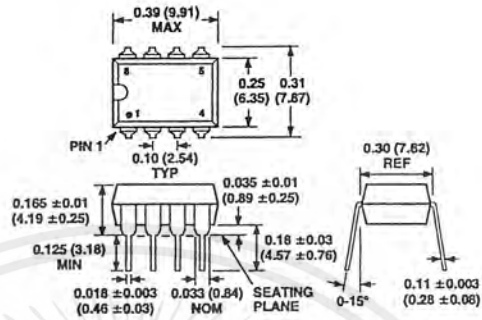


Figure 14. Connections for Use in Automatic Gain Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dimensions shown in inches and (mm).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่มือการใช้งาน

เครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน

1. ลักษณะของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน



รูปที่ 1 ลักษณะของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน

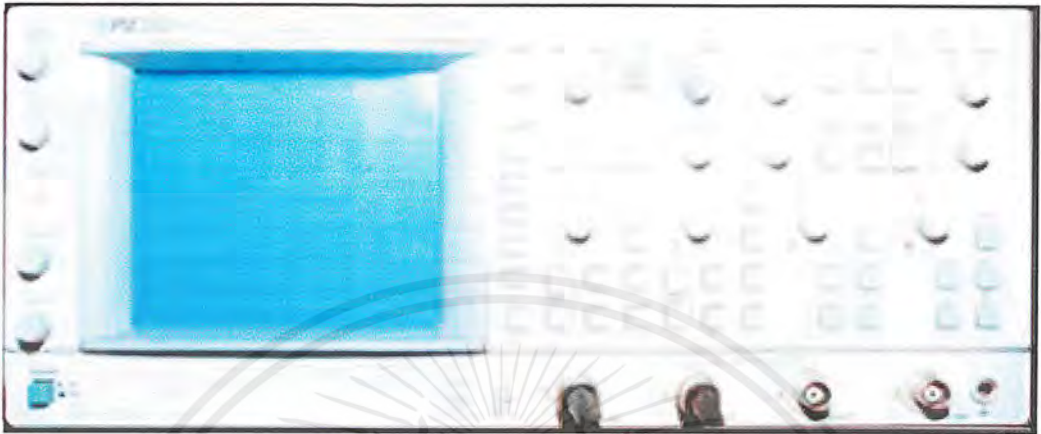
1.1 ส่วนประกอบของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน

ส่วนประกอบของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน มีดังนี้

1. วงจรตรวจสอบและขยายสัญญาณ
2. วงจรคำนวณค่าเซคิมพีแดนซ์
3. ขั้วต่อแบบ BNC
4. ขั้วต่อสายโทรแบบ 5 แกน
5. สวิตช์ปิด-เปิด
6. โพรบแบบคิฟเฟอเรนเชียลพร้อมสายนำสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ลักษณะของออสซิลโลสโคปยี่ห้อ PHILIPS รุ่น PM 3382



รูปที่ 2 ลักษณะของออสซิลโลสโคปยี่ห้อ PHILIPS รุ่น PM 3382

3. วิธีการใช้งานของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของออสซิลโลสโคปโดยวิธีกระแสไหลวน โดยร่วมกับออสซิลโลสโคป

1. ต่ออินพุตของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของออสซิลโลสโคปโดยวิธีกระแสไหลวนกับแรงดันไฟฟ้า 220 VAC
2. ต่อขั้วต่อแบบ BNC กับสายสัญญาณ RG 59 ร่วมกับขั้วต่อของออสซิลโลสโคป โดยให้ CH1 วัดสัญญาณที่ขั้ว REAL และ ให้ CH2 วัดสัญญาณที่ขั้ว IMAGINE
3. นำโพรบมาต่อเข้ากับขั้วต่อแบบ 5 แกน
4. วัดรอยบกพร่อง โดยการลากโพรบบนชิ้นงาน โดยต้องตั้งฉากกับรอยบกพร่อง
5. การแสดงผลจะแสดงผลบนจอออสซิลโลสโคป

3.1 การปรับหน้าจอของออสซิลโลสโคป

เนื่องจากการแสดงผลจะต้องแสดงผลเป็นแบบ X-Y PLOT ดังนั้นจึงต้องมีการปรับหน้าจอของออสซิลโลสโคปให้เหมาะกับการแสดงผล ดังนี้

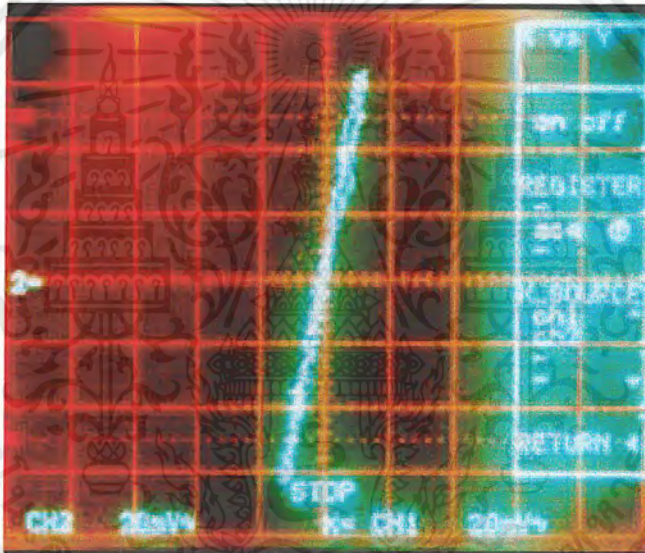
1. เลือกฟังก์ชัน DISPLAY
2. เลือกไปที่โหมดการแสดงผลแบบ X-Y PLOT
3. ปรับค่า V/DIV ไปที่ 20 mv ทั้ง CH1 และ CH2
4. ปรับค่า TIM/DIV ประมาณ 200 ms
5. ปรับ INTENT ของหน้าจอให้มีความสว่างต่ำ เพื่อเป็นการถนอมหน้าจอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การใช้งานโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียลตรวจสอบรอยบกพร่อง

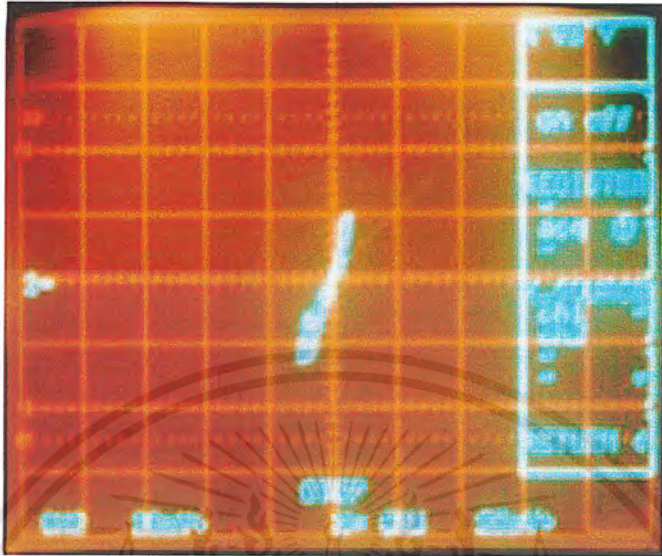
1. การวางโพรบมีความสำคัญในการตรวจสอบ โดยวางโพรบให้ตั้งฉากกับรอยบกพร่อง
2. ความไวในการลากโพรบมีผลน้อยต่อความไวของโพรบ ดังนั้นจึงไม่ค่อยมีความสำคัญมากนัก
3. การสัมผัสที่อ่อนมีผลต่อสัญญาณที่เกิดขึ้น ดังนั้นจึงต้องแนบโพรบกับชิ้นงานให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้

4. การวิเคราะห์สัญญาณที่ได้จากโพรบแบบดิฟเฟอเรนเชียล

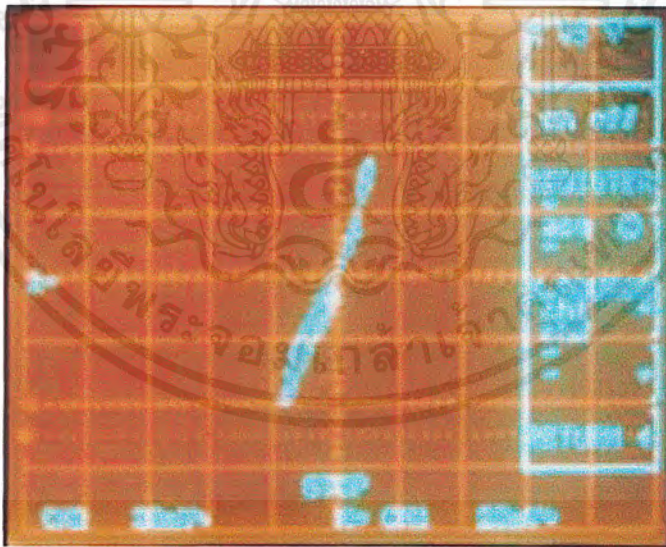


รูปที่ 4.1 ลักษณะของสัญญาณอิมพีแดนซ์ในช่วง LIFT OFF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



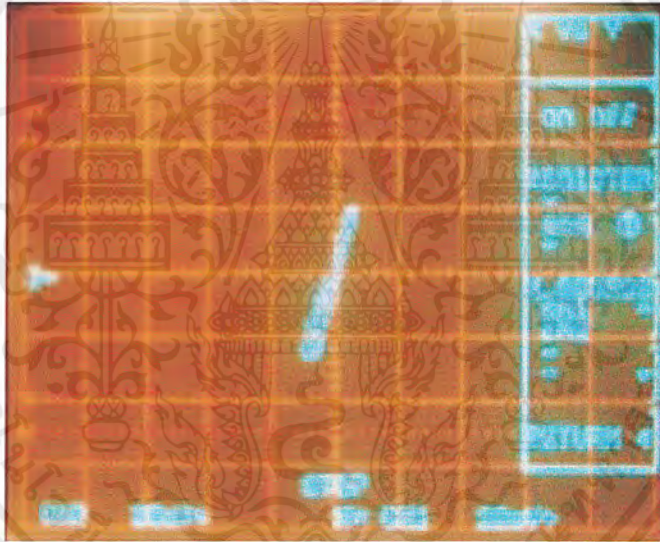
รูปที่ 4.2 ลักษณะของสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่รอยบกพร่องลึก 2 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.3 ลักษณะของสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่รอยบกพร่องลึก 5 มิลลิเมตร

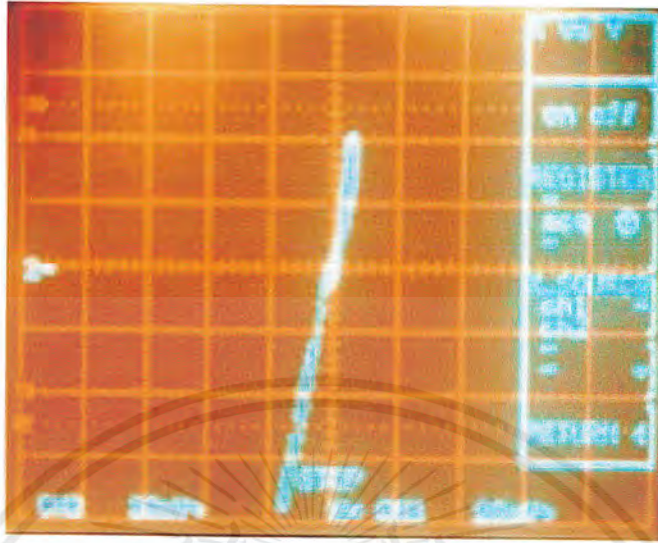
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงสัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่อง ความลึก 2 มิลลิเมตรและ 9 มิลลิเมตร เห็นได้ว่าสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไปทั้งขนาดของ สัญญาณและมุมเฟสของสัญญาณ กล่าวคือ เมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความลึกน้อย สัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้ก็จะมีขนาดเล็กตามไปด้วย และเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีขนาด ใหญ่สัญญาณอิมพีแดนซ์ก็จะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย และมีความเอียงของสัญญาณจะมีลักษณะที่ ต่างกันออกไป ดังนั้นมุมเฟสของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย คือ เมื่อรอยบกพร่องมี ความลึกน้อยมุมเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปจากแกนอ้างอิง ในที่นี้ให้แกนอ้างอิงอยู่ที่แกนจริงแล้ววัดค่า มุมแบบทวนเข็มนาฬิกามุมเฟสที่ได้จากรอยบกพร่องที่มีความลึกน้อยจะมุมเฟสที่เปลี่ยนแปลงไป มากกว่ารอยบกพร่องที่มีความลึกมาก



รูปที่ 4.4 ลักษณะของสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่รอยบกพร่องกว้าง 2 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ลักษณะของสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่รอยบกพร่องกว้าง 5 มิลลิเมตร

จากรูปที่ 4.4 และ 4.5 แสดงสัญญาณอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานทดสอบแบบรอยบกพร่อง ความกว้างตั้งแต่ 2 มิลลิเมตร และ 5 มิลลิเมตร เห็นได้ว่าสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไปเฉพาะขนาดของสัญญาณ กล่าวคือ เมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีความกว้างน้อยสัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้ก็จะมีขนาดเล็กตามไปด้วย และหากเมื่อลากโพรบผ่านรอยบกพร่องที่มีขนาดใหญ่สัญญาณอิมพีแดนซ์ที่ได้ก็จะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย ส่วนมุมเฟสของสัญญาณจะคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง คือเมื่อรอยบกพร่องมีความกว้างน้อยหรือกว้างมาก มุมเฟสก็จะ คงที่

5. ข้อควรระวังในการใช้เครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอคูมิเนียมโดยวิธีการกระแสไหลวน

1. ไม่ควรกดโพรบกับชิ้นงานให้มากเกินไปเพราะจะทำให้ขดลวดของโพรบเกิดการเสียหายได้
2. ไม่ควรดึงโพรบออกจากตัวเครื่องขณะเปิดสวิตช์อยู่
3. ไม่ควรปรับความเข้มของหน้าจอออสซิลโลสโคปมากเกินไปเพราะจะทำให้จอออสซิลโลสโคปไหม้ได้
4. ระวังอย่าสลับสายขั้วต่อแบบ BNC กับ CH ของออสซิลโลสโคปสลับกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ปัญหาที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับการใช้เครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีการกระแสไหลวน

1. เครื่องตรวจสอบไม่สามารถตรวจสอบรอยบกพร่องที่อยู่ภายในชิ้นงานที่หนามากๆ ได้
2. สัญญาณที่ได้จากการลากโพรบผ่านรอยบกพร่องมักจะไม่นิ่งที่ขึ้นอยู่กับการวางโพรบ
3. สัญญาณที่สังเกตได้จากออสซิลโลสโคปบางครั้งเล็กเกินไปไม่สามารถทำการวิเคราะห์สัญญาณได้
4. สัญญาณที่สังเกตได้จากออสซิลโลสโคปอาจจะเร็วเกินไปทำให้สังเกตไม่ทัน

7. การแก้ไขปัญหาเบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอลูมิเนียมโดยวิธีการกระแสไหลวน

1. ไม่ควรนำเครื่องตรวจสอบไปตรวจสอบชิ้นงานที่หนามากๆ
2. ในการตรวจสอบหารอยบกพร่องแต่ละครั้งไม่ควรยกโพรบออกจากชิ้นงานจนกว่าจะตรวจหารอยบกพร่องเจอ
3. เมื่อสัญญาณที่ได้จากการตรวจสอบมีขนาดเล็กเกินไปจะต้องทำการลดค่า V/DIV ของออสซิลโลสโคปทั้ง 2 ช่องเพื่อให้สามารถทำการสังเกตการเปลี่ยนแปลงได้
4. เมื่อสัญญาณที่ได้จากการสังเกตจากออสซิลโลสโคปเร็วมากจนสังเกตไม่ทันให้ทำการลากโพรบผ่านจุดๆนั้นซ้ำๆอีกครั้งโดยลดความเร็วในการลากโพรบลงหรือทำการปรับค่า TIM/DIV ของออสซิลโลสโคปให้มากขึ้น
5. ในการตรวจสอบหารอยบกพร่องของชิ้นงาน 1 ชิ้น ควรกระทำการตรวจสอบหลายๆครั้ง เพื่อเพิ่มความแน่นอนในการหาจุดบกพร่องของชิ้นงาน

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปฏิญยานิพนธ์	นายคำพล โท้ทอง
วัน เดือน ปีเกิด	4 กรกฎาคม 2521
สถานที่เกิด	จังหวัดพิษณุโลก
ภูมิลำเนาเดิม	40 หมู่ 6 ตำบลวัดโบสถ์ อำเภอวัดโบสถ์ จังหวัดพิษณุโลก 65160
ที่อยู่ปัจจุบัน	397 หมู่ 1 ซอยจินดาภิเษก แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
โทรศัพท์	02-7391497
ประวัติการศึกษา	
ระดับประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านเนินมะคืด
ระดับมัธยมศึกษา	โรงเรียนพุทธชินราชพิทยา
ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ	วิทยาลัยเทคนิคพิษณุโลก
ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง	วิทยาลัยเทคนิคท่าหลวงซิเมนต์ไทยอนุสรณ์
ระดับปริญญาตรี	สาขาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
ทุนการศึกษา	ทุนยกเว้นค่าหน่วยกิต, ทุนงบประมาณ
คติพจน์	ตรงต่อเวลาพิสูจน์ค่าความรับผิดชอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง

ชื่อผู้ทำปฏิญานิพนธ์	นายเชิดพงษ์ จอมเดช
วัน เดือน ปีเกิด	11 กรกฎาคม 2521
สถานที่เกิด	จังหวัดเชียงใหม่
ภูมิลำเนาเดิม	172 หมู่ 7 ตำบลแม่แฝก อำเภอสันทราย จังหวัดเชียงใหม่ 50290
ที่อยู่ปัจจุบัน	82/134 หมู่ 3 แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ ๙ 10520
โทรศัพท์	02-7392278
ประวัติการศึกษา	
ระดับประถมศึกษา	โรงเรียนปิ่นสร้อยแยลส์วิทยาลัย
ระดับมัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนปิ่นสร้อยแยลส์วิทยาลัย
ระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย(ม.4)	โรงเรียนปิ่นสร้อยแยลส์วิทยาลัย
ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตภาคพายัพ
ระดับปริญญาตรี	สาขาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
ทุนการศึกษา	ทุนยกเว้นค่าหน่วยกิต
คติพจน์	LUX ET VERITUS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปฏิญานិพนธ์	นายวิสิทธิ์ สมหวังศิริ
วัน เดือน ปีเกิด	8 มิถุนายน 2521
สถานที่เกิด	จังหวัดพะเยา
ภูมิลำเนาเดิม	257/1 หมู่ 11 ตำบลบ้านต๋อม อำเภอเมือง จังหวัดพะเยา 56000
ที่อยู่ปัจจุบัน	82/134 หมู่ 3 แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ ๑ 10520
โทรศัพท์	02-7392278

ประวัติการศึกษา

ระดับประถมศึกษา	โรงเรียนบุญยสิทธิ์
ระดับมัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนพะเยาพิทย
ระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย(ม.4)	โรงเรียนพะเยาพิทย
ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตภาคพายัพ
ระดับปริญญาตรี	สาขาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ผลงานที่ได้รับรางวัล

-

ทุนการศึกษา

ทุนยกเว้นค่าหน่วยกิต

คติพจน์

การพยายามสุดความสามารถสำคัญกว่าการเป็นคน
เก่งที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- ปริทรรศน์ พันธบุรุษย์ และคณะ (ผู้เรียบเรียง) , การทดสอบแบบไม่ทำลาย, กรุงเทพมหานคร: ดวงกลมสมัย,2538
- Cecco, V.S., Design and specification of a high saturation absolute eddy current probe with internal reference, Mater Eval 37 (1979) pp 51-58
- Cecco, V.S., Eddy current inspection of Inconel 600 tube with circumferential cracks, paper summaries of the ASNT Fall Conference 1976 pp 107-131
- Cecco, V.s., Van Drunen , G. and Sharp, F.L., Eddy current testing manual, Vol1, Atomic Energy of Canada AECL-7523(1981)
- Davis, T.J., Multifrequency eddy current system for inspection for steam generator tubing, Battelle Pacific Northwest Laboratories., Electric Power Research Institute Report EPRINP-1621 (November 1980)
- Dodd, C.V., Deeds, W.E. and McClung, R.W., Eddy current inspection for steam generator tubing program Annual Progress Report for Period Ending December31,1979, Oak Ridge National Laboratory Report NUREG/CR-1563, ORNL/NUREG/TM-398 (July1980)
- R.Albance and G.Rubinacci, Formulation of eddy current problem, Proc. Inst. Elec. Eng., pt. A, Vol 137, pp 16-20,1990
- R.Albance and G.Rubinacci, Integral formulation for 3D eddy current computation using edge element, Proc. Inst. Elec. Eng., pt. A, Vol 135, pp 457-461,1988
- Van Drunen, G.and Cecco, V.S., Eddy current Inspection of 17-years-old nuclear steam generator, Nuclear Technology 55 (1981) pp 362-370