

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

ชื่อปริญญาโท เครื่องตรวจหารอยบกร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน
THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR
USING EDDY CURRENT

ชื่อนักศึกษา 1. นายคมเพชร หิรัญพานิช
2. นายศักดิ์ดา อ่างวัฒนกิจ
3. นายสุรรัช วงศ์เวทย์เสถียร



คณะกรรมการสอบปริญญาโท	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์กิตติพงศ์ มะโน	
2. อาจารย์วรวิทย์ สมหา	
3. อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี	
4. อาจารย์สุระชัย พิมพ์สวัสดิ์	
5. อาจารย์อมรชัย ชัยชนะ	

วัน เดือน ปีที่สอบ วันที่ 29 พฤศจิกายน 2541 เวลา 19.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค. 310 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.



ภาควิชารับรองแล้ว

(ศ.ดร.ธีระพล เทพหัสดิน ณ อยุธยา)
หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์อุตสาหกรรม
วันที่... 1...เดือน... พ.ศ....

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 32860
วัน, เดือน, ปี 14 ส.ย. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เครื่องตรวจหารอยบกร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน

THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING EDDY CURRENT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2541
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องตรวจหารอยบกร่องของอะลูมิเนียม โดยใช้วิธีกระแสไหลวน
THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING
EDDY CURRENT

ผู้จัดทำ

1. นายคมเพชร หิริญพานิช
2. นายศักดิ์ดา อ่างวัฒนกิจ
3. นายสุรรัช วงศ์เวทย์เสถียร

อาจารย์ที่ปรึกษา

ลงนาม
(อาจารย์วรวิทย์ สมหา)

ลงนาม
(อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี)

หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

ลงนาม
(ผศ.ดร.ธีระพล เทพหัสติน ฦ อยุธยา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีการกระแสไหลวน
THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING
EDDY CURRENT

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาวิธีการทดสอบแบบไม่ทำลาย
2. เพื่อศึกษาการใช้ภาษาซีในการเขียนโปรแกรมควบคุมระบบให้ลิกซ์ยิ่งขึ้น
3. เพื่อศึกษาการใช้การตรวจสอบด้วยวิธีการกระแสไหลวนในการทดสอบอะลูมิเนียม
4. เพื่อพัฒนาชุดต้นแบบเครื่องตรวจรอยบกพร่องของอะลูมิเนียม
5. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาเครื่องต้นแบบให้มีประสิทธิภาพที่สมบูรณ์ต่อไป

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เพื่อเข้าใจวิธีการตรวจสอบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยวิธีการกระแสไหลวน
2. เพื่อสามารถออกแบบเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียม โดยอาศัยวิธีการกระแสไหลวนได้
3. เพื่อสามารถสร้างเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียม โดยวิธีการกระแสไหลวนได้
4. เพื่อสามารถใช้โปรแกรมภาษาซีควบคุมระบบให้ลิกซ์ยิ่งขึ้นได้
5. เพื่อสามารถตรวจสอบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียมได้
6. เพื่อสามารถบอกความแตกต่างของความหนาของอะลูมิเนียมที่นำมาตรวจสอบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน

นายคมเพชร หิรัญพานิช

นายศักดิ์ดา อ่างวัฒนกิจ

นายสุรรัช วงศ์เวทย์เสถียร

อาจารย์ที่ปรึกษา

นายวรวิทย์ สมหา

นายสุรพงษ์ สิริพงษ์ดี

ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอการพัฒนาเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้หลักการกระแสไหลวน ซึ่งเป็นเทคนิคการตรวจสอบแบบไม่ทำลายแบบหนึ่งที่สำคัญการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนให้เกิดขึ้นในเนื้อหาของวัสดุที่ถูกตรวจสอบ ซึ่งกระแสไหลวนจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นโดยสนามแม่เหล็กจากขดลวดภายในโพรบตรวจสอบ จากการตรวจสอบพบว่าหากชิ้นงานที่ถูกนำมาตรวจสอบมีรอยบกพร่องเกิดขึ้น ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดภายในโพรบตรวจสอบจะเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะเป็นผลให้ขนาดและเฟสของสัญญาณ ที่โพรบตรวจสอบจะมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นด้วย ซึ่งวิธีการดังกล่าวไว้ในข้างต้นนี้ได้อ้างอิงมาจาก NASA LANGLEY RESEARCH CENTER และ MATERIALS CHARACTERIZATION RESEARCH GROUP EDDY CURRENT PUBLICATIONS ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ใช้ทฤษฎีดังกล่าวเพื่อสร้างโพรบตรวจสอบและเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่อง โดยนำผลของสัญญาณที่ได้จากโพรบตรวจสอบมาทำการประมวลผล เพื่อทำการแสดงผลทางจอเครื่องคอมพิวเตอร์และเครื่องพิมพ์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

II

THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING EDDY CURRENT

MR.KOMPETH HIRANPANICH
MR.SAKDA ANGWATTANAKIT
MR.SURARUSH WONGWATSATHIAN

ADVISORS

MR.WORAWIT SOMHA
MR.SURAPONG SIRIPONGDEE

1998

ABSTRACT

This thesis presents the development of The Aluminium Object Crack Detector Using Eddy Current. This project is non-destructive testing. An eddy current will be induced on an aluminium object by the eletromagnetic field from a coil in the testing probe. When the detector found any crack on an aluminium object , the impedance of coil in the testing probe will be changed. Consequently , amplitude and phase of signal will be changed too. The method refers to the research paper in THE NASA LANGLEY RESEARCH CENTER AND MATERIALS CHARECTERIZATION RESEARCH GROUP EDDY CURRENT PUBLICATIONS This project apply this method to make the testing probe and the detector. The result of the process will be display on a computer monitor and a printer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี จากความร่วมมือของสมาชิกภายในกลุ่มทุกท่าน โดยให้ความร่วมมือกันอย่างเต็มที่ นอกจากนี้ยังได้รับความกรุณาจากท่านอาจารย์ วรวิทย์ สมหา และอาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี ในด้านแนวความคิดและให้คำปรึกษา และได้รับการสนับสนุนจากท่านอาจารย์และเจ้าหน้าที่ ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม ทั้งในด้านงบประมาณสนับสนุนการทำโครงการ ตลอดจนอำนวยความสะดวกในการเบิกใช้เครื่องมือและวัสดุอุปกรณ์ ที่สำคัญที่สุดคือ บิดา มารดา ผู้ที่ได้ให้การสนับสนุนด้านการศึกษาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IV

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญภาพ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญาโท	1
1.2 จุดความสามารถของโครงการ	2
1.3 เนื้อหาโดยสังเขป	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	4
2.2 พื้นฐานการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	4
2.3 การเหนี่ยวนำกระแสไหลวน	5
2.4 สมการ ไฟน์แมน อธิเมนต์ ของกระแสไหลวน	7
2.5 คุณสมบัติของการไหลของกระแสไหลวน	10
2.6 อิมพีแดนซ์ของโพรบ	12
2.7 การทดลองโพรบตรวจสอบด้วยวิธีกระแสไหลวน	15
2.8 เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	17
2.9 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว	18
2.10 การวิเคราะห์สัญญาณการตรวจสอบ	21
2.10.1 ผลกระทบของพารามิเตอร์ในการตรวจสอบ	21
2.10.2 ลักษณะของสัญญาณเมื่อมีรอยบกพร่อง	23
2.10.3 ลักษณะของสัญญาณการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุและความหนา	26

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 2.10.4 รอยบกพร่องสอบเทียบเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	29
3.1 ฮาร์ดแวร์	29
3.1.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	30
3.1.2 การออกแบบวงจรขับกระแส	33
3.1.3 การออกแบบโพรบตรวจสอบ	34
3.1.4 การออกแบบวงจรเฟลตดิเทคเตอร์	35
3.1.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแรงดัน	37
3.1.6 การออกแบบวงจร อาร์เอ็มเอส ทู ดีซี	39
3.1.7 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	40
3.1.8 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	43
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	44
4.1 การทดลองและทดสอบ โพรบแบบเซลลูลิ่ง	44
4.1.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	44
4.1.2 ลำดับขั้นการทดลอง	46
4.2 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์	51
4.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	51
4.2.2 ลำดับขั้นการทดลอง	52
4.3 การทดลองทั้งระบบ	56
บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไขและพัฒนา	60
5.1 บทสรุป	60
5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	61
5.2.1 ปัญหา	61
5.2.2 แนวทางแก้ไข	61
5.1 แนวทางในการพัฒนา	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
ภาคผนวก ก เครื่องต้นแบบ	63
ภาคผนวก ข แผนผังการทำงานและโปรแกรม	66
ภาคผนวก ค คุณสมบัติของอุปกรณ์	119
ประวัติผู้แต่ง	161
บรรณานุกรม	165



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VII

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 4.1 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีความหนาแตกต่างกัน	48
ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟสของการตรวจชิ้นงานที่มีความหนาแตกต่างกัน	49
ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีความลาดเอียง	49
ตารางที่ 4.4 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟสของการตรวจชิ้นงานที่มีความลาดเอียง	49
ตารางที่ 4.5 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีรอยบกพร่อง	50
ตารางที่ 4.6 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟสของการตรวจชิ้นงานที่มีรอยบกพร่อง	50
ตารางที่ 4.7 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีช่องว่างอากาศภายในชิ้นงาน	50
ตารางที่ 4.8 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟสของการตรวจชิ้นงานที่มีช่องว่างอากาศภายในชิ้นงาน	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VIII

สารบัญภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 เครื่องมือพื้นฐาน	5
รูปที่ 2.2 ระบบการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	6
รูปที่ 2.3 การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็ก	6
รูปที่ 2.4 Steam Generator Tube Geometry	10
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ทางเฟสของปริมาณต่างๆ ในการไหลของกระแสไหลวน	11
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของความต้านทานและรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำของโพรบ	12
รูปที่ 2.7 โมเดลของขดลวดโพรบที่สัมพันธ์กับชิ้นงานตรวจสอบ	13
รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของขดลวดโพรบกับชิ้นงานตรวจสอบ	14
รูปที่ 2.9 กราฟอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ	15
รูปที่ 2.10 องค์ประกอบและหน้าที่หลักของเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน	18
รูปที่ 2.11 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบธรรมดา	18
รูปที่ 2.12 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบพิเศษ	20
รูปที่ 2.13 ผลของทิศทางการตรวจจับของโพรบพื้นผิว	20
รูปที่ 2.14 ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่ออิมพีแดนซ์	22
รูปที่ 2.15 ลักษณะการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง	23
รูปที่ 2.16 ลักษณะการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง	24
รูปที่ 2.17 ลักษณะของสัญญาณจากการตรวจสอบรอยบกพร่องแบบต่างๆ	25
รูปที่ 2.18 สัญญาณจากรอยบกพร่องจริงและรอยบกพร่องสอบเทียบ	26
รูปที่ 2.19 ลักษณะของสัญญาณจากการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุและความหนาที่ความถี่ต่างกัน	27
รูปที่ 2.20 มาตรการสอบเทียบ	28
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องตรวจหารอยบกพร่องโดยใช้หลักการกระแสไหลวน	29
รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์	30
รูปที่ 3.3 แผนผังการทำงานและขาต่างๆ ของ XR -2206	31
รูปที่ 3.4 วงจรขับกระแส	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IX

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 3.5 โพรบแบบเซนทูลิ่ง	34
รูปที่ 3.6 โครงสร้างของโพรบแบบเซนทูลิ่ง	35
รูปที่ 3.7 วงจรเฟสดีเทคเตอร์ IC เบอร์ XR-2212	35
รูปที่ 3.8 วงจรเฟสดีเทคเตอร์ IC เบอร์ 4046	37
รูปที่ 3.9 รายละเอียดขาไอซีเบอร์ INA 110 Instrument Amplifier	38
รูปที่ 3.10 วงจรขยายสัญญาณ	38
รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้ในงาน	38
รูปที่ 3.12 วงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี	39
รูปที่ 3.13 การต่อสัญญาณจากการ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (ADC)	41
รูปที่ 3.14 การทำงานของการ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล	42
รูปที่ 3.15 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	43
รูปที่ 4.1 โพรบแบบเซนทูลิ่ง	45
รูปที่ 4.2 โพรบแบบเซนทูลิ่ง	45
รูปที่ 4.3 แผ่นอะลูมิเนียมที่เป็นชิ้นงานทดสอบ	46
รูปที่ 4.4 การตรวจความหนาของชิ้นงาน	46
รูปที่ 4.5 การตรวจความลาดเอียงของชิ้นงาน	47
รูปที่ 4.6 การตรวจรอยบกพร่องของชิ้นงาน	48
รูปที่ 4.7 การตรวจช่องว่างอากาศภายในชิ้นงาน	48
รูปที่ 4.8 การทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบ	52
รูปที่ 4.9 สัญญาณอินพุต (Ch 1) และเอาต์พุต (Ch 2) ที่ออกจากโพรบ	53
รูปที่ 4.10 สัญญาณอินพุต (Ch 1) และเอาต์พุต (Ch 2) ที่เกิดจากการต่างเฟส	53
รูปที่ 4.11 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลข 1	54
รูปที่ 4.12 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลข 2	54
รูปที่ 4.13 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลข 3	55
รูปที่ 4.14 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลข 4	55
รูปที่ 4.15 แผนผังการทดลองทั้งระบบ	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ผลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 4.16 ลักษณะหน้าจอหลังเรียกโปรแกรม	57
รูปที่ 4.17 การใช้งานฟังก์ชัน CRACK DETECTOR	58
รูปที่ 4.18 การใช้งานฟังก์ชัน IMPEDANCE	58
รูปที่ 4.19 การใช้งานฟังก์ชัน ABOUT	59
รูปที่ ก.1 โพรบแบบเซลลูลิ่ง	64
รูปที่ ก.2 เครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียม โดยใช้วิธีกระแสไหลวน	64
รูปที่ ก.3 การติดตั้งและการเดินสายภายในกล่อง	65
รูปที่ ข.1 ผังงาน โปรแกรมเมนูหลัก	67
รูปที่ ข.2 ผังงาน โปรแกรมตรวจสอบรอยบกพร่อง	68
รูปที่ ข.3 ผังงานแสดงกราฟอิมพีแดนซ์ของขดลวด	69
รูปที่ ข.4 ผังงาน โปรแกรมแสดงการตรวจสอบทั่วไป	70
รูปที่ ข.5 ผังงาน โปรแกรมอาจารย์ที่ปรึกษาและผู้จัดทำ	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันประเทศไทยได้มีความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยี และอุตสาหกรรมขึ้นเป็นอย่างมาก จึงมีผลให้สภาพแวดล้อมมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งในอุตสาหกรรมทั่วไปนั้น จำเป็นต้องมีการทดสอบผลิตภัณฑ์ต่าง ๆ เพื่อหาคุณภาพและมาตรฐานของผลิตภัณฑ์และขบวนการผลิต นอกจากนี้ยังใช้ในการตรวจสอบบำรุงวัสดุหรือเครื่องมือต่าง ๆ ได้ สำหรับการทดสอบดังกล่าวสามารถแบ่งได้ 2 ประเภทคือ การทดสอบแบบทำลาย และการทดสอบแบบไม่ทำลาย อย่างไรก็ตามจะกล่าวถึงเฉพาะ การทดสอบแบบไม่ทำลาย เพราะข้อดีของวิธีนี้คือ จะไม่ทำให้วัสดุที่ใช้ในการทดสอบเสียหาย ดังนั้นวิธีการทดสอบแบบไม่ทำลายจึงเหมาะที่จะใช้ในการตรวจสอบ และซ่อมบำรุงอีกด้วย การทดสอบแบบไม่ทำลายมักจะใช้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ของชิ้นงานทดสอบ เช่น แสง ความร้อน ไฟฟ้า หรือ อานาจแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตามโครงสร้างที่ผิดปกติ การทดสอบแบบไม่ทำลายนี้มีหลายวิธี เช่น การตรวจสอบด้วยสายตา, การตรวจสอบโดยใช้วิธีวัดเส้นแรงรั่วไหลของสนามแม่เหล็ก, การตรวจสอบโดยใช้กระแสไหลวน (Eddy Current) ซึ่งการทดสอบที่ยกตัวอย่างมาทั้ง 3 วิธี มีข้อดีข้อด้อยที่แตกต่างกัน การทดสอบด้วยสายตานั้น สะดวกไม่ต้องมีอุปกรณ์ประกอบแต่มีข้อด้อยอยู่ที่ความล่าช้า และไม่สามารถตรวจสอบรอยบกพร่องภายใต้ผิวได้ ส่วนการตรวจสอบโดยวิธีวัดเส้นแรงรั่วไหลของสนามแม่เหล็กนั้นเหมาะสำหรับการตรวจสอบโลหะชนิดที่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (Ferro-Magnetic) สูง ดังนั้นวิธีนี้จึงไม่เหมาะที่จะใช้กับโลหะที่ไม่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก (Non Ferro-Magnetic) ส่วนวิธีการทดสอบโดยใช้วิธีกระแสไหลวนนั้น เป็นวิธีที่สามารถใช้สำหรับการตรวจหารอยบกพร่องของโลหะชนิดที่ไม่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก เช่น อะลูมิเนียม , ทองแดง เป็นต้น ซึ่งโลหะเหล่านี้จะตรวจหารอยบกพร่องได้ยากกว่าโลหะชนิดที่มีสภาพความเป็นแม่เหล็ก ดังนั้นกลุ่มผู้ทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เล็งเห็นความสำคัญของประเด็นนี้จึงทำโครงการเรื่อง การตรวจหารอยบกพร่องด้วยวิธีกระแสไหลวน ซึ่งผลการวิจัยของบุคคลต่างๆ จะมีประโยชน์อย่างมากในการศึกษาในเรื่องสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และการป้องกันการเสียหายจากการใช้เทคนิคการตรวจสอบแบบไม่ทำลายโดยใช้กระแสไหลวน การทำงานของทรานส์ดิวเซอร์ตรวจหารอยบกพร่องแบบกระแสไหลวนเปลี่ยนแปลงนี้ ในการตรวจจับอาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ในตัวทรานส์ดิวเซอร์ ซึ่งอิมพีแดนซ์ของขดลวด สามารถคำนวณจากการกระจายของศักย์เวกเตอร์ได้ แนว

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางที่ดีซึ่งเกิดจากการทดลองโพรบตรวจสอบเป็นทรานส์ดิวเซอร์ รูปทรงของขดลวด เป็นการออกแบบเป็นพิเศษ เพื่อใช้เป็นทรานส์ดิวเซอร์ตรวจจับรอยบกพร่อง เป็นเครื่องมือวัดชิ้นงานที่อิสระ ซึ่งทรานส์ดิวเซอร์ตรวจจับ (Probe) จะประกอบด้วยขดลวดเพื่อเหนี่ยวนำชิ้นงานเป้าหมายให้เกิดกระแสไหลวนในพื้นที่ผิวชิ้นงาน ดังนั้นการทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่ขดลวด ทฤษฎี ทำให้เกิดแรงดันขึ้นผลรวมของแรงดันเหล่านี้เป็นผลรวมเวกเตอร์ เช่น เฟสของกระแสไหลวน โดยอาศัยอิมพีแดนซ์ซึ่งเกิดจากการหมุนเวียนของกระแสไหลวนในชิ้นงาน ดังนั้นจึงได้แนวความคิดในการพัฒนา เครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน ขึ้นมาได้ทำการกำหนดขีดความสามารถของโครงการไว้ดังต่อไปนี้

1.2 ขีดความสามารถของโครงการ

ในการตรวจหารอยบกพร่อง ของอะลูมิเนียม โดยใช้กระแสไหลวนได้ออกแบบ และใช้ส่วนของฮาร์ดแวร์ร่วมกับส่วนของซอฟต์แวร์ เพื่อจะนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์และอำนวยความสะดวกในการใช้งาน ซึ่งคุณสมบัติของเครื่องมีดังนี้

1. สามารถหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมได้
2. สามารถนำผลจากการตรวจพบรอยบกพร่องมาวิเคราะห์แล้วแสดงผลทางเครื่องคอมพิวเตอร์ได้
3. สามารถบอกความแตกต่างของความหนาของอะลูมิเนียมได้
4. สามารถนำผลจากความแตกต่างของความหนาอะลูมิเนียมมาวิเคราะห์ความแตกต่างและแสดงผลทางเครื่องคอมพิวเตอร์ได้
5. สามารถตรวจหาอะลูมิเนียมที่อยู่ภายในวัสดุที่ไม่เป็นโลหะได้
6. สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานวัดความหนาของอะลูมิเนียมที่ซับซ้อนขึ้นไปได้

1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

ในปฏิญานิพนธ์นี้ ได้มีการรวบรวมข้อมูลรายละเอียด ทั้งทฤษฎี, หลักการทำงาน, การออกแบบและการสร้างวงจรที่ใช้งานและการจัดทำคู่มือการใช้งาน ซึ่งมีเนื้อหาโดยสังเขปของแต่ละบทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำกล่าวความเป็นมาและความสำคัญของปฏิญานิพนธ์, ขีดความสามารถของโครงการและเนื้อหาโดยสังเขปของแต่ละบท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน, คุณสมบัติของการไหลของกระแสไหลวน, เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน, โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว, การวิเคราะห์สัญญาณตรวจสอบ

บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างในส่วนของฮาร์ดแวร์ดังนี้ วงจรกำเนิดความถี่, วงจรจับกระแส, โพรบตรวจสอบ, วงจรเฟสดีเทคเตอร์, วงจรขยายแรงดัน, วงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี และ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ส่วนของซอฟต์แวร์ดังนี้ โปรแกรมสำหรับแสดงผลบนจอภาพ โปรแกรมสำหรับแสดงผลทางเครื่องพิมพ์ และ โปรแกรมสำหรับบันทึกข้อมูลที่วัดได้

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไขและพัฒนา

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน (Eddy Current Testing)

การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน (ET) ซึ่งเป็นเทคนิคการตรวจสอบแบบไม่ทำลายที่อาศัยหลักการของการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนในเนื้อวัสดุที่ถูกตรวจสอบ และการเฝ้าสังเกตความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไหลวนกับลักษณะของเนื้อวัสดุกระแสไหลวนถูกเหนี่ยวนำ โดยการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กจากขดลวดภายในโพรบตรวจสอบ (Testing Probe) และในขณะเดียวกันจะถูกตรวจวัดด้วยการวัดอิมพีแดนซ์ ของขดลวดในโพรบตรวจสอบเนื่องจากการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนเกิดขึ้น โดยการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องสัมผัสระหว่างโพรบกับชิ้นงานโดยตรง แต่อย่างไรก็ตาม ชิ้นงานที่จะทำการตรวจสอบได้ต้องเป็นตัวนำไฟฟ้า

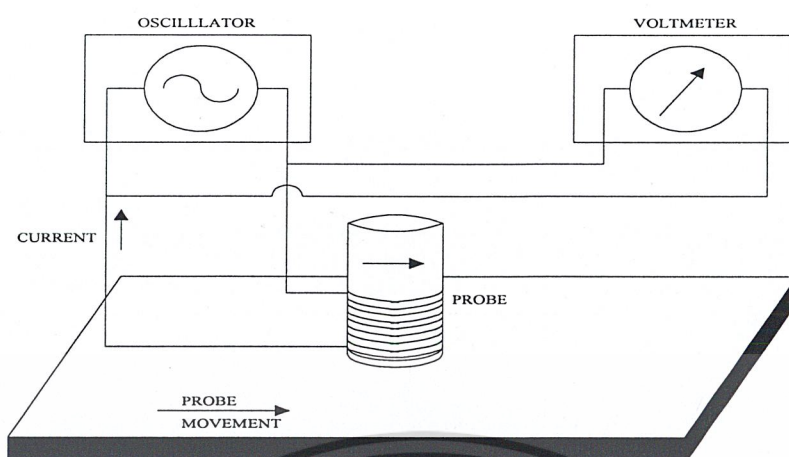
การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนเป็นเทคนิคที่ใช้ได้กว้างขวาง ซึ่งสามารถใช้ได้ดีกับวัสดุบาง สำหรับวัสดุหนา การตรวจสอบมักกระทำเพื่อตรวจสอบชั้นพื้นผิวเท่านั้น นอกเหนือจากการตรวจสอบเพื่อหารอยบกพร่องแล้ว การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนสามารถใช้ตรวจสอบคุณลักษณะทางกลและทางโลหะการ ซึ่งสัมพันธ์กับคุณสมบัติทางไฟฟ้า และแม่เหล็กได้โดยทางอ้อม นอกจากนี้ผลกระทบทางรูปทรง เช่น ความหนา ความโค้งช่องว่างระหว่างโพรบกับชิ้นงาน ก็จะมีผลต่อการไหลหรือเหนี่ยวนำของกระแสไหลวนและสามารถตรวจวัดได้

เนื่องจากมีตัวแปรสำคัญมากมายที่มีอิทธิพลต่อการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ซึ่งก็เป็นทั้งข้อดีและข้อเสียของเทคนิคนี้ เพราะพารามิเตอร์ที่ไม่สำคัญอาจจะรบกวน หรือบดบังข้อมูลที่สำคัญทำให้แปลผลการตรวจสอบผิดพลาดได้ ดังนั้นตัวแปรทุกตัวที่มีผลกระทบต่อกระแสไหลวนหรืออิมพีแดนซ์ของโพรบจะต้องนำมาพิจารณาเสมอ จึงทำให้การตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนค่อนข้างซับซ้อน และต้องการการฝึกฝนและความชำนาญมาก

2.2 พื้นฐานของการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน

2.2.1 เครื่องมือพื้นฐาน

เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ หรือ ออสซิลเลเตอร์ โพรบซึ่งมีขดลวดเชื่อมต่อกับออสซิลเลเตอร์ และมีโวลต์มิเตอร์เพื่อใช้ตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดดังแสดงในรูปที่ 2.1 นี้ ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



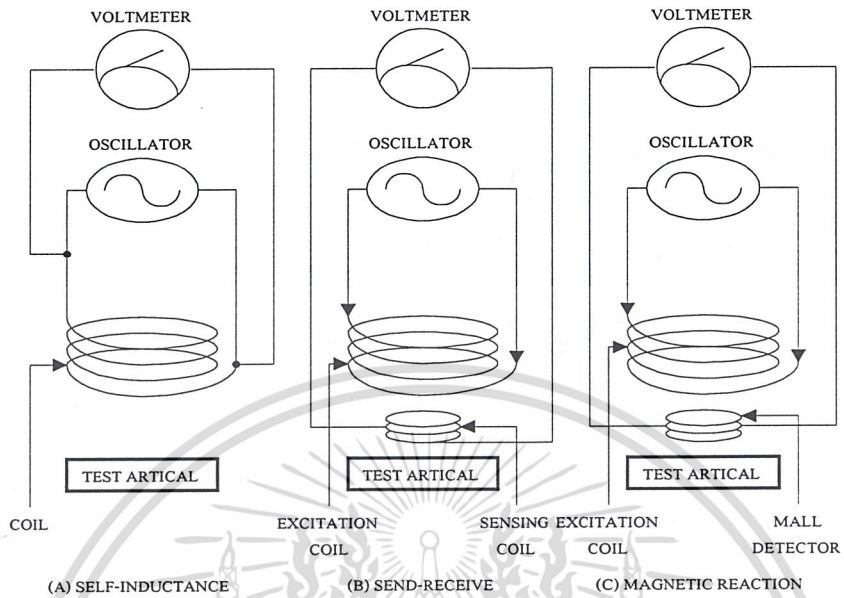
รูปที่ 2.1 เครื่องมือพื้นฐาน

ออสซิลเลเตอร์จะจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งมีความถี่ในช่วงจาก 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 2 กิโลเฮิร์ตซ์ และขดลวดของโพรบตรวจสอบเป็นเส้นลวดทองแดงเคลือบฉนวนพันในรูปแบบที่เหมาะสมซึ่งทั้งขนาดเส้นลวด, จำนวนรอบและเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดต่างก็เป็นตัวแปรที่ต้องพิจารณาเพื่อให้สามารถใช้ในภาวะตรวจสอบอย่างได้ผล ลักษณะการตรวจสอบทำให้โพรบอาจจะประกอบด้วยขดลวดเพียงขดเดียว หรือขดลวดกระตุ้นแยก กับขดลวดรับหรือมีขดลวดกระตุ้นกับตัวตรวจจับแบบ HALL ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่โวลต์มิเตอร์จะใช้วัดการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวด ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขคุณสมบัติทางไฟฟ้า และคุณสมบัติของวัสดุที่ถูกตรวจสอบ หรือการเปลี่ยนตำแหน่งสัมพัทธ์ระหว่างขดลวดกับวัสดุที่ถูกตรวจสอบ โดยที่การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าจะประกอบด้วย การเปลี่ยนแอมพลิจูด และ เฟส เทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด

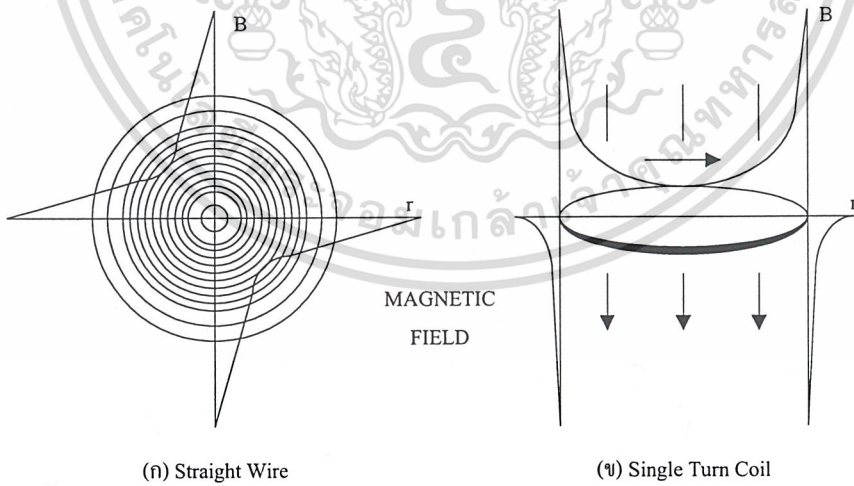
2.3 การเหนี่ยวนำกระแสไหลวน

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวนำก็จะเกิดสนามแม่เหล็ก รอบๆ ตัวนำ ซึ่งทิศทางของสนามแม่เหล็กหาได้จากกฎมือขวา ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B ภายในสนามแม่เหล็กจะขึ้นกับตำแหน่งและกระแสที่ไหลผ่านตัวนำมีหน่วยเป็นเทสลา หรือ เวเบอร์ต่อตารางเมตร ดังในรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.



รูปที่ 2.2 ระบบการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนแบบต่างๆ



รูปที่ 2.3 การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สมการ ไฟไนซ์ อิลิเมนต์ ของกระแสไหลวน

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปสมการเชิงอนุพันธ์ สำหรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = 0 \quad (2.4)$$

จาก $\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (2.5)$

$$D = \xi \bar{E} \quad (2.6)$$

$$J_e = \sigma \bar{E} \quad (2.7)$$

เมื่อ \bar{B} คือความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก

\bar{D} คือความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า

J_e คือความหนาแน่นของกระแส

เรานำสมการที่ (2.4) และ (2.7) แทนใน (2.2) จะได้

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{B} = \sigma \bar{E} \quad (2.8)$$

จากสมการ $\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (2.9)$

จะได้ $\nabla \cdot \mu_0 \bar{H} = 0 \quad (2.10)$

จากคุณสมบัติเคิลเลอร์ของเกรเดียนต์ = 0 จะได้ว่า

$$\nabla \cdot \nabla \times \bar{A} = 0 \quad (2.11)$$

เมื่อ \bar{A} เป็นปริมาณเวกเตอร์มีหน่วยเป็น A

จะได้ $\bar{B} = \nabla \times \bar{A}$ นั้น ไม่นิยามให้หายไปใช้ประโยชน์ในการคำนวณค่า

ซึ่ง $\bar{B} = \nabla \times \bar{A} = \mu \bar{H}$ ของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้ (2.13) ไปใช้

จากสมการที่ (2.2) $\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$ (2.14)

จะได้ $\Delta \nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} = \vec{J}$ (2.15)

เนื่องจาก $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$ (2.16)

$$\frac{1}{\mu} [\nabla^2 \vec{A} - \nabla(\nabla \cdot \vec{A})] = \frac{\sigma \partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \nabla \phi$$
 (2.17)

จากสมการที่ (2.1) เวกเตอร์โพเทนเชียล จาก Magnetic Vector Potential

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla \phi$$
 (2.18)

จากสมการ $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ (2.19)

จะได้ $\nabla^2 \phi = -\frac{\partial(\nabla \cdot \vec{A})}{\partial t}$ (2.20)

ถ้าจากสมการ $\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{B} = \sigma \vec{E}$ (2.21)

แทน $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ (2.22)

จะได้ $\frac{1}{\mu} \nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = -\frac{\sigma \partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \nabla \phi$ (2.23)

จากสมการ (2.20) และ (2.23) จะได้ความสัมพันธ์ คือ

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = -\frac{\sigma \partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{J}_s$$
 (2.24)

Vector Potential Phaser ในรูปของการ Derivative Time เขียนได้

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -J \omega \vec{A}$$
 (2.25)

แทนในสมการ (2.24) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times (\nabla \times \bar{A}) = -J\omega\sigma A + J_s \quad (2.26)$$

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \bar{A} = -J_s + J\omega\sigma \bar{A} \quad (2.27)$$

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{A}}{\partial r} + \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial Z^2} - \frac{\bar{A}}{r^2} \right) = -J_s + J\omega\sigma \bar{A} \quad (2.28)$$

สมการความสัมพันธ์ Impedance คือ

$$Z_{probe} = \frac{V}{I_s} = \frac{\text{voltage induced}}{\text{source current}} \quad (2.29)$$

ถ้าเป็น Complex Impedance คิด 1 รอบจะได้

$$Z = \frac{2\pi J\omega r A}{I_s} \quad (2.30)$$

ถ้าเราวิเคราะห์จาก Mash Finite Element จะได้ Z_i คือ

$$Z_i = \frac{2\pi J\omega}{I_s} \int_r \int_z \bar{A}_i(r, z) r dr dz \quad (2.31)$$

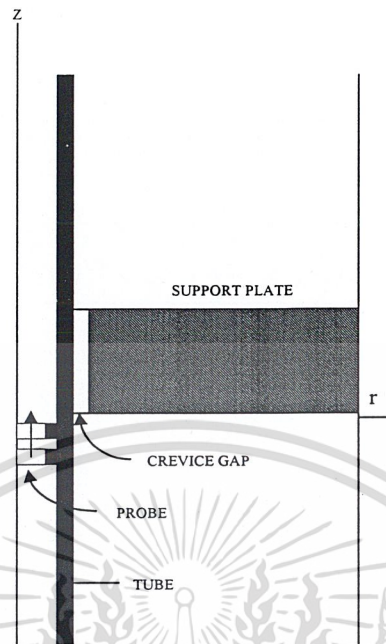
อิมพีแดนซ์ทั้งหมดของขดลวดคือ

$$Z_{probe} = \sum \text{element } i \text{ in coil} \quad \frac{2\pi J\omega}{I_s} \int_r \int_z \bar{A}_i(r, z) r dr dz \quad (2.32)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไปทั้งหมดของโพรบ โดยประมาณ

$$Z_{probe} = \frac{2\pi J\omega I_s}{I_s^2} \sum_{i=1}^{N_1} r_i A_i \Delta_i + \sum_{i=1}^{N_2} r_i A_i \Delta_i \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 Steam Generator Tube Geometry

2.5 คุณสมบัติของการไหลของกระแสไหลวน

กระแสไหลวนเป็นกระแสไฟฟ้าที่ถูกเหนี่ยวนำให้ไหลเป็นวงกลม ในระนาบตั้งฉากกับเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งตามปกติมักจะไหลขนานกับขดลวด และพื้นผิวภายในขอบเขตของสนามแม่เหล็กความถี่ที่ใช้ในการตรวจสอบทั้ง คุณสมบัติความนำไฟฟ้า และการซึมซาบของแม่เหล็กชิ้นงานจะเป็นตัวกำหนดความลึกของการเหนี่ยวนำกระแสในชิ้นงาน ทั้งนี้เนื่องจากว่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะลดลงตามความลึกจากผิวของชิ้นงาน ซึ่งปรากฏการณ์นี้เรียกว่า “Skin Effect”

การหาคำตอบของสมการสำหรับควบคุมการไหลของกระแสไหลวน สำหรับตัวนำที่มีความหนาแบบ Semi-Infinite ได้คำตอบอยู่ในรูปแบบ

$$J_x / J_o = e^{-\beta} \sin(\omega t - \beta) \quad (2.34)$$

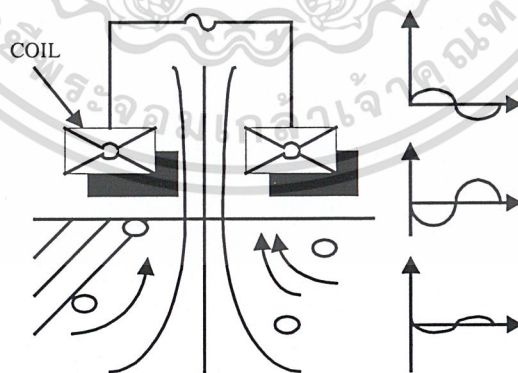
เมื่อ J_x / J_o คือ อัตราส่วนของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ความลึก X ต่อค่าของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน และมุมเฟส $\beta = X / \delta$ เรเดียน โดยที่ความลึกมาตรฐานในการแทรกซึม (Standard Depth Of Penetration) δ มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = 50 \sqrt{\frac{\rho}{f \mu r}} \quad \text{mm} \quad (2.35)$$

เมื่อ δ คือ ความนำไฟฟ้า (Conductivity) หน่วยโหมห์, μ คือ ความซึมซาบได้ของแม่เหล็ก (Magnetic Permeability) หน่วยเฮนรีต่อเมตร H/m, ρ คือ ความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity) หน่วยไมโครโอห์ม/เซนติเมตร $\mu\Omega/\text{cm}$, μr คือ ความซึมซาบได้ของแม่เหล็กสัมพัทธ์ซึ่งจะพบว่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะมีค่าสูงที่ผิวชิ้นงานและลดลงเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียลขึ้นกับค่าความลึก ที่ระยะความลึกมาตรฐานในการแทรกซึม δ โดยที่ค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งความลึกมากกว่า 3δ จะถือว่าไม่มีกระแสไหลวน ดังนั้นจึงใช้การปรับค่าความถี่ เพื่อกำหนดความลึกของการแทรกซึมที่ต้องการค่ากำหนดกันทั่วไป คือความลึกที่หวังผลในการแทรกซึม (Effective Depth Of Penetration) ซึ่งเป็นความลึกที่ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่าของค่าที่ผิว

นอกจากความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะลดลงตามระยะลึกแล้ว กระแสไหลวนยังมีเฟสช้าลงตามระยะลึกอีกด้วย ซึ่งเฟสจะช้าลงเป็นฟังก์ชันเส้นตรงตามระยะลึกดังแสดงด้วยความสัมพันธ์ทางเฟสของปริมาณต่างๆ ในรูปที่ 2.5 เฟสที่ช้าลงของกระแสไหลวน มีระดับความลึกเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ทำให้การทดสอบด้วยกระแสไหลวนสามารถที่จะตรวจสอบคุณสมบัติได้หลายอย่างทั้งนี้เนื่องจากว่า สัญญาณที่เกิดจากรอยบกพร่องจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งแอมพลิจูดและเฟส ซึ่งมุมเฟสที่ความลึก 1δ มีค่าประมาณ 57 องศา



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ทางเฟสของปริมาณต่างๆ ในการไหลของกระแสไหลวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

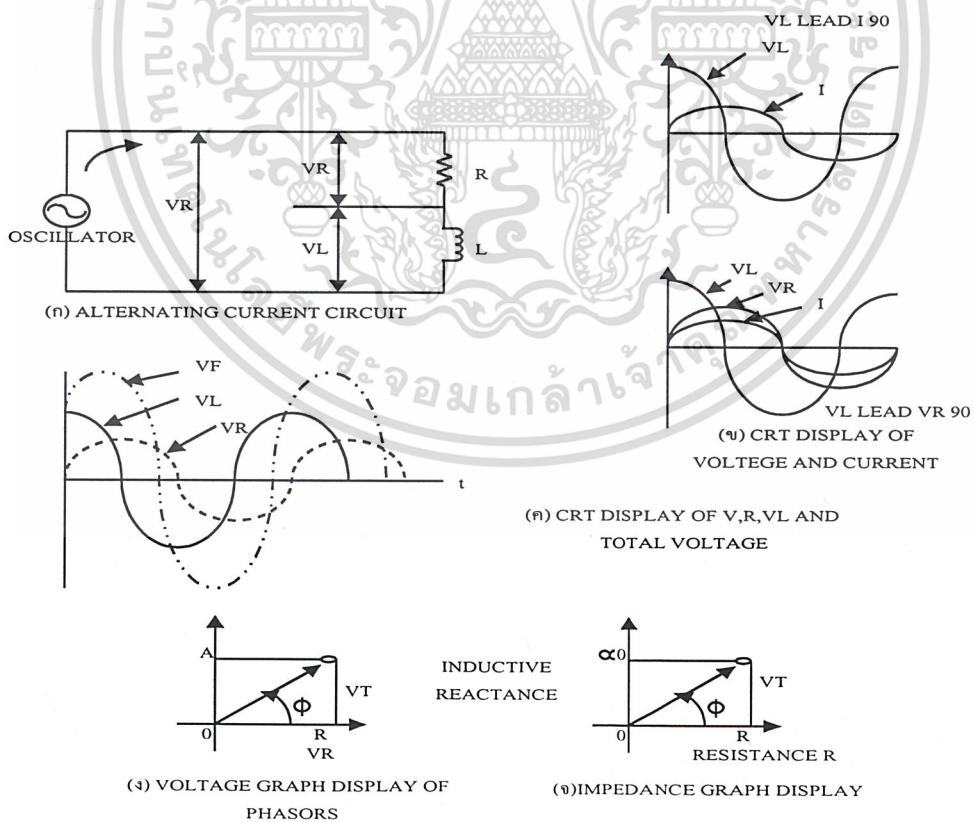
2.6 อิมพีแดนซ์ของโพรบ

ขดลวดของโพรบมีอิมพีแดนซ์เป็นปริมาณเชิงซ้อน $Z = R + jX_L$ เมื่อนำไปวิเคราะห์ในวงจรปฐมภูมิที่เป็นวงจรกระแสสลับ แรงดันไฟฟ้า V_R คร่อมความต้านทาน R จะมีเฟสตรงกับกระแสที่ไหล แต่แรงดันไฟฟ้า V_L ที่คร่อมอินดักเตอร์ L จะมีเฟสนำกระแสที่ไหลอยู่ 90 องศา โดยใช้กระแสเป็นหลักแรงดันไฟฟ้ารวม V_T จะมีเฟสนำกระแสไฟฟ้าน้อยกว่าอยู่ 90 องศา

$$V_T = V_R + jV_L = IR + jIX_L = I(R + j\omega L) \quad (2.36)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{V_L}{V_R} = \tan^{-1} \frac{X_L}{R} = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (2.37)$$

ซึ่งความสัมพันธ์เหล่านี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 โดยที่รูปที่ 2.6 (ง) คือ แผนรูปภาพเฟสเซอร์ของแรงดันไฟฟ้า และรูปที่ 2.6(จ) คือแผนภาพเฟสเซอร์ของอิมพีแดนซ์โพรบทั้งนี้ความยาวของเวกเตอร์ OP คือขนาดของอิมพีแดนซ์

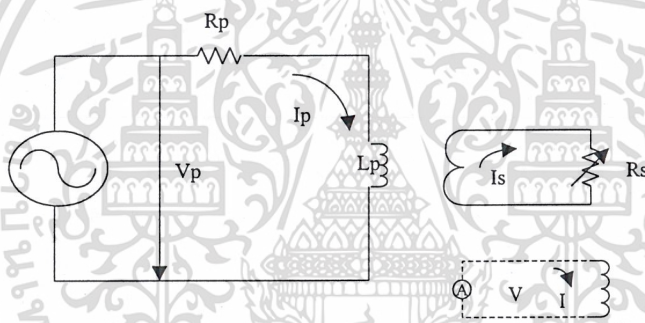


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของความต้านทานและรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำของโพรบ

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad \Omega \quad (2.38)$$

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน หรือรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำ ก็จะทำให้ตำแหน่งจุดปลายของเวกเตอร์ OP (จุดทำงาน Operating Point) เปลี่ยนไป

ขดลวดของโพรบตรวจสอบเมื่อนำมาใกล้ชิ้นงานสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง และจะเหนี่ยวนำกระแสไหลวนในชิ้นงาน ซึ่งเปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิที่มีเพียงหนึ่งรอบกระแสไหลวนจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก ซึ่งต้านกับสนามแม่เหล็กของขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งมีวิธีการที่ใช้ตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดปฐมภูมิและวิธีการรับส่งซึ่งใช้ขดลวดสองขด โดยที่การเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลวนที่ถูกเหนี่ยวนำจากขดลวดตัวส่งจะถูกเฝ้าตรวจจากแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดตัวรับขดที่สอง ดังแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โมเดลของขดลวดโพรบที่สัมพันธ์กับชิ้นงานตรวจสอบ

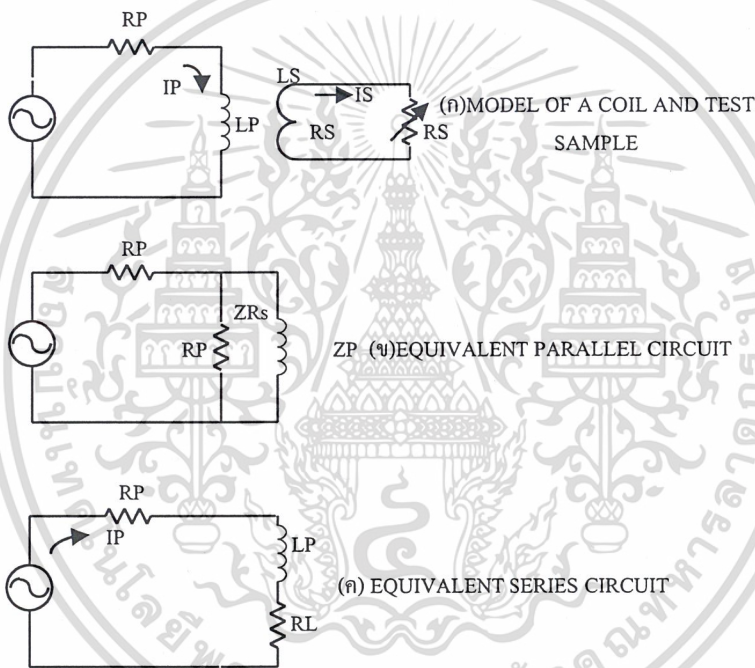
วงจรหม้อแปลงซึ่งมีขดลวดปฐมภูมิ (ขดลวดของโพรบ) และขดลวดทุติยภูมิ (ชิ้นงานตรวจสอบ) ดังรูปที่ 2.8 (ก) สามารถทำให้วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น โดยการศึกษาจากวงจรสมมูล ซึ่งโหนดของวงจรทุติยภูมิจะแสดงอยู่ในลักษณะของโหลดค่าความต้านทานขนานที่ต่อกับรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำของขดลวดโพรบดังรูปที่ 2.8 (ข) วงจรนี้เป็นโมเดลโดยประมาณของขดลวดโพรบเมื่ออยู่ใกล้ตัวนำไฟฟ้า โดยสมมุติว่าเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดจากขดลวดปฐมภูมิเชื่อมต่อกับชิ้นงานที่ตรวจสอบอย่างสมบูรณ์ และยังคงสมมุติอีกว่าไม่มีการตัดทอน “Skin Effect” หรือไม่มีเฟสแตกต่างกันตลอดความหนาของชิ้นงานซึ่งค่าโหลดความต้านทานทุติยภูมิ R_s ถูกถ่ายโอนไปยังวงจรปฐมภูมิโดยอัตราส่วนของจำนวนขดลวดกำลังสอง $(N_p/N_s)^2$ และ $N_s=1$ ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลแบบขนานมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_p = \frac{(Np^2 R_s)(iX_o)}{Np^2 R_s + iX_o} \tag{2.39}$$

เมื่อ $X_o = \omega L_o$ คือ รีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำในอากาศ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์นี้ยังสามารถแปลงสภาพต่อไปเป็น

$$Z_p = \frac{Np^2 R_s X_o^2}{(Np^2 R_s)^2 + X_o^2} + i \frac{(Np^2 R_s)^2 X_o}{(Np^2 R_s)^2 + X_o} \tag{2.40}$$



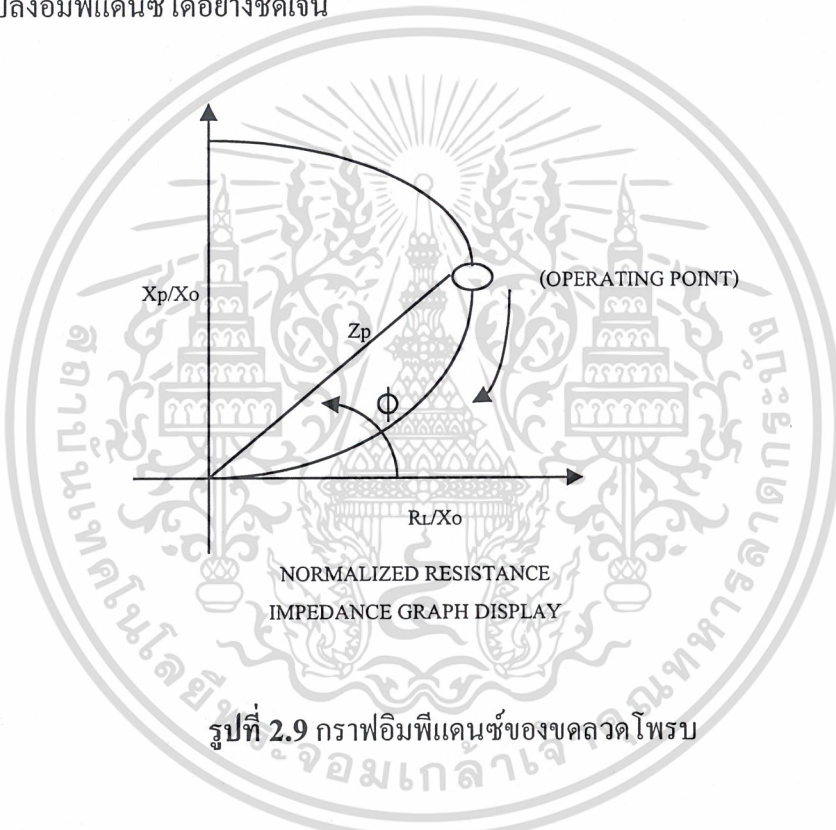
รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของขดลวดโพรบกับชิ้นงานตรวจสอบ

ซึ่งสามารถพิจารณาในลักษณะของวงจรอนุกรม โดยมีความต้านทาน R_L และรีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำ X_L นั่นเอง ดังนั้นวงจรอนุกรมในรูปที่ 2.8 (ค) จึงสมมูลกับวงจรขนานในรูปที่ 2.8 (ข) ซึ่งใช้แทนอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบได้สำหรับโพรบ และเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวนที่เงื่อนไขการตรวจสอบแต่ละชุดจะมีค่าที่ต่างกัน ดังนั้นเพื่อให้การตรวจสอบในเงื่อนไขต่างๆ สามารถเปรียบเทียบกันได้ ดังนั้นจึงต้องทำให้อิมพีแดนซ์เป็นบรรทัดฐานเทียบกับ X_o นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Z_p}{X_o} = \frac{\left(\frac{X_o}{Np^2 R_s}\right)}{1 + \left(\frac{X_o}{Np^2 R_s}\right)^2} + i \frac{1}{1 + \left(\frac{X_o}{Np^2 R_s}\right)^2} \quad (2.41)$$

จะพบว่า ทางเดินของนอร์แมลไลซ์อิมพีแดนซ์ (Normalized Impedance) มีลักษณะเป็นรูปครึ่งวงกลม โดยมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ $X_p/X_o =$ และ $R_L/X_o = 0$ และมีรัศมีเท่ากับ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 แผนภาพทางเดินของอิมพีแดนซ์จะแสดงให้เห็นถึง ค่าความสัมพันธ์ของคุณลักษณะของชิ้นงานต่อการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ได้อย่างชัดเจน



รูปที่ 2.9 กราฟอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ

2.7 การทดลองโพรบตรวจสอบด้วยวิธีการกระแสไหลวน

หลักการของกระแสไหลวน เป็นทรานส์ดิวเซอร์บนพื้นฐานการตรวจวัดจากการที่ทรานส์ดิวเซอร์โพรบเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ ภายหลังจากที่นำโพรบตรวจวัดผิวหน้าของโลหะ

โพรบประกอบด้วยขดลวดส่งที่รับความถี่สูงและกระแสที่สูง ขดลวดจะเหนี่ยวนำกระแสไหลวนในวัตถุหรือชิ้นงาน ขณะเดียวกันขดลวดทางด้านทุติยภูมิก็เกิดการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กขึ้นด้วย การเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กนี้ก็จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดของตัวเอง ผลรวมของแรงดันไฟฟ้านี้ คือ แรงดันไฟฟ้าจริง ก็คือผลรวมของเวกเตอร์ เช่น เฟสของกระแส

ไหลวนซึ่งขึ้นอยู่ก็อิมพีแดนซ์จากกระแสไหลวนที่กระจายผ่านวัตถุที่ตรวจสอบ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบของขดลวดที่ใช้ตรวจสอบก็เทียบกันได้กับระบบของหม้อแปลง อิมพีแดนซ์จากรอบของกระแสไหลวน ก็คืออิมพีแดนซ์ของขดลวด และการเหนี่ยวนำกันระหว่างขดลวดก็จะเหมือนกัน แต่การเหนี่ยวนำของกระแสไหลวนจะเหนี่ยวนำขึ้นงานบริเวณผิวหน้าซึ่งขึ้นอยู่กับช่องว่างระหว่าง โพรบและชิ้นงานตรวจสอบด้วย

สมการเทียบเคียงอิมพีแดนซ์ของ โพรบคือ

$$Z_{eq} = \left\{ R_o + r(x) \left[\frac{\omega^2 m^2(x)}{r^2(x) + \omega^2 l^2(x)} \right] \right\} + j\omega \left\{ L - l(x) \left[\frac{\omega^2 m^2(x)}{r^2(x) + \omega^2 l^2(x)} \right] \right\} \quad (2.42)$$

หรือ

$$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega L_{eq} \quad (2.43)$$

เมื่อ

- R_{eq} คือค่าความต้านทานเทียบเท่าที่สูญเสียในขดลวด
 L_{eq} คือค่าความเหนี่ยวนำจากขดลวด
 R_o คือค่าความต้านทานของขดลวด
 L คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด
 $r(x)$ คือค่าความต้านทานเทียบเคียงที่เกิดจากกระแสไหลวนซึ่งขึ้นอยู่กับ X
 $l(x)$ คือค่าความเหนี่ยวนำเทียบเคียงที่เกิดจากกระแสไหลวนซึ่งขึ้นอยู่กับ X
 $m(x)$ คือ Mutual Inductance ระหว่างขดลวดและวงรอบกระแสไหลวนซึ่งขึ้นอยู่กับ X
 ω คือ ความถี่ที่ใช้งาน
 X คือ ระยะห่างระหว่างโพรบกับชิ้นงาน
 ค่าแฟคเตอร์

$$k(x) = \frac{\omega^2 m^2(x)}{r^2(x) + \omega^2 l^2(x)} \quad (2.44)$$

ลักษณะทั่วไปของหม้อแปลงจากการเทียบเคียงอิมพีแดนซ์ของการเหนี่ยวนำด้วยกระแสไหลวน ซึ่งมันก็คือ อิมพีแดนซ์ของโพรบ

แฟคเตอร์ $k(x)$ คือกำลังสองของฟังก์ชัน Mutual Inductance $m(x)$ ของโพรบกับชิ้นงาน ในการวิเคราะห์สมการที่แน่นอนนั้นยาก ใช้เวลาและมีปัญหามาก เพราะฉะนั้นจึงทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

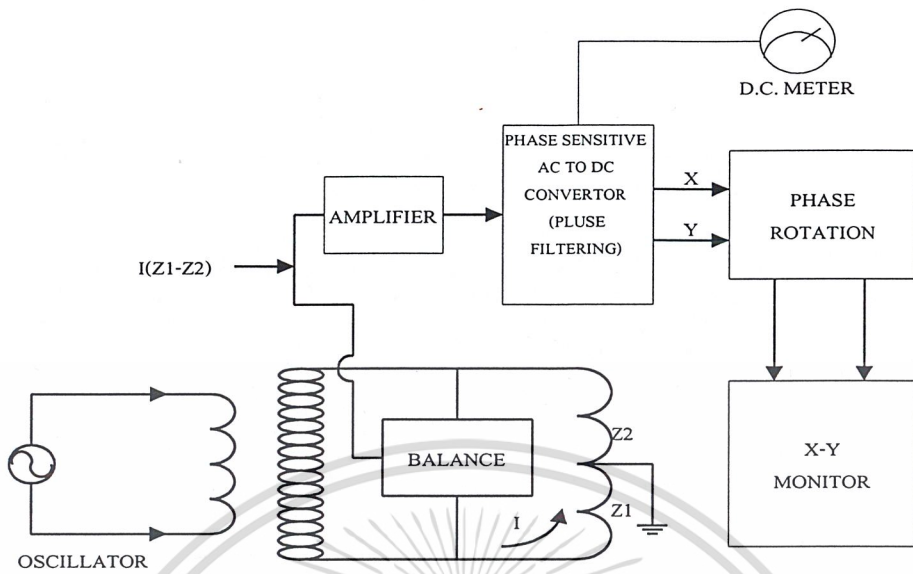
โพรบมากกว่าการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ โดยทั่วไปแล้วลักษณะอิมพีแดนซ์ของโพรบก็จะเป็นไปตามสมการที่ (1)

2.8 เครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน

ขณะที่ข้อมูลทั้งหมดที่เกี่ยวกับชิ้นงานที่ตรวจสอบถูกส่งผ่านไปยังขดลวดโพรบ โดยการเปลี่ยนของสนามแม่เหล็กรอบๆ โพรบ ถ้ารักษาไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิให้คงที่สม่ำเสมอ การเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบก็สามารถตรวจวัด ได้จากการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดโพรบได้ ($V_p = I_p Z_p$) ในการตรวจสอบส่วนมากการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ หรือแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดโพรบมีค่าน้อยมากในขณะที่โพรบเคลื่อนผ่านรอยบกพร่องซึ่งโดยปกติทั่วๆ ไปการเปลี่ยนแปลงจะน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ ปริมาณการเปลี่ยนแปลงน้อยนี้ จะยากต่อการตรวจจับถ้าวัดขนาดจริงของอิมพีแดนซ์หรือแรงดันไฟฟ้าดังนั้นจึงใช้หลักการของวงจรบริดจ์ ทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นบริดจ์วงจรกระแสสลับ โดยมีแขนของบริดจ์เป็นอิมพีแดนซ์แทนที่จะเป็นความต้านทานอย่างเดียว เมื่อปรับให้บริดจ์สมดุลแล้ว นั่นคือแรงดันไฟฟ้าคร่อมโวลต์มิเตอร์เป็นศูนย์ ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบ หรือแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดโพรบ แม้แต่เพียงเล็กน้อยก็จะทำให้บริดจ์ไม่สมดุลและสามารถตรวจจับได้เมื่อเทียบกับศูนย์

องค์ประกอบและหน้าที่หลักของเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 ออสซิลเลเตอร์จะจ่ายกระแสไฟฟ้ารูปไซน์ตามความถี่ที่กำหนดไว้ไหลผ่านขดลวดโพรบ และขดลวดอ้างอิง เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองเป็นศูนย์ เมื่อมีรอยบกพร่องอยู่ใกล้กับขดลวดโพรบก็จะทำให้อิมพีแดนซ์ของขดลวดโพรบเปลี่ยนไปจะเกิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ไม่สมดุลขนาดเล็กๆ ซึ่งจะถูกขยายสัญญาณโดยวงจรขยายสัญญาณ เนื่องจากสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปไซน์ที่ไม่สมดุลจะยุ่งยากต่อการวิเคราะห์จึงต้องเปลี่ยนเป็นกระแสตรง โดยรักษาแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณกระแสสลับไว้ ซึ่งทำโดยการแยกเป็นองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature Components) สองส่วนของกระแสสลับแล้วเรียงกระแสโดยคงสภาพที่เหมาะสมไว้ และเพื่อลดสัญญาณรบกวนของเครื่องมืออาจจะเพิ่มวงจรกรอง สำหรับสัญญาณขาออกสัญญาณอาจจะแสดงเฉพาะแอมพลิจูด โดยใช้มิเตอร์หรือโดยทั่วไปสัญญาณทั้งสองส่วนจะแสดงบนจอภาพ x-y ในรูปของอิมพีแดนซ์ของกราฟทั้งนี้โดยผ่านวงจรควบคุมการเลื่อนเฟส เพื่อให้รีแอกแตนซ์จากการเหนี่ยวนำเป็นแกนแนวตั้ง (+y) และความต้านทานเป็นแกนแนวราบ (+x)

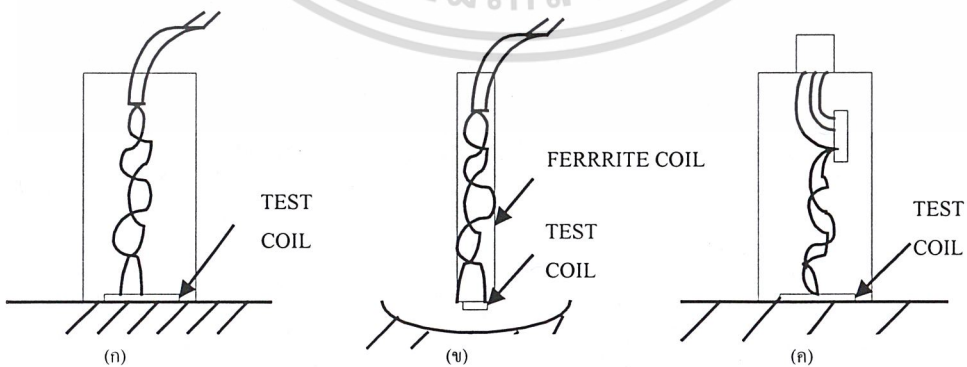
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 องค์ประกอบและหน้าที่หลักของเครื่องมือตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน

2.9 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว (Surface Probes)

โพรบที่ใช้ในการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน มีหน้าที่สำคัญสองประการ ได้แก่ หนึ่งวนำกระแสไหลวน และตรวจจับการบิดเบี้ยวของการไหลของกระแสไหลวนซึ่งเกิดจากรอยบกพร่องต่าง ๆ ความไวในการตรวจจ็รอยบกพร่อง และตัวแปรอื่น ๆ อาจจะถูกกระทบกระเทือนโดยการเลือกใช้โพรบ โพรบที่พบเห็นโดยทั่วไปคือโพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวซึ่งอาจเป็นพื้นผิวแบน หรือพื้นผิวโค้ง โดยที่รอยบกพร่องอาจจะเป็นได้ทั้งรอยบกพร่องที่ผิวหรือรอยบกพร่องที่อยู่ภายใน (ซึ่งลึกจากผิวไม่มากนัก)



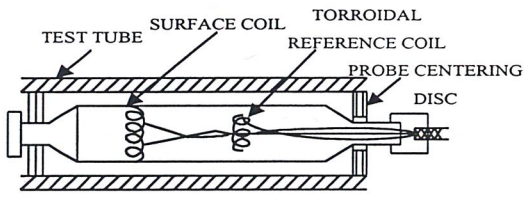
รูปที่ 2.11 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบธรรมดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

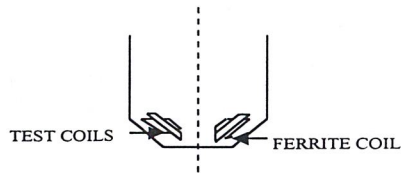
โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบธรรมดาจะมีขดลวดหนึ่งหรือสองขด ดังแสดงในรูปที่ 2.10 โพรบที่มีขดลวดเพียงขดเดียวจะต้องหาขดลวดขดที่สองมาใช้ช่วยทำให้วงจรบริดจ์สมดุล ดังนั้นโพรบโดยส่วนมากจะเป็นแบบขดลวดสองขด ซึ่งแบ่งเป็นสองอย่าง คือโพรบสมบรูณ์ ซึ่งขดลวดเพียงขดเดียวถูกใช้ในการตรวจจับการเปลี่ยนของชิ้นงานตรวจสอบ โดยขดลวดขดที่สองถูกวางห่างจากชิ้นงานตรวจสอบอย่างเพียงพอ ในขณะที่โพรบดิฟเฟอเรนเชียลจะใช้ขดลวดทั้งสองในการตรวจหาการเปลี่ยนแปลงของชิ้นงานตรวจสอบซึ่งโพรบต่างๆ เหล่านี้อาจได้รับการปรับปรุงเพิ่มเติม เช่นรูปที่ 2.11(ข) มีการเสริมแกนเฟอร์ไรท์ ให้ขดลวด ทั้งนี้ก็เพื่อให้มีความเหนียวน่าสูงขึ้นและมีพื้นที่ในการสัมผัสน้อยลงรูปที่ 2.11(ค) ซึ่งขดลวดขดที่สองเป็นตัวเปรียบเทียบจะมีชิ้นโลหะที่เป็นวัสดุชนิดเดียวกับชิ้นงานที่จะตรวจสอบ เพื่อให้อิมพีแดนซ์ สัมพัทธ์ระหว่างขดลวดทั้งสองไม่ขึ้นกับความถี่ที่ใช้ตรวจสอบ และเพื่อให้สามารถตรวจสอบรอยบกพร่องที่ไม่สามารถใช้ในโพรบแบบธรรมดาตรวจจับได้ หรือลดผลกระทบของการแปรเปลี่ยนของเนื้อวัสดุหรือการเชื่อมต่อทางสนามแม่เหล็กระหว่างโพรบกับชิ้นงาน (Life Off) ก็จะต้องใช้โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบพิเศษ เช่น ดังรูป 2.12

จากลักษณะของโพรบที่มีขดลวดวางขนานกับพื้นผิวที่จะตรวจสอบ ดังนั้นกระแสไหลวนที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นจะมีทิศทางการไหลขนานกับขดลวดหรือพื้นผิวนั่นเอง ซึ่งจะทำให้โพรบตรวจสอบพื้นผิวโดยทั่วไปไม่ไวต่อรอยบกพร่องที่ขนานกับพื้นผิวเช่น การเคลือบที่ไม่ดี รอยแยก (Lamination) นอกจากนี้เนื่องจากขดลวดมีลักษณะเป็นวงแหวนทำให้กระแสไหลวนไหลเป็นปริมาณมากบริเวณใต้ขดลวด จึงทำให้ตำแหน่งบางตำแหน่งของรอยบกพร่องนั้นเมื่อเทียบกับขดลวดโพรบมีผลต่อการตรวจจับ ดังในรูปที่ 2.13 (ข) เมื่อรอยร้าวที่อยู่บริเวณศูนย์กลางจะไม่มีสนามแม่เหล็ก และถ้าแนวของรอยร้าวอยู่ในแนวเดียวกับการไหลของกระแสไหลวน ก็จะทำให้ความไวในการตรวจจับน้อยกว่าเมื่อรอยร้าวขวางแนวการไหลของกระแสไหลวนเป็นต้น ดังรูปที่ 2.13 (ค) และ (ง) พารามิเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อความไวในการตรวจจับความบกพร่องได้แก่ระยะห่างของโพรบกับชิ้นงาน ถ้าโพรบห่างจากชิ้นงานมากความไวจะลดลง เนื่องจากการเชื่อมต่อสนามแม่เหล็กลดลง และระดับความลึกของรอยบกพร่องภายใน ยิ่งลึกจากผิวมากขึ้นความไวจะลดลง เนื่องจากผลของ Skin Effect ที่ทำให้กระแสไหลวนลดลงตามความลึกตลอดจนค่าความยาวของรอยบกพร่อง ซึ่งโดยทั่วไป ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางหวังผลของโพรบควรเท่ากับหรือเล็กกว่าความยาวของรอยบกพร่อง $(D_{eff} = D_{coil} + 4\delta)$

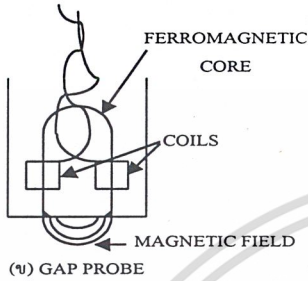
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



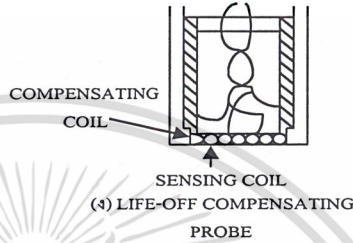
(ก) MULTI SURFACE-COIL PROBE



(ค) DIFFERENTIAL SURFACE PROBE

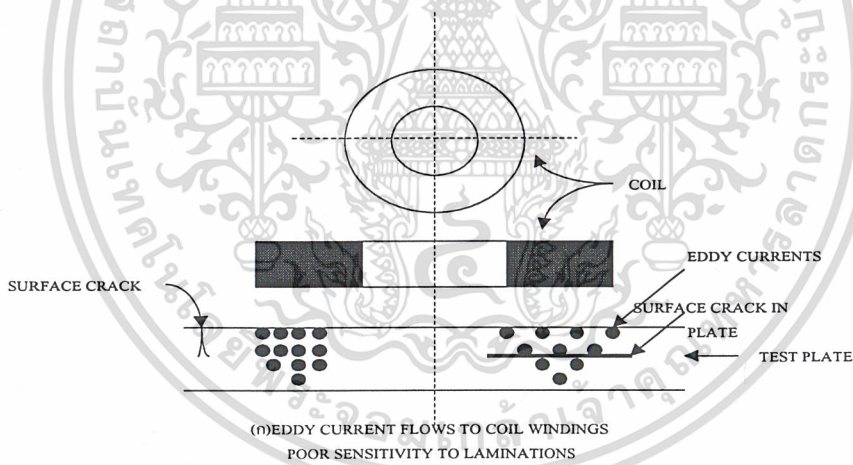


(ข) GAP PROBE

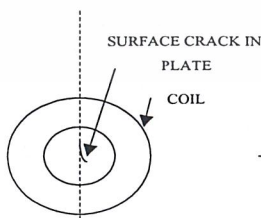


(ง) LIFE-OFF COMPENSATING PROBE

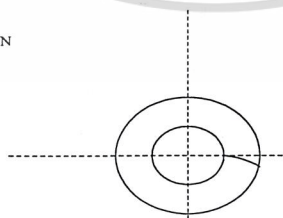
รูปที่ 2.12 โพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิวแบบพิเศษ



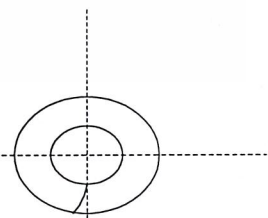
(ก) EDDY CURRENT FLOWS TO COIL WINDINGS
POOR SENSITIVITY TO LAMINATIONS



(ข) ZERO SENSITIVITY AT
CENTRE OF COIL



(ค) LOW SENSITIVITY
PARALLEL TO WINDINGS



(ง) MAXIMUM SENSITIVITY
ACROSS WINDINGS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
รูปที่ 2.13 ผลของทิศทางต่อการตรวจจับของโพรบพื้นผิว
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 การวิเคราะห์สัญญาณการตรวจสอบ

2.10.1 ผลกระทบของพารามิเตอร์ในการตรวจสอบ

เนื่องจากมีพารามิเตอร์จำนวนมากที่มีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงกระแสไหลวนหรือ อิมพีแดนซ์ของโพรบ จึงจำเป็นต้องเข้าใจถึงลักษณะของผลกระทบจากพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อใช้ในการเลือกเงื่อนไขในการตรวจสอบที่เหมาะสมและการวิเคราะห์สัญญาณ

1. ความต้านทาน

ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ก) เมื่อความต้านทานเพิ่มขึ้นอยู่กับระยะห่างระหว่าง โพรบกับชิ้นงานตรวจสอบ (Life Off) ซึ่งจะทำให้ขนาดของรัศมีวงกลมเล็กลง

2. ความซึมซาบได้ของแม่เหล็ก

ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ข) พารามิเตอร์นี้มีผลกระทบอย่างมากต่ออิมพีแดนซ์ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย

3. ความหนาของชิ้นงาน

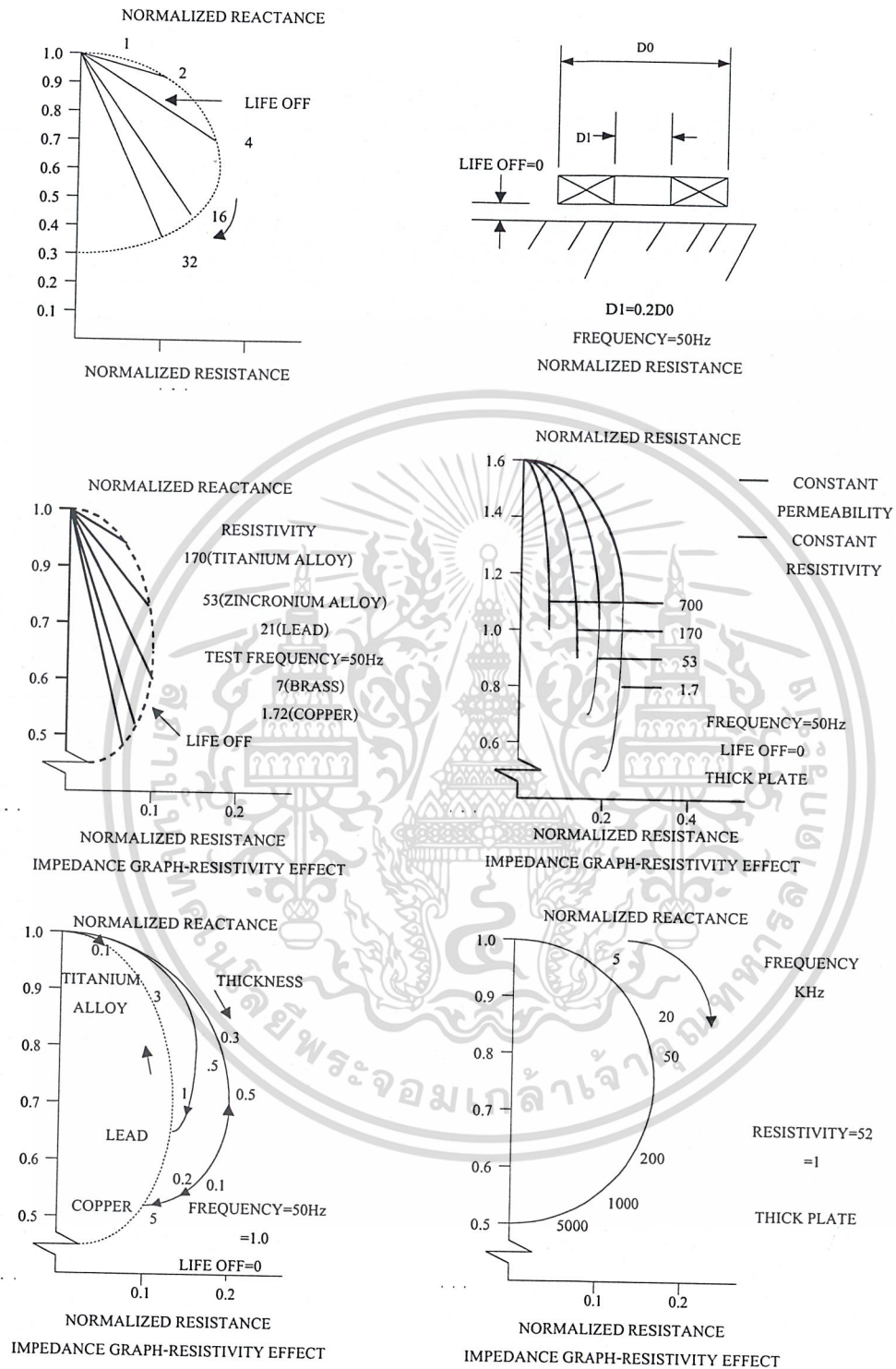
ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ค) เมื่อความหนาของชิ้นงานลดลง ทำให้เกิดความต้านทานต่อการไหลของกระแสไหลวนเพิ่มขึ้น ดังนั้นจุดอิมพีแดนซ์จะเลื่อนขึ้นไปด้านบนแต่มีลักษณะที่เบี่ยงเบนไปจากแนวกราฟอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงความต้านทานโดยตรง (เส้นประ) ทั้งนี้เนื่องมาจาก Skin Effect และเฟสที่ช้าลง

4. ความถี่ในการตรวจสอบ

ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ง) เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นกระแสไหลวนจะถูกเหนี่ยวนำได้เฉพาะที่บริเวณใกล้ ๆ ผิวทำให้เสมือนกับว่าความต้านทานในชิ้นงานลดลงดังนั้นจุดอิมพีแดนซ์จะเลื่อนลงด้านล่าง

5. เส้นผ่านศูนย์กลางขดลวดโพรบ

ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (จ) การเพิ่มขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางขดลวดโพรบจะเลื่อนจุดอิมพีแดนซ์ลงด้านล่าง

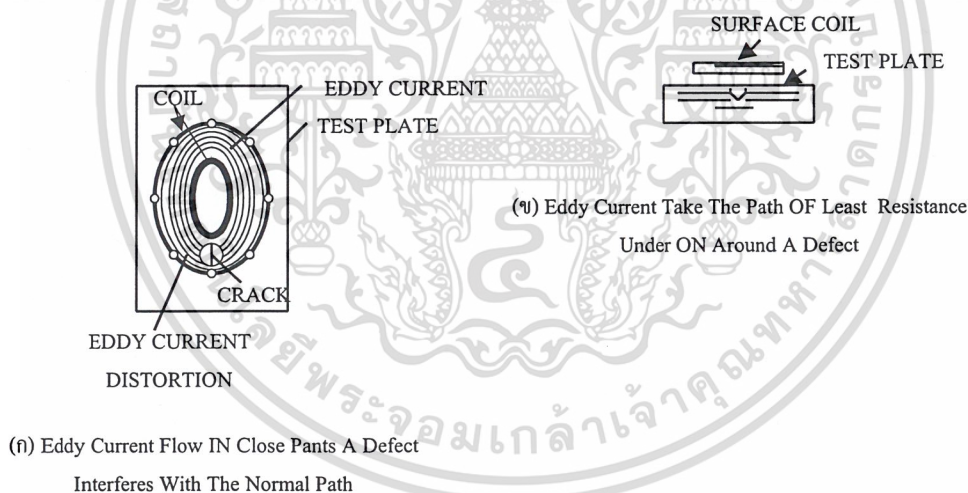


รูปที่ 2.14 ผลกระทบของพารามิเตอร์ต่ออิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

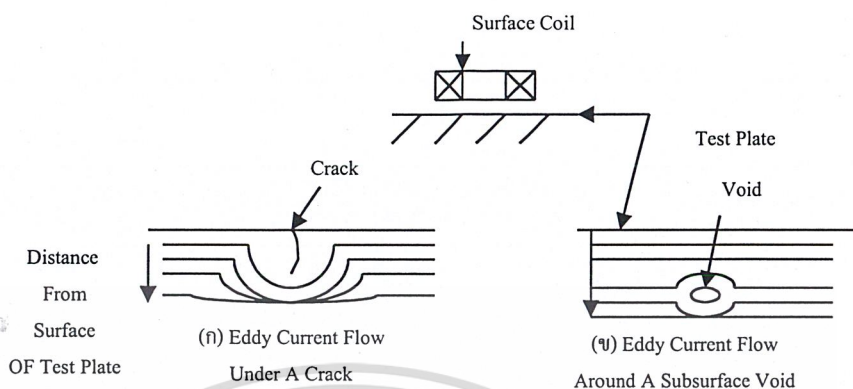
2.10.2 ลักษณะของสัญญาณเมื่อมีรอยบกพร่อง

รอยบกพร่องซึ่งขัดขวางการไหลของกระแสไหลวน จะทำให้อิมพีแดนซ์ของโพรบเปลี่ยนแปลงไปเมื่อตรวจโพรบผ่านรอยบกพร่องนั้น ๆ ลักษณะเช่นนี้ได้แสดงในรูปที่ 2.15 ซึ่งกระแสไหลวนจะต้องไหลอ้อม หรือลดลงลดได้รอยบกพร่องนั้น ๆ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มค่าของความต้านทานต่อการไหลของกระแสไหลวนนั่นเอง เนื่องจากกระแสไหลวนจะพยายามเลือกทางเดินที่มีความต้านทานน้อยที่สุด ดังนั้นถ้ารอยบกพร่องที่พื้นผิวมีความลึกระดับเดียวกันกับรอยบกพร่องภายใน รอยบกพร่องที่พื้นผิวจะทำให้กระแสไหลวนต้องเปลี่ยนแปลงทางเดินได้มากกว่ารอยบกพร่องภายใน เนื่องจากความหนาแน่นของกระแสไหลวนจะมีค่ามากที่ผิวและลดลงตามระดับความลึกดังรูปที่ 2.16 นั่นคือรอยบกพร่องที่พื้นผิวทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความต้านทานได้มากกว่า ซึ่งยอมทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของโพรบมากกว่าอีกด้วย (แอมพลิจูดของสัญญาณที่ตรวจจับได้จะมีขนาดใหญ่โตกว่า)



รูปที่ 2.15 ลักษณะการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

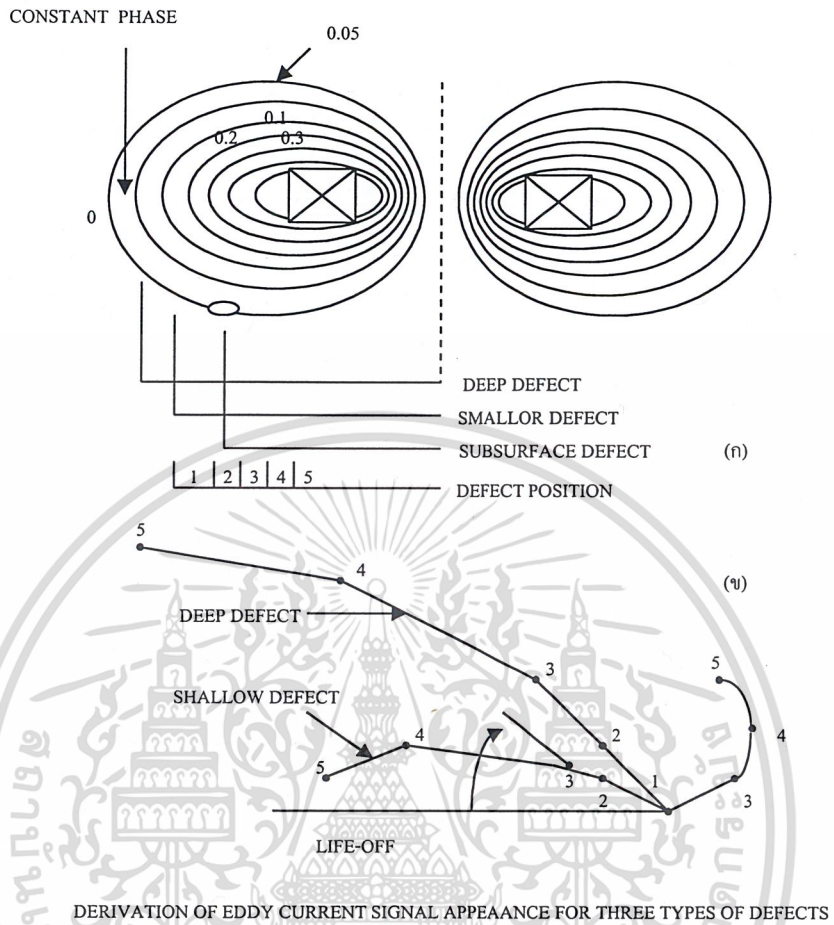


รูปที่ 2.16 ลักษณะการไหลของกระแสไหลวนเมื่อมีรอยบกพร่อง

การวิเคราะห์สัญญาณจะสมบูรณ์มากขึ้นถ้าพิจารณาเฟสด้วย รูปที่ 2.17 (ก) ซึ่งเป็นภาพภาคตัดขวางของโพรบสำหรับตรวจสอบพื้นผิว ซึ่งแสดงการกระจายของสนามแม่เหล็กรอบๆ ขดลวดโพรบ โดยที่เส้นทึบแสดงระดับที่มีความเข้มของสนามแม่เหล็กคงที่ และเส้นประแสดงระดับของเฟสคงที่ ทั้งนี้เฟสของสนามแม่เหล็กจะใกล้เคียงกันกับค่าเฟสของ กระแสไหลวนจะลดลงอย่างรวดเร็ว เมื่อระยะทางตามแนวแกนหรือความลึกเพิ่มขึ้น และเฟสจะช้ามากขึ้นเรื่อยๆ ด้วยเช่นกัน

ผลกระทบของรอยบกพร่องทั้งสามแบบในรูปเมื่อเลื่อนจากตำแหน่ง 0 ไปยัง 5 ของรูปที่ 2.17 (ก) แสดงด้วยลักษณะของสัญญาณที่ตรวจจับได้บนจอภาพของเครื่องตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน ดังรูปที่ 2.17 (ข) ลักษณะของสัญญาณจากรอยบกพร่องจะเป็นเส้นโค้งแยกออกจากแนว Life Off 2β กับแนว Life Off ซึ่งอาจจะอธิบายได้ว่า เกิดจากเฟสที่ช้าลงของสนามแม่เหล็ก เมื่อห่างจากขดลวดบวกกับเฟสที่ช้าลงของกระแสไหลวน เมื่อสะท้อนกลับไปยังขดลวดโพรบ สำหรับรอยบกพร่องที่พื้นผิวแบบตื้นๆ ซึ่งจะมีมุมเฟส β อยู่ในช่วง 20-25 องศา ตามรูปที่ 2.17 (ก) จะมีแนวสัมผัสของ 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

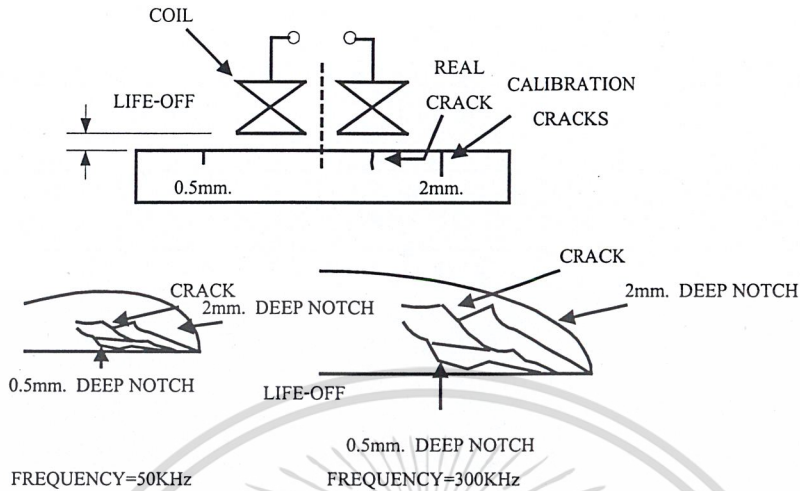
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DERIVATION OF EDDY CURRENT SIGNAL APPEAANCE FOR THREE TYPES OF DEFECTS

รูปที่ 2.17 ลักษณะของสัญญาณจากการตรวจสอบรอยบกพร่องแบบต่าง ๆ

ในกรณีของรอยบกพร่องจริง ซึ่งลักษณะของผนังขรุขระและอาจมีบางส่วนแตกต่างกันอยู่จะ ทำให้สัญญาณที่ได้รับไม่ชัดเจนเหมือนเช่นที่แสดงไว้ใน การตรวจสอบจริง ลักษณะการกระจายของ สนามแม่เหล็กจะแตกต่างกันดังนั้นการพิจารณาความลึกของรอยบกพร่องที่พื้นผิวต้องอาศัยการ เปรียบเทียบกับรอยบกพร่อง (รอยบาก) สอบเทียบ (Calibration Detect) ที่ทำขึ้นทั้งแอมพลิจูด และเฟสดังแสดงในรูปที่ 2.18

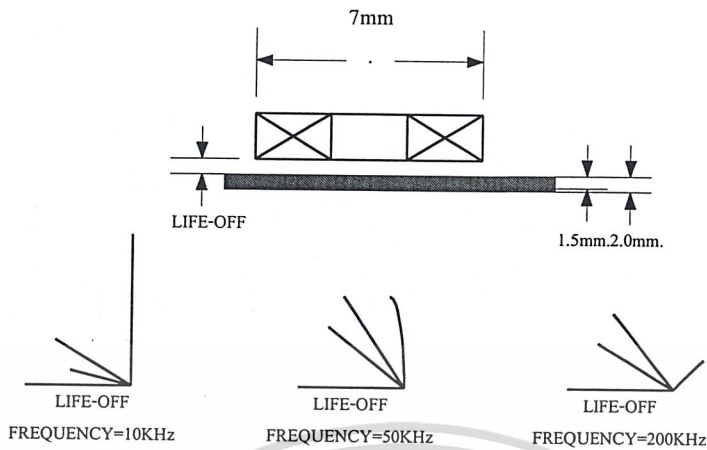


รูปที่ 2.18 สัญญาณจากรอยบกพร่องจริงและรอยบกพร่องสอบเทียบ

2.10.3 ลักษณะของสัญญาณการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุและความหนา

รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของสัญญาณจากการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุ และความหนา ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน โดยปรับให้แนว Life Off อยู่ในแนวราบจะพบว่าการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของ วัสดุ และความหนาชิ้นงานตรวจสอบจะทำให้เกิดสัญญาณแยกตัวออกจากแนว Life Off ในทิศทาง เข้มนานาฬิกา โดยจะมีขนาดเฟสขึ้นกับความถี่ที่ใช้ในการตรวจสอบ เช่นที่ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณเนื่องจากการเพิ่มความขบขั้มได้ของแม่เหล็ก ($+\Delta\mu$) จะมีค่าสูงและมีมุมเฟส 2β ประมาณ 90 องศา ขณะที่สัญญาณจากการเพิ่มความต้านทาน ($+\Delta\rho$) และสัญญาณจากการลดความ หนา ($-\Delta t$) ให้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดและเฟสใกล้เคียงกัน เมื่อค่าความถี่ในการตรวจสอบเพิ่มขึ้น ลักษณะของสัญญาณทั้งสามก็จะเปลี่ยนไปจากเดิม เช่น ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณ $-\Delta t$ ทำ มุมเฟส 2β ประมาณ 90 องศา จากแนว Life Off และขณะเดียวกันสัญญาณ $+\Delta\rho$ และ $+\Delta\mu$ จะ เคลื่อนเข้าใกล้กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Probe Response to Various Test Parameters at Three Frequencies

รูปที่ 2.19 ลักษณะของสัญญาณจากการแปรเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุและความหนาที่ความถี่ต่างกัน

ตามปกติการตรวจสอบแผ่นโลหะบางความถี่ที่ใช้ ในการตรวจสอบจะถูกเลือกให้อยู่แนว Life Off และแนวสัญญาณจากการเปลี่ยนแปลงความหนาแยกห่างกันประมาณ 90 องศา บนระนาบอิมพีแดนซ์ซึ่งความถี่นี้ได้ทดลองคำนวณได้จากความสัมพันธ์ โดยให้อัตราส่วนของความหนาต่อระยะความลึกในการแทรกซึมมาตรฐาน $(t/\delta)=0.8$ ได้สมการ

$$f = 1.6\rho/t^2 \text{ กิโลเฮิรตซ์} \quad (2.45)$$

เมื่อ ρ มีหน่วยเป็นไมโครโอห์ม/เซนติเมตร และ t มีหน่วยมิลลิเมตร ขณะที่สัญญาณจากรอยบกพร่องชนิดอื่นๆ จะทำมุมน้อยกว่า 90 องศา

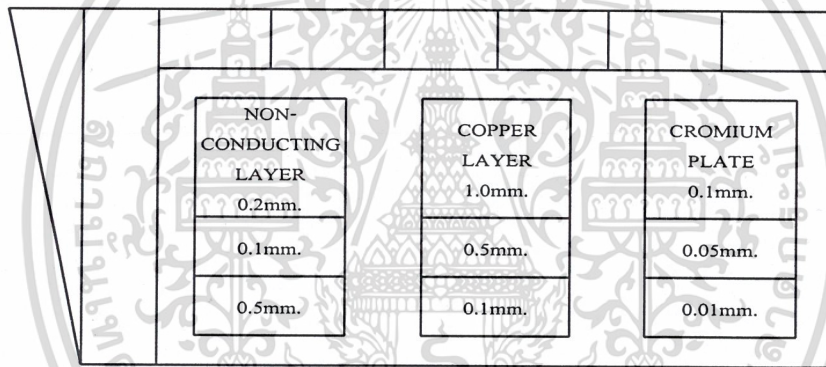
2.10.4 รอยบกพร่องสอบเทียบ (Calibration Detect)

การวิเคราะห์สัญญาณจากการตรวจสอบด้วยกระแสไหลวน เป็นเทคนิคที่อาศัยการเปรียบเทียบจึงจำเป็นต้องมีมาตรฐานการสอบเทียบ เพื่อให้เปรียบเทียบแอมพลิจูดและเฟสของรอยบกพร่องในชิ้นงานซึ่งไม่ทราบชนิดนอกจากนี้สัญญาณจากมาตรฐานการสอบเทียบยังอาจใช้ในการปรับความไวและมุมของเครื่องมือด้วย

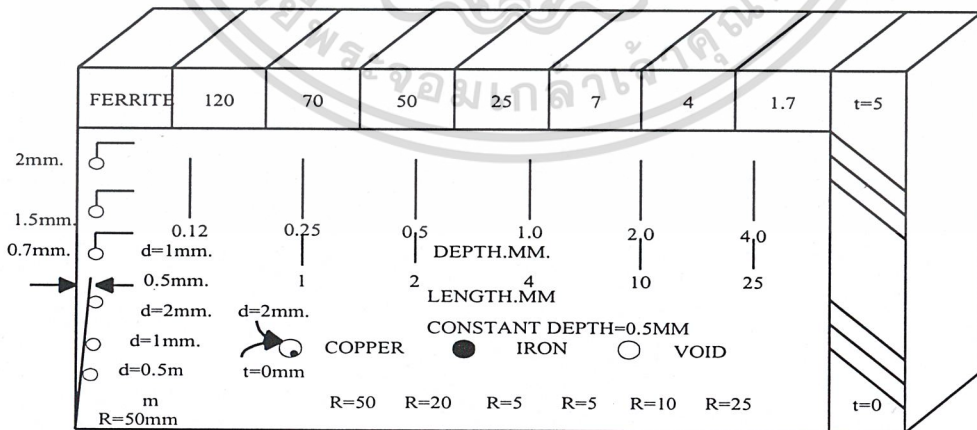
รูปที่ 2.20 แสดงแผ่นทดสอบเทียบชนิดหนึ่งสำหรับการใช้งานทั่ว ๆ ไปที่ใช้เพื่อแสดงผลของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้แก่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ความต้านทานไฟฟ้า
2. ความหนา
3. ลักษณะพื้นผิว
4. ความยาวของรอยบกพร่องเมื่อความลึกคงที่
5. ความลึกของรอยบกพร่องเมื่อความยาวคงที่
6. ขนาดของรอยบกพร่องใต้ผิวเมื่อความลึกคงที่
7. ความลึกของรอยบกพร่องใต้ผิวเมื่อขนาดคงที่
8. ความหนาของชั้นไม่นำไฟฟ้า
9. ความหนาของชั้นนำไฟฟ้า
10. การปะปนของสารแม่เหล็ก



(B) BACK SIDE



(A) FRONT SIDE

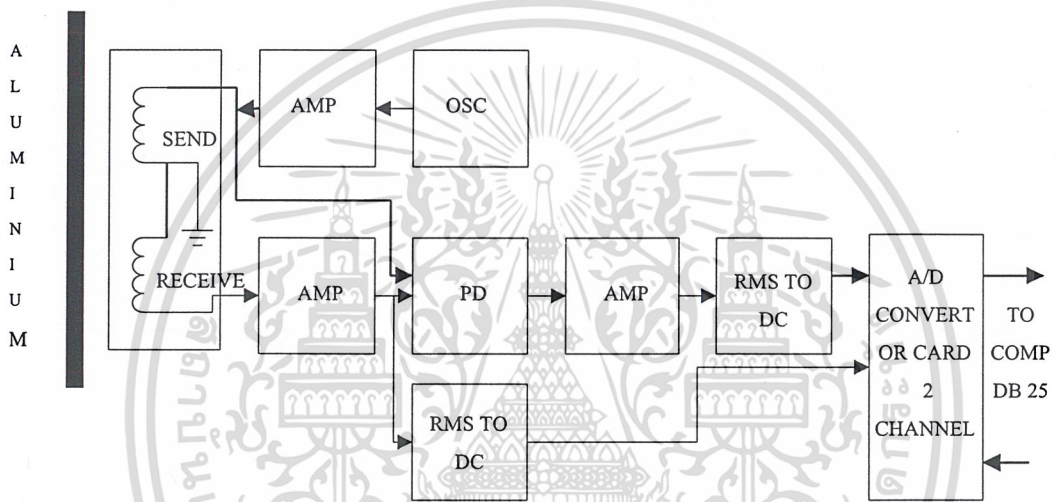
CALIBRATION STANDARD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานที่งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.20 มาตรฐานการสอบเทียบ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

ในส่วนของการออกแบบและการสร้างเครื่องตรวจหารอยบกพร่องอะลูมิเนียม โดยใช้หลักการกระแสไหลวนนี้ได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกัน คือ ส่วนฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์



- OSC : Oscillator
- AMP : Amplifier
- PD : Phase detector
- RMS TO DC : Root mean square to direct current
- A/D Converter : Analog to digital converter

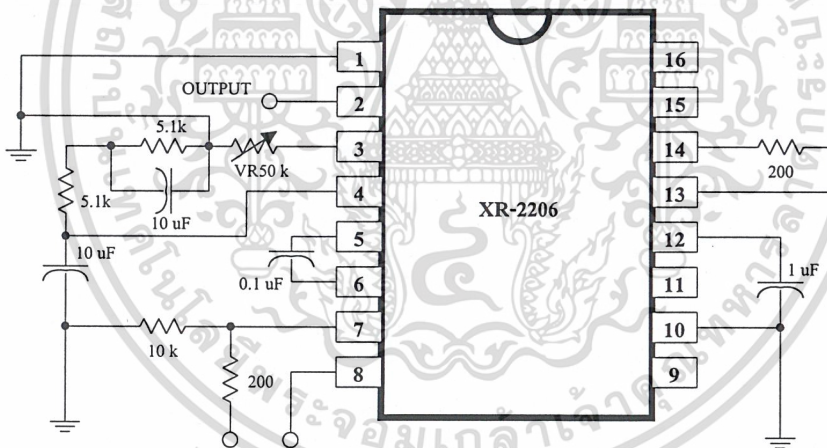
รูปที่ 3.1 แผนผังการทำงานของเครื่องตรวจหารอยบกพร่องโดยใช้หลักแสดงการทำงาน

3.1 ฮาร์ดแวร์

ในส่วนฮาร์ดแวร์จะมีการทำงานตามแผนผังดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีลักษณะการทำงานดังนี้ วงจรออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดสัญญาณรูปไซน์เวฟที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ และถูกขยายสัญญาณแล้วจึงส่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ให้กับวงจรขับเคลื่อน จากนั้นจะส่งให้กับขดลวดปฐมภูมิ ขดลวดทุติยภูมิ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะรับสัญญาณที่ได้มาจากการตรวจหารอยบกพร่องของชิ้นงานทดสอบและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการตรวจหารอยบกพร่องนั้นถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนเพื่อส่งต่อไปในส่วนแรกนั้นจะถูกส่งไปยังวงจรเฟสดีเทคเตอร์ เพื่อทำการเปรียบเทียบเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปของขดลวดทุติยภูมิกับขดลวดปฐมภูมิสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟส จะถูกส่งไปเข้าวงจรขยายเพื่อขยายสัญญาณให้มีค่ามากขึ้น แล้วจึงส่งไปยังวงจร RMS TO DC เพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการตรวจหารอยบกพร่อง ในส่วนที่ 2 นั้นจะถูกส่งให้กับวงจรขยาย เพื่อเปรียบเทียบระดับแรงดันของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงของขดลวดทุติยภูมิกับขดลวดปฐมภูมิ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสจะถูกส่งไปเข้าวงจรขยาย เพื่อขยายสัญญาณให้มีค่ามากขึ้นแล้วจึงส่งต่อไปยัง วงจร RMS TO DC สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ทั้งสองจะถูกส่งต่อไปให้กับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล และส่งต่อไปประมวลผลโดยคอมพิวเตอร์ เพื่อแสดงผลทางจอภาพ หรือพิมพ์ออกทางเครื่องพิมพ์

3.1.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)



รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ IC เบอร์ XR-2206

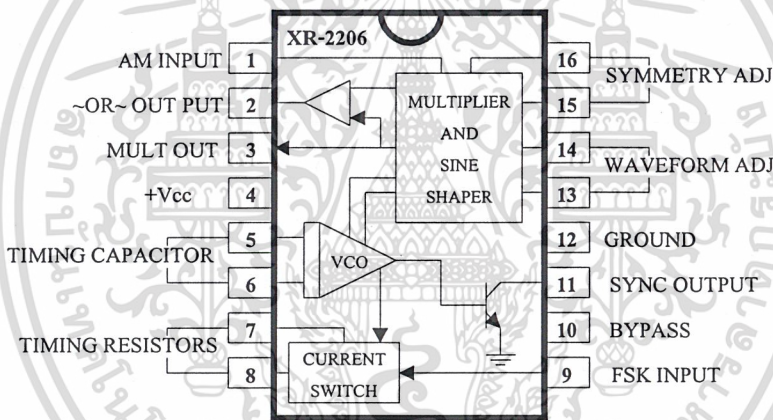
ไอซีเบอร์ XR-2206 นี้เป็นโมโนลิทิก ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ มีความสามารถในการผลิตรูปคลื่นซายน์, รูปคลื่นสามเหลี่ยม, รูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นแรมพ์ได้ โดยที่มีความถี่ตั้งแต่ 0.01 เฮิรตซ์ จนถึง 1 เมกกะเฮิรตซ์ โดยต่อกับวงจรภายนอกอีกนิดหน่อย นอกจากนี้ยังสามารถนำไอซี XR-2206 มาควบคุมขนาด, ความถี่ และ Phase shift or Frequency shift key ได้อีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ XR-2206 นี้ผลิตโดยบริษัท Exar Integrated System Inc ซึ่งอยู่ในแพคเกจไอซี 16 ขา สามารถที่จะใช้กับไฟเลี้ยง ตัวเดียวคือในช่วง 10 ถึง 26 โวลต์ได้ หรืออาจจะใช้ไฟเลี้ยงคู่ได้ใน ช่วง 5 ถึง 13 โวลต์ ขณะที่ต้องผลิตสัญญาณคลื่นไซน์นั้น ค่า T.H.D. ของสัญญาณนั้นจะมีค่า 2.5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อยังไม่มีการปรับแต่ง แต่ก็สามารถปรับให้เหลือเพียง 0.5 เปอร์เซ็นต์ ได้ โดยการควบคุมของวงจรที่นำมาต่อรวม โดยที่สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์นี้จะมีขนาดสูงสุด 2 V(r.m.s.) และมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม

การทำงานของ XR-2206

รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมแต่ละส่วนของ XR-2206 ซึ่งเป็นแพคเกจขนาด 16 ขา หัวใจสำคัญของส่วนนี้คือ VCO ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า มีคาปาซิเตอร์จัดเวลา ซึ่งมีค่าได้ในช่วง 1000 พิโคฟารัด ถึง 100 ไมโครฟารัด ต่อที่ขา 5 และ 6 ซึ่งเป็นอินพุตของ VCO



รูปที่ 3.3 แผนผังการทำงานและขาต่างๆ ของ XR-2206

สำหรับตัวต้านทานจัดเวลา นั้นจะต่อกับขา 12 (V) และขา 7 หรือขา 8 ซึ่งจะมีค่าระหว่าง 1 กิโลโอห์ม ถึง 2 กิโลโอห์ม ค่าของตัวต้านทานจัดเวลาและตัวเก็บประจุจัดเวลานั้นจะมีผลต่อความถี่ในการออสซิลเลทซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าเราสามารถเปลี่ยน ค่า R หรือ C เพื่อให้ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ แต่เพื่อที่จะให้เกิดการคงตัวของอุณหภูมิ (Temperature stability) และความเพี้ยนของสัญญาณไชน์น้อยที่สุด ควรจะให้ค่าของรีซิสเตอร์มีค่าอยู่ระหว่าง 4 กิโลโอห์ม ถึง 200 กิโลโอห์ม

ในการเลือกต่อตัวต้านทานจัดเวลานั้นจะต่อกับขา 7 หรือขา 8 นั้น เราพิจารณาโดยดูว่ามี การป้อนสัญญาณที่ขา FSK INPUT หรือไม่ ถ้าขา FSK INPUT (9) นั้นเปิดวงจรหรือต่อกับสัญญาณแรงดันขนาดมากกว่า 2 โวลต์ จะต่อตัวต้านทานเข้าที่ขา 7 ในทางกลับกัน ถ้าขา FSK INPUT นี้ต่อกับแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า 1 โวลต์ ขา 8 จะต้องต่อตัวต้านทานด้วย

ส่วนของ VCO ของไอซินั้นผลิตรูปคลื่นได้ 2 ชนิด คือ รูปคลื่นแรมพ์ ซึ่งจะป้อนไปที่ส่วนของ Multiplier and sine shaper block อีกทีหนึ่ง และรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งจะป้อนออกที่ขาเอาต์พุตที่ขา 11 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งการผลิตรูปคลื่นนี้ก็จะขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุจัดเวลา โดยตัวเก็บประจุนี้จะเริ่มต้นเก็บประจุ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดเป็นคลื่นรูปแรมพ์ที่กำลังพุ่งขึ้น และที่อีกเอาต์พุตจะได้สัญญาณ “High” ที่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้าที่ขา 11 นั้นจะถึงจุดหนึ่งเรียกว่า “Firing voltage” ที่จุดนี้จะทำให้สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจะกลับกลายเป็น “Low” และตัวเก็บประจุจัดเวลาจะเก็บประจุในทิศทางกลับกันตอนต้นเป็นผลทำให้สัญญาณรูปแรมพ์จะตกลง ซึ่งก็จะตกลงถึงจุด “Firing voltage” เช่นกัน จะทำให้คลื่นรูปสี่เหลี่ยมกลับกลายเป็นสัญญาณระดับ “High” และขบวนการต่างๆ ก็จะกลับไปกลับมาเช่นนี้เหมือนเดิม

จากการอธิบายข้างต้นจะเห็นว่า VCO ส่วนนี้จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่สมมาตรออกมาถ้าเกิดนำเอาสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากขา 11 นี้มาต่อเข้ากับขา FSK INPUT (ขา 9) ของไอซี จะมีผลทำให้ได้คลื่นรูปแรมพ์และรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรออกมาแทน

รูปคลื่นแรมพ์ที่ได้จากส่วนของ VCO ของไอซี XR-2206 นี้จะถูกนำไปเข้ายังส่วนของ Multiplier and shaper block อีกทีซึ่งส่วนนี้นั้นทำหน้าที่คล้ายกับวงจรขยายความต่าง ซึ่งจะทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ขา 3 มีค่าสูง และที่ขา 2 จะเป็นบัฟเฟอร์เอาต์พุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม ในกรณีที่เปิดวงจรที่ขา 13 และ 14 นั้นจะมีผลทำให้ที่เอาต์พุตขา 2 และ 3 นั้นจะให้รูปคลื่นรูปแรมพ์ออกมา แต่ถ้าต่อรีซิสเต้นท์ที่มีความต้านทานสักสองสามร้อยโอห์มที่ขา 13 และ 14 จะทำให้ยอดของคลื่นรูปแรมพ์จะถูกตัดออก ทำให้เอาต์พุตที่ขา 2 และ 3 นั้นผลิตคลื่นรูปไชน์ออกมา ถ้ามีการปรับแต่งที่ถูกต้องและเหมาะสมจะทำให้คลื่นรูปไชน์ที่ได้มีความเพี้ยนเพียง 0.5 เปอร์เซ็นต์เท่านั้นเอง

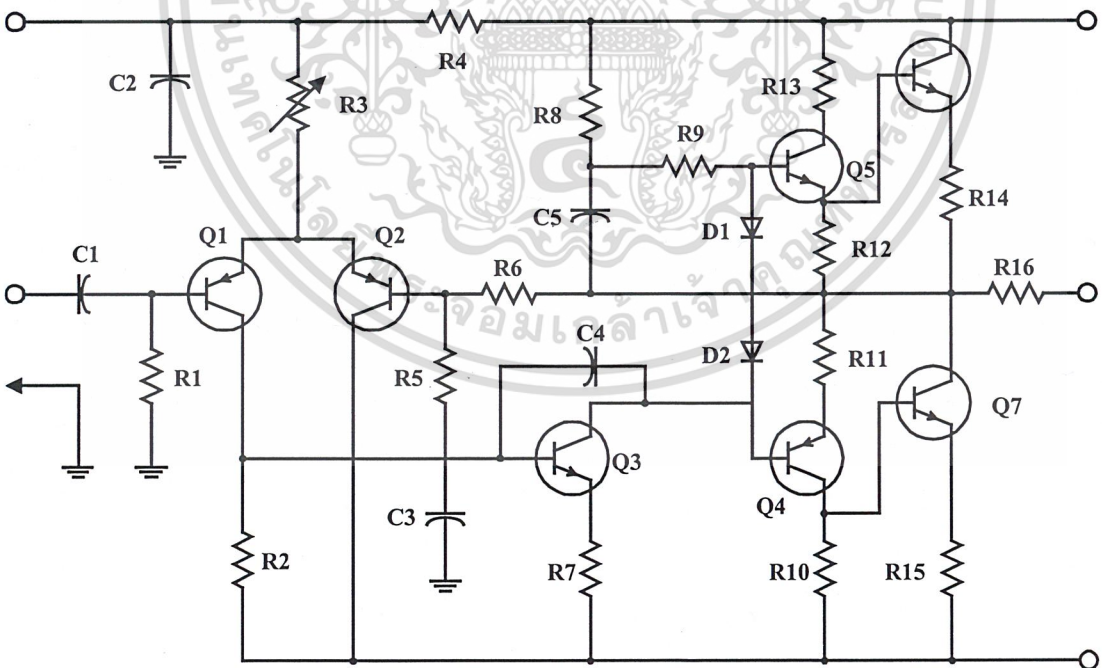
สำหรับอัตราขยายและเฟสของเอาต์พุตของ Multiplier สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเพิ่มสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ไอซี เอาต์พุตที่ได้จะถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ซึ่งค่าแรงดันนี้ควรอยู่ประมาณ ครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยงที่ป้อนให้ โดยที่ค่าของเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณแรงดันที่ขา 1 มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงพอดิ และจะเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงดันเพิ่มขึ้นแต่ถ้าระดับแรงดันนี้เกิดลดลงต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงที่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเช่นกัน แต่ทว่าเฟสที่ได้จะตรงกันข้ามกัน คุณสมบัตินี้เองสามารถนำมาใช้ในการมอดูเลตขนาด (AM) หรือเฟสชิฟท์คีย์ (Phase shift key) ซึ่งจะให้อาต์พุตที่ขา 2 และ 3

เนื่องจากว่าเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซี XR-2206 นั้นต่อกับอินพุตของวงจรถยายที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 นั้น ซึ่งทำให้เกิดบัฟเฟอร์เอาต์พุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม ที่ขา 2 ทำให้เราสามารถที่จะป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่วงจรถยายบัฟเฟอร์ โดยการใช่วงจรแบ่งแรงดัน (Potential divider) หรืออิมพีแดนซ์เข้าที่ขา 3 ได้ โดยเทียบกับกราวด์ ซึ่งคุณสมบัตินี้เองทำให้สามารถควบคุมอัตราขยายด้วยวิธีง่ายๆ ได้

3.1.2 การออกแบบวงจรถายกระแส (Current Driver Circuit)

ในการตรวจหารอยบกพร่องโดยใช้หลักการกระแสไหลวน ตามหลักการที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 แล้วนั้นมีความจำเป็นที่จะต้องจ่ายกระแสให้กับ โพรบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจหารอยบกพร่องของโพรบตรวจสอบ ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรถายกระแสเพื่อเพิ่มค่ากระแสของสัญญาณที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งวงจรถายกระแสที่ใช้งานจริงมีลักษณะวงจรรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรถายกระแส

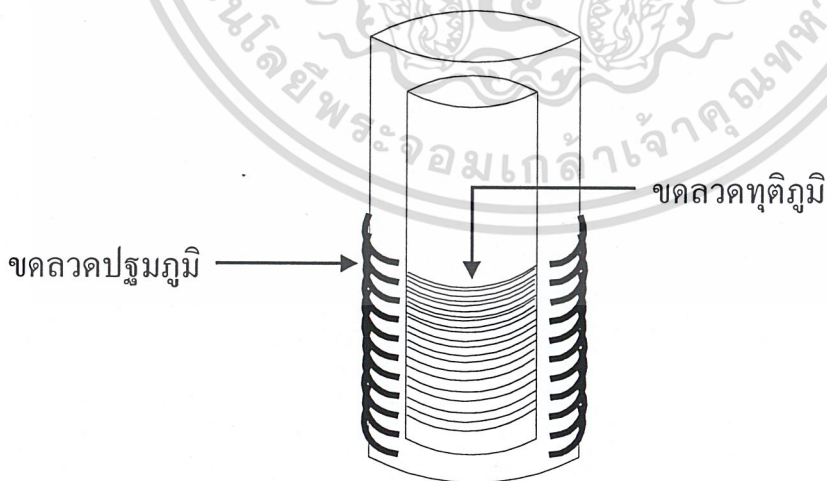
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 วงจรที่ออกแบบนี้ใช้ภาคแรกเป็นวงจรขยายผลต่าง ซึ่งประกอบด้วย Q1 และ Q2 จากนั้นส่งให้กับ Q3 เพื่อให้ Q4 และ Q5 ขับกระแสให้เพิ่มขึ้นระดับหนึ่ง จากนั้นจึงส่งให้กับ Q6 และ Q7 ซึ่งต่อแบบคอมพลิเมนต์ทารี โดยจะให้ผลลัพธ์สำหรับการขับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ จึงสอดคล้องกับอิมพีแดนซ์ของโพรบตรวจสอบ ที่มีโครงสร้างเป็นขดลวดอิมพีแดนซ์ต่ำเช่นเดียวกัน

3.1.3 การออกแบบโพรบตรวจสอบ (Testing Probe)

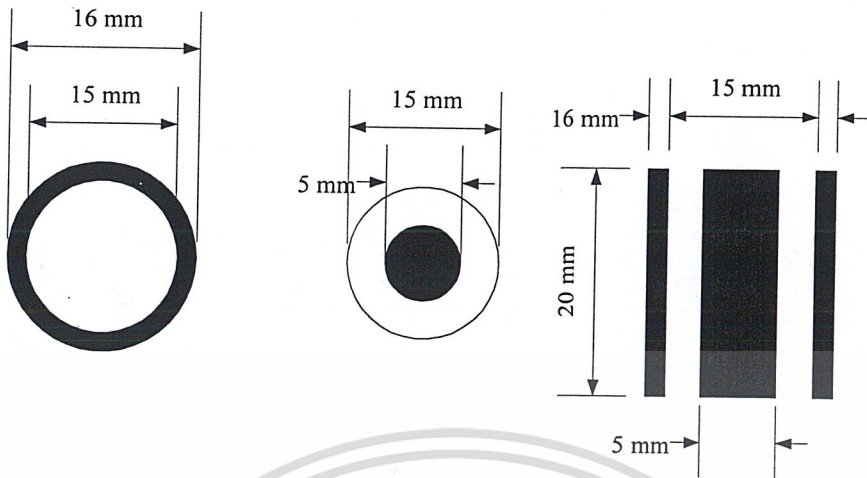
ส่วนนี้เป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งของโครงการ เนื่องจากเสมือนเป็นตัวส่งสัญญาณที่ได้จากผลการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลวน เนื่องจากรอยบกพร่องของชิ้นงานและนำสัญญาณดังกล่าวไปประมวลผลแอมพลิฟายเออร์ จากนั้นนำผลสัญญาณที่ได้ไปประมวลผลโดยคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงผลทางจอภาพของคอมพิวเตอร์และพิมพ์ออกทางเครื่องพิมพ์จากการทำงานในครั้งนี้ได้ทำการออกแบบ และทดลองสร้างโพรบตรวจสอบแบบเซลลูลิ่ง (Self Nulling Probe)

การออกแบบโพรบแบบเซลลูลิ่ง จะประกอบด้วยขดลวดสองชุด โดยทำการจ่ายสัญญาณขายน้ให้กับขดลวดชุดที่ 1 และขดลวดชุดที่ 2 ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณที่ได้จากการตรวจสอบรอยบกพร่อง การพันขดลวดในชุดที่ 1 ใช้ขดลวดเบอร์ 35 พันรอบๆ แกนเฟอร์โรแมกเนติกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 10 มิลลิเมตร จำนวน 180 รอบ และการพันขดลวดชุดที่ 2 ใช้ขดลวดเบอร์ 44 พันรอบๆ แกนอากาศที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.5 มิลลิเมตร เป็นจำนวน 800 รอบ ดังรูป 3.5 และรูปที่ 3.6



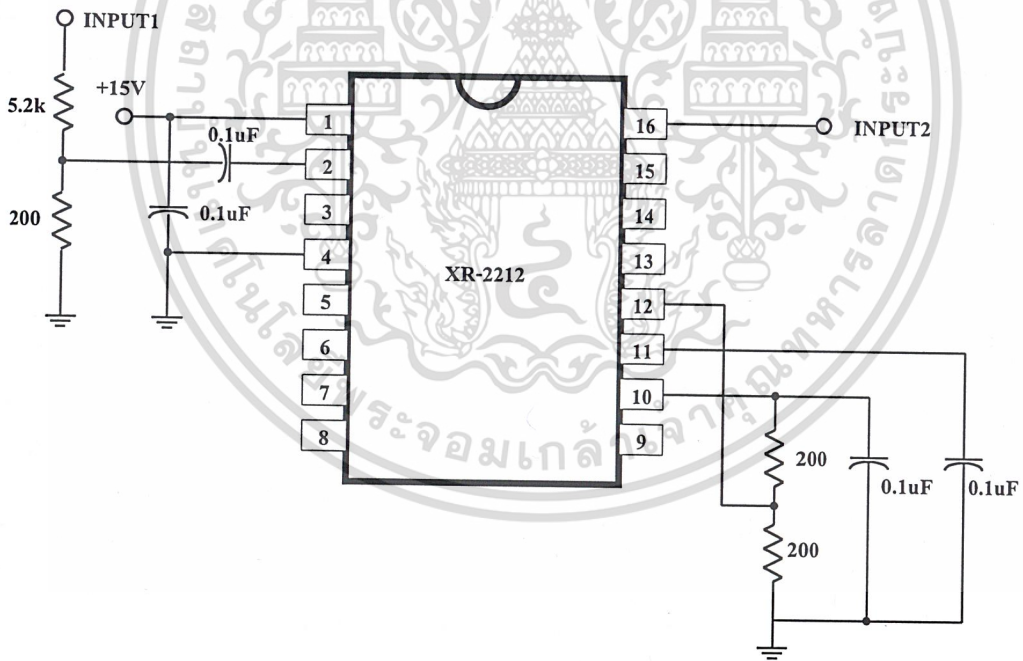
รูปที่ 3.5 โพรบแบบเซลลูลิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของโพรบแบบเชลนูลิ่ง

3.1.4 การออกแบบวงจรเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector Circuit)



รูปที่ 3.7 วงจรเฟสดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเฟสดีเทคเตอร์ในโครงการนี้ ทำหน้าที่หาความแตกต่างเฟสของสัญญาณอินพุตจาก ขดลวดปฐมภูมิเทียบกับเฟสของขดลวดทุติยภูมิของโพรบตรวจสอบ ถ้าสัญญาณอินพุตมีเฟสที่แตกต่างกันจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นคลื่นไซน์ที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงไป สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไป เมื่อมีการตรวจพบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียม ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่เปลี่ยนแปลงไปจะมีระดับต่ำจึงส่งต่อไปยังวงจรขยาย เพื่อให้สัญญาณที่ได้มีค่ามากขึ้น แล้วจึงส่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ไปยัง วงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี ต่อไป

การออกแบบวงจรเฟสดีเทคเตอร์ ในโครงการนี้ใช้ IC สำเร็จรูปเบอร์ XR2212 ซึ่งมีลักษณะของวงจรดังรูปที่ 3.7

การเลือกค่า R และค่า C ในวงจรสามารถคำนวณค่าได้จากสูตรดังต่อไปนี้

การคำนวณค่า R1 จากสูตร

$$R_1 = \frac{1}{(C_1 \times f)} \quad (3.2)$$

เลือกค่า $C_1 = 0.1$ ไมโครฟารัด และความถี่ที่ใช้งาน $f = 1$ กิโลเฮิร์ตซ์

$$R_1 = \frac{1}{(0.1 \mu F \times 1 KHz)}$$

$$R_1 = 10 K\Omega$$

การคำนวณค่า R₂ จากสูตร

$$N \times f = \frac{R_1}{R_2} \quad (3.3)$$

โดยที่

N คืออัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth Ratio)

f คือค่าความถี่

R₁, R₂ คือค่าความต้านทาน

จากตารางในคาต้าลิก เราใช้ค่า $N = 1.5$ จะได้ค่าของ R₂ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 = \frac{R_1}{(N \times f)}$$

แรงดันเอาต์พุตของเฟสดีเทคโอส์ เบอร์ HCF 4046 สามารถคำนวณได้ดังนี้

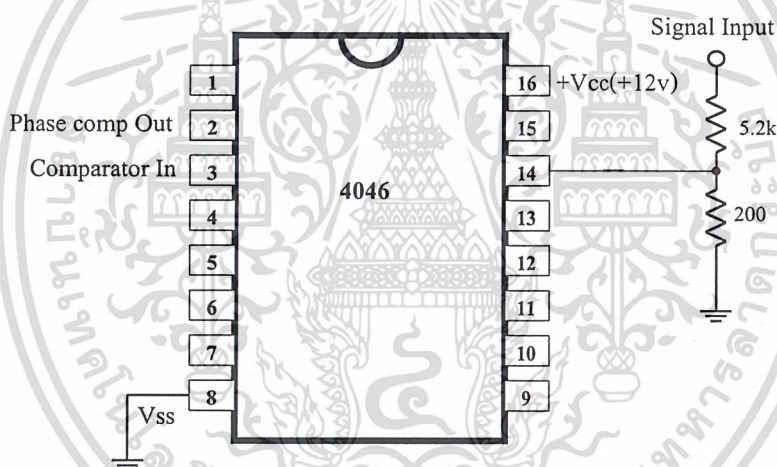
$$V_{dc} = K(\theta_i - \theta_0) \quad (3.4)$$

เมื่อ

V_{dc} มีหน่วยเป็นโวลต์ (V)

θ มีหน่วยเป็นเรเดียน (radian)

K เป็นค่าคงที่



รูปที่ 3.8 วงจรเฟสดีเทคเตอร์ IC เบอร์ 4046

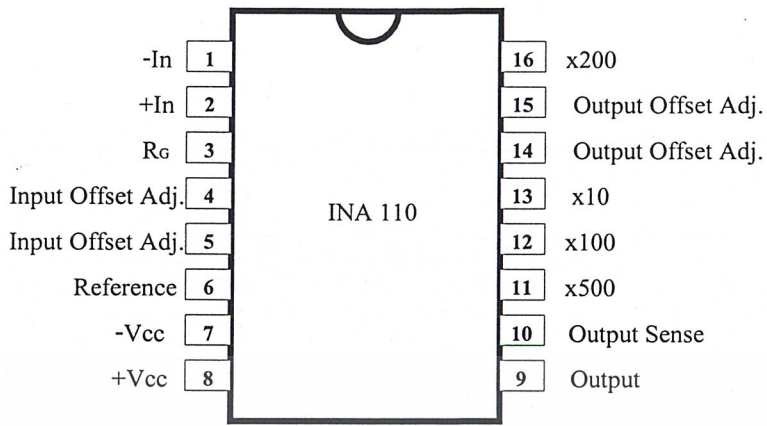
3.1.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแรงดัน (Amplifier Circuit)

วงจรขยายแรงดันในภาคนี้ ใช้สำหรับขยายแรงดันที่ได้จากเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นจากนั้นส่งไปยังวงจรในภาค RMS TO DC เพื่อให้ได้ระดับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่จะต้องนำไปประมวลผลต่อไป

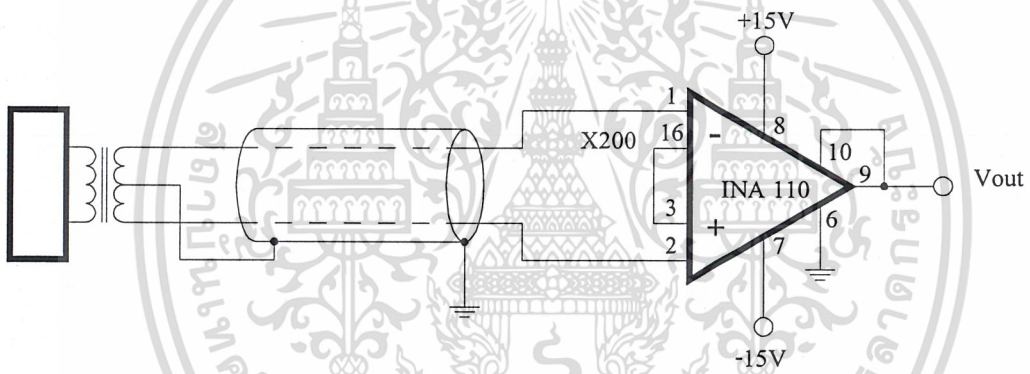
การออกแบบวงจรขยายนี้ ใช้วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส โดยใช้ IC เบอร์ AD 624

Instruments Amplifier

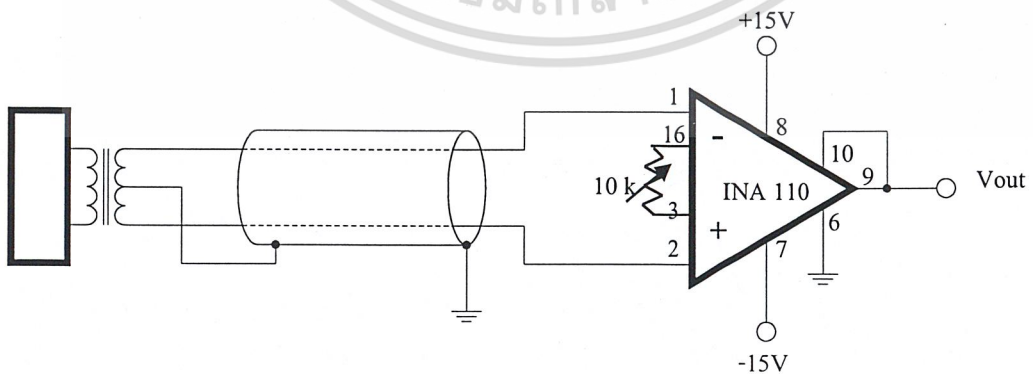
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 รายละเอียดขา IC เบอร์ INA 110 Instrument Amplifier



รูปที่ 3.10 วงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้แกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.10 เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ซึ่งวงจรมีสูตรในการคำนวณหาอัตราขยายแรงดันดังนี้

$$G = \frac{40,000}{VR} + 1 \quad (3.5)$$

ดังนั้นในการออกแบบจึงใช้ R_g เป็น VR 10 K ใช้ในการเลือกเกณฑ์การขยาย สมมติเราต้องการขยาย 20 เท่า

$$G = \frac{40,000}{2.105} + 1$$

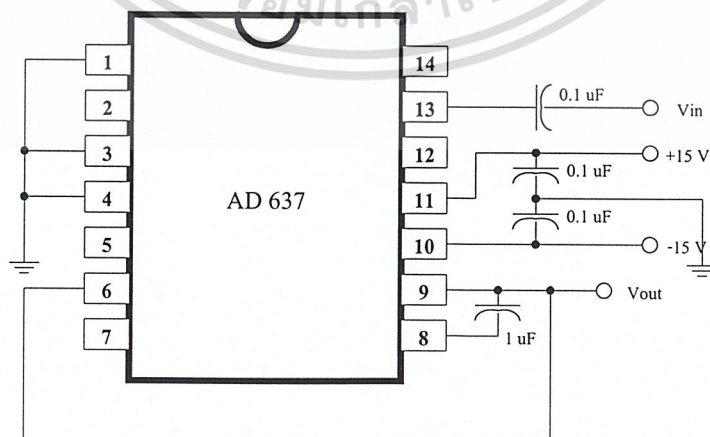
$$G = 20 \pm 20\%$$

วงจรที่ใช้ในการออกแบบได้ออกแบบให้ Instruments Amplifier สามารถเลือกเกณฑ์การขยายได้หลายๆ เกณฑ์ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ 1 ถึง 5 โวลต์

3.1.6 การออกแบบวงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี (RMS TO DC Circuit)

วงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี ในโครงการนี้ ทำหน้าที่แปลงสัญญาณคลื่นซายน์จากวงจรเฟสดีเทคเตอร์ให้เป็นระดับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงโดยสัญญาณที่เอาต์พุตจะออกมาเป็นระดับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง และส่งสัญญาณที่ได้ไปยังวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล

การออกแบบวงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี ในโครงการนี้ใช้ IC เบอร์ AD 637 ซึ่งมีลักษณะของวงจรดังรูปที่ 3.12



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.12 วงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

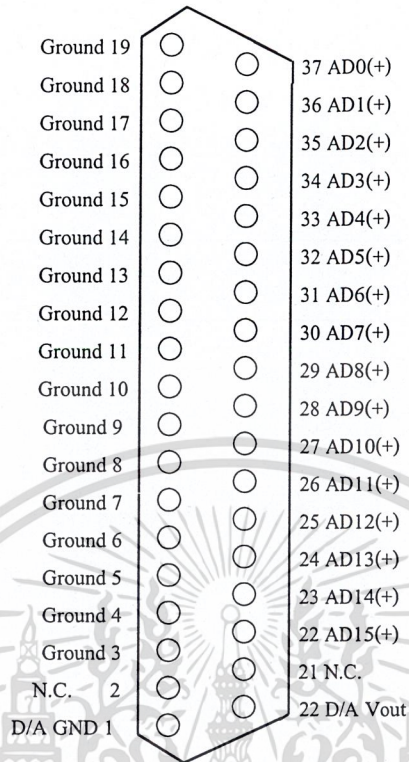
3.1.7 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

ในโครงการนี้ ได้ใช้การประมวลผลทางแอนะล็อกร่วมกับการประมวลผลโดยเครื่องคอมพิวเตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล มีขนาด 8 บิต ในวงจรที่ใช้งานจริงได้ เลือกใช้การ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล รุ่น PA-CP12 เพราะพบว่าการเปลี่ยนของสัญญาณเอาต์พุตจากโพรบตรวจสอบค่าที่น้อยมาก จึงจำเป็นต้องเลือกใช้การ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งมีการทำงานในรูปที่ 3.14 และมีคุณสมบัติดังนี้

Resolution	12 Bits
Input Channel	16 Channel (Single-Ended)
Input Voltage Range	-5 V TO +5 V, -10 V TO +10 V 0 V TO +5 V, 0 V TO +10 V
Accuracy	2 Bits
Conversion Time	200 μ s, 5 KHz
Over Voltage	35 V
Conversion Method	S/W Trig External Clock Trig Internal 8253/8254 Timer Trig
Connector	37 Pin D-Type Mate Connector

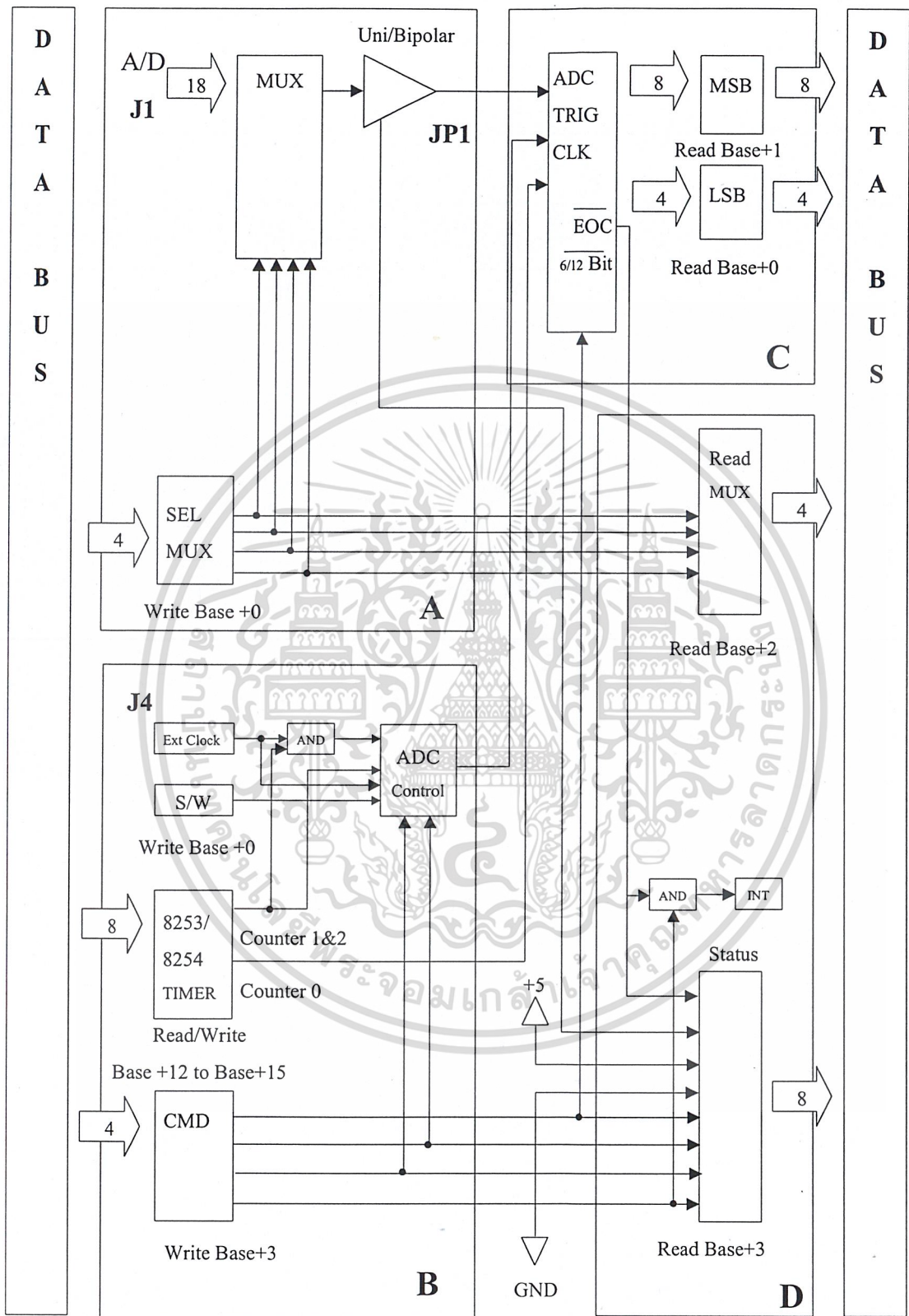
ลักษณะการต่อ Connector DB-25 มีรายละเอียดดังรูปที่ 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 การต่อสัญญาณจากการ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (ADC)

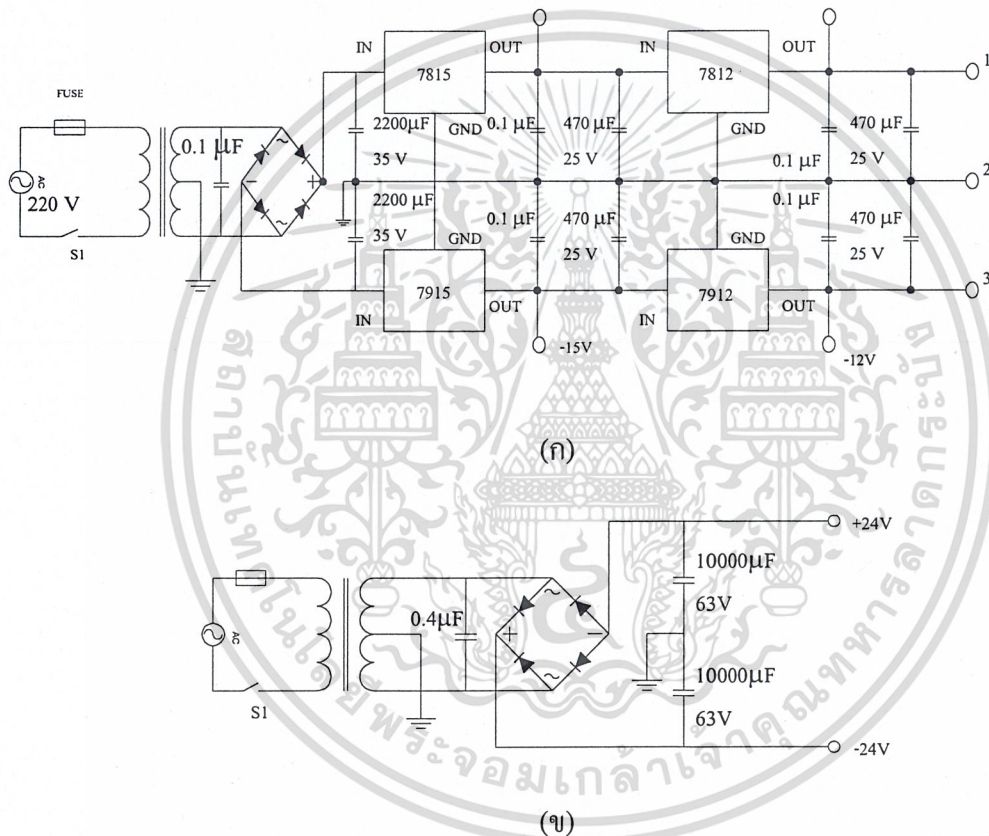
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.14 การทำงานของการ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ระเบียบข้อนี้เป็นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.8 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะใช้ IC ตระกูล 78xx และ 79xx ซึ่งเป็น IC ที่ทำหน้าที่เป็นตัวรักษาระดับแรงดัน ในโครงงานนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 3 ชุด ชุดแรกใช้ระดับแรงดัน +15 V และ -15 V ซึ่งใน IC เบอร์ 7815 และ 7915 ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดัน ในชุดที่ 2 ใช้ระดับ +12 V และ -12 ซึ่งใน IC เบอร์ 7805 และ 7905 ในชุดที่ 3 ใช้ระดับแรงดัน +24 V และ -24V โดยนำมาต่อใช้งานดังรูปที่ 3.15 (ก) และ (ข)



รูปที่ 3.15 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงการสร้างและการออกแบบ เครื่องตรวจหารอยบกพร่องของ อะลูมิเนียม โดยใช้วิธีกระแสไหลวนไปแล้ว เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองและทดสอบ เครื่อง โดยการทดลองและทดสอบเครื่องได้แยกเป็นการทดสอบฮาร์ดแวร์และทดสอบโดยรวมทั้ง ระบบผลการทดลองสามารถวัดได้จากออสซิลโลสโคปและจอภาพแสดงผลของคอมพิวเตอร์

4.1 การทดลองและทดสอบโพรบแบบเซนจูลิ่ง

4.1.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. โพรบแบบเซนจูลิ่งตัวที่ 1 ส่วนของโพรบตรวจสอบใช้ขดลวดเบอร์ 35 พันรอบแกน เฟอร์ไรต์แกนคิกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 11 มิลลิเมตร จำนวน 300 รอบ เป็นขดลวดปฐมภูมิที่ใช้ขด ลวดเบอร์ 44 พันรอบแกนจำนวน 800 รอบ เป็นขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 4.1 และ 4.2

2. โพรบแบบเซนจูลิ่งตัวที่ 2 ส่วนของโพรบตรวจสอบใช้ขดลวดเบอร์ 35 พันรอบแกน เฟอร์ไรต์แกนคิกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 10 มิลลิเมตร หนา 1 มิลลิเมตร จำนวน 300 รอบ เป็นขด ลวดปฐมภูมิที่ใช้ขดลวดเบอร์ 45 พันรอบแกนจำนวน 1200 รอบ เป็นขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งมีลักษณะ ดังรูปที่ 4.1 และ 4.2

3. โพรบแบบเซนจูลิ่งตัวที่ 3 ส่วนของโพรบตรวจสอบใช้ขดลวดเบอร์ 35 พันรอบแกน เฟอร์ไรต์แกนคิกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 12 มิลลิเมตร จำนวน 350 รอบ เป็นขดลวดปฐมภูมิที่ใช้ขด ลวดเบอร์ 45 พันรอบแกนจำนวน 2000 รอบ เป็นขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 4.1 และ 4.2

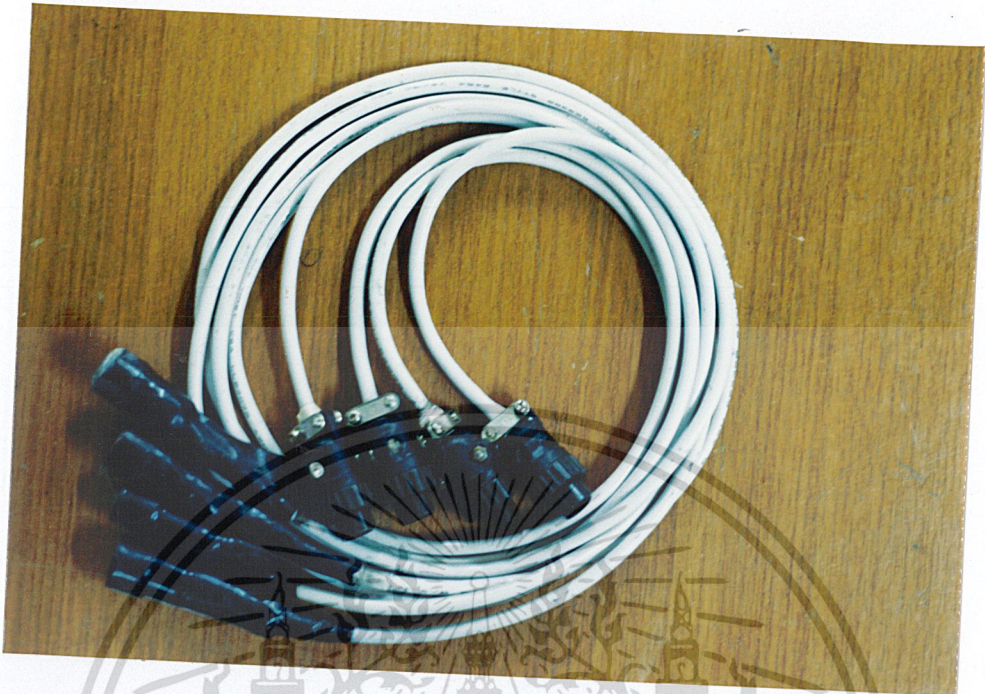
4. โพรบแบบเซนจูลิ่งตัวที่ 4 ส่วนของโพรบตรวจสอบใช้ขดลวดเบอร์ 35 พันรอบแกน เฟอร์ไรต์แกนคิกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 10 มิลลิเมตร จำนวน 600 รอบ เป็นขดลวดปฐมภูมิที่ใช้ขด ลวดเบอร์ 45 พันรอบแกนจำนวน 2500 รอบ เป็นขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 4.1 และ 4.2

2. วงจรขับกระแส

3. ชิ้นงานทดสอบที่เป็นแผ่นอะลูมิเนียมดังรูปที่ 4.3

4. ออสซิลโลสโคป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

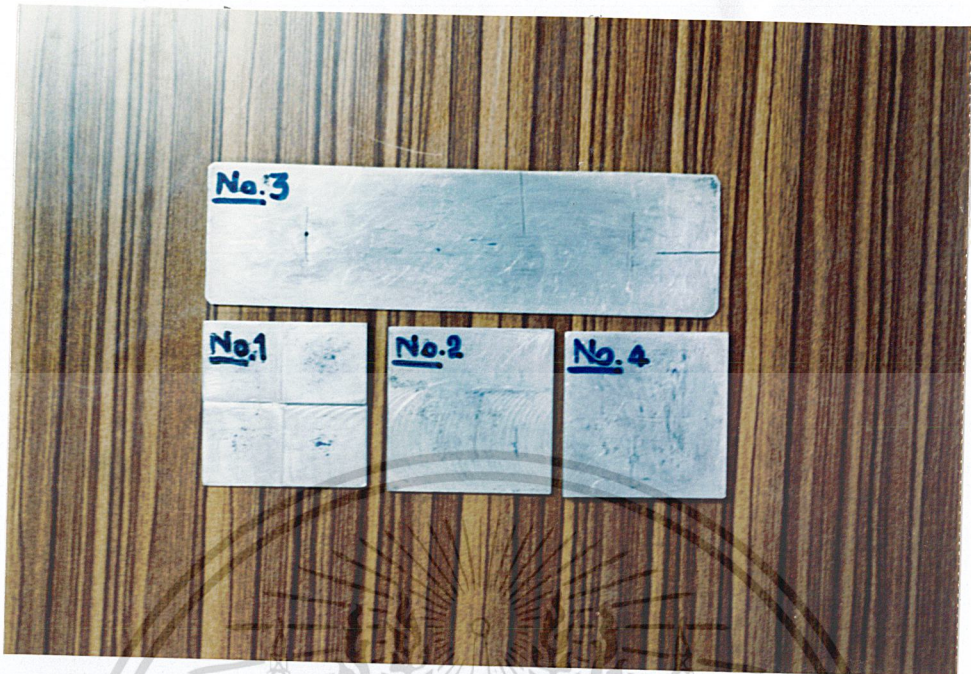


รูปที่ 4.1 โพรบแบบเซลลูลิ่งทั้ง 4 ตัว



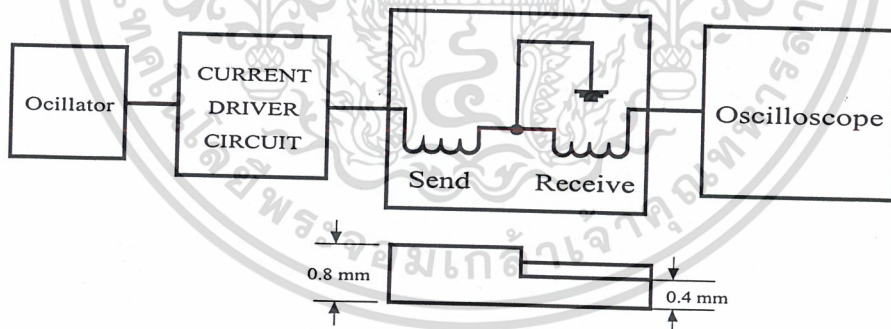
รูปที่ 4.2 โพรบแบบเซลลูลิ่งทั้ง 4 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แผ่นอะลูมิเนียมที่เป็นชิ้นงานทดสอบ

4.1.2 ลำดับขั้นตอนการทดลอง



รูปที่ 4.4 การตรวจความหนาของชิ้นงาน

1. ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ขนาด 300 มิลลิโวลต์เข้าที่อินพุตของวงจรขับกระแส
2. นำเอาต์พุตของวงจรขับกระแสมาป้อนเข้าที่ขดลวดปฐมภูมิของโพรบ
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณผ่านวงจรเออาร์เอ็มเอส ทู ดีซี ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. นำโพรบตัวที่ 1 ไปวางบนชิ้นงานทดสอบชิ้นที่ 1 ที่มีความหนา 0.2 มิลลิเมตร, 0.4 มิลลิเมตร, 0.6 มิลลิเมตรและ 0.8 มิลลิเมตร และทำการเลื่อนโพรบไปมาบนชิ้นงานทดสอบสังเกตการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เกิดขึ้น เมื่อโพรบตรวจสอบเคลื่อนที่ผ่านชิ้นงานที่มีความหนาแตกต่างกันดังรูปที่ 4.3

5. บันทึกผลการทดลอง

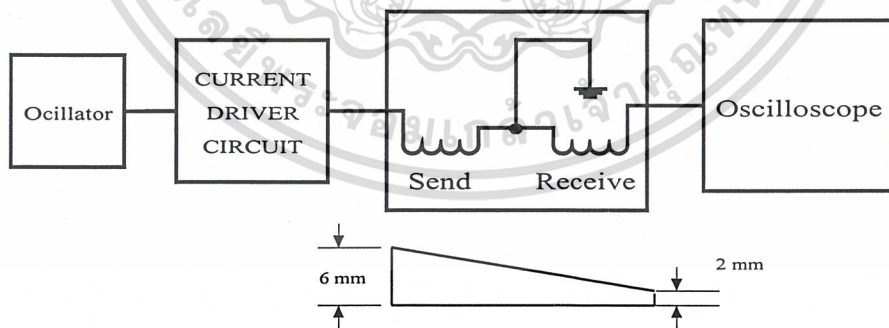
6. ทำการเปลี่ยนโพรบในข้อที่ 4 เป็น โพรบที่ 2, 3, และ 4 ตามลำดับ ทำการทดลองตามลำดับชั้นจากข้อ 2 ถึงข้อ 5

7. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณผ่านวงจรเฟสดีเทคเตอร์ และผ่านวงจรอาร์เอ็มเอส ทู ดีซี ทำการทดลองตามลำดับจากข้อที่ 4 ถึงข้อที่ 6

8. ทำการเปลี่ยนชิ้นงานทดสอบที่มีความหนาเป็นชิ้นงานทดสอบที่มีความลาดเอียงขนาด 2 มิลลิเมตรและ 6 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.4 ทำการทดลองเหมือนกับชิ้นงานที่มีความหนา

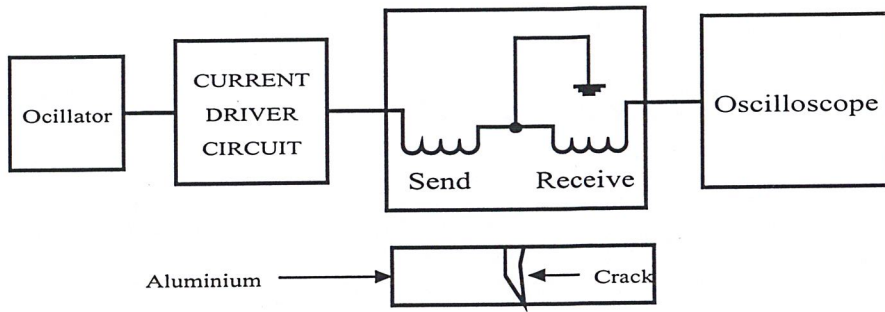
9. ทำการเปลี่ยนชิ้นงานทดสอบที่มีความลาดเอียง เป็นชิ้นงานทดสอบที่มีรอยบัพร่องขนาดต่างๆ ดังรูปที่ 4.5 ทำการทดลองเหมือนกับชิ้นงานที่มีความหนา และวัดแรงดันเอาต์พุตขณะที่โพรบวางอยู่บนชิ้นงานที่ไม่มีรอยบัพร่องด้วย

10. ทำการเปลี่ยนชิ้นงานทดสอบที่มีรอยบัพร่องเป็นชิ้นงานทดสอบที่มีช่องว่างอากาศภายในขนาดต่างๆ ดังรูปที่ 4.6 ทำการทดลองเหมือนกับชิ้นงานที่มีรอยบัพร่อง

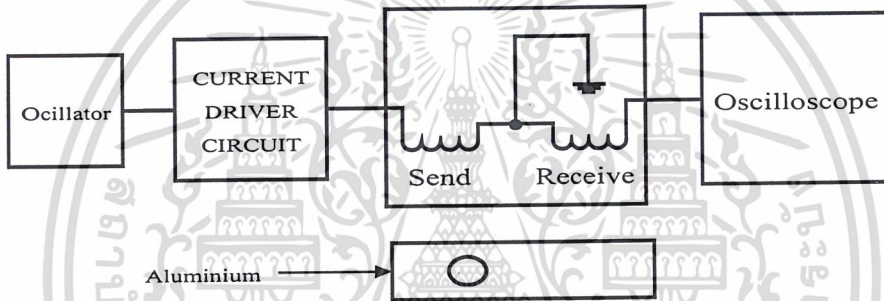


รูปที่ 4.5 การตรวจความลาดเอียงของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 การตรวจรอยรอกพร่องของชิ้นงาน



รูปที่ 4.7 การตรวจช่องว่างภายในอากาศของชิ้นงาน

ตารางที่ 4.1 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีความหนาแตกต่างกัน

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงานความหนา			
		0.2 มม.	0.4 มม.	0.6 มม.	0.8 มม.
1	300	1.48	1.38	1.32	1.28
2	300	1.10	0.97	0.88	0.86
3	300	1.52	1.38	1.26	1.26
4	300	1.42	1.30	1.22	1.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟส ของการตรวจชิ้นงานที่มีความหนาแตกต่างกัน

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงานความหนา			
		0.2 มม.	0.4 มม.	0.6 มม.	0.8 มม.
1	300	2.16	2.06	1.97	1.93
2	300	1.96	1.80	1.62	1.56
3	300	2.23	2.15	2.07	2.04
4	300	2.19	2.10	1.99	1.97

ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีความลาดเอียง

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงานลาดเอียง	
		2 มม.	6 มม.
1	300	1.43	1.35
2	300	1.04	0.94
3	300	1.4	1.30
4	300	1.32	1.22

ตารางที่ 4.4 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟส ของการตรวจชิ้นงานที่มีความลาดเอียง

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงานลาดเอียง	
		2 มม.	6 มม.
1	300	2.06	2.02
2	300	1.81	1.62
3	300	2.18	2.13
4	300	2.14	2.06

ตารางที่ 4.5 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีรอยบกพร่อง

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงาน	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะผ่านรอยบกพร่อง(มม.xmm.)		
			0.5x10	0.25x10	0.5x2
		2			
1	300	1.40	1.57	1.53	1.40
2	300	1.03	1.34	1.32	2.09
3	300	1.43	2.43	2.02	1.61
4	300	1.35	1.96	1.93	1.44

ตารางที่ 4.6 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟสของการตรวจชิ้นงานที่มีรอยบกพร่อง

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงาน	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะผ่านรอยบกพร่อง(มม.xmm.)		
			2 มม.	0.5x10	0.25x10
1	300	2.18	2.26	2.23	2.06
2	300	1.82	2.24	2.20	1.97
3	300	2.13	2.31	2.28	2.21
4	300	2.06	2.26	2.24	2.14

ตารางที่ 4.7 ค่าแรงดันเอาต์พุตของการตรวจชิ้นงานที่มีช่องว่างอากาศภายในชิ้นงาน

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงาน	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะผ่านช่องว่าง (มม.xmm.xmm.)	
			3x45x3	2x45x4
		2 มม.		
1	300	1.19	1.3	1.37
2	300	0.8	0.92	0.97
3	300	1.21	1.27	1.34
4	300	1.31	1.23	1.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากการต่างเฟสของการตรวจชิ้นงานที่มีช่องว่างอากาศภายในชิ้นงาน

โพรบ	แรงดันอินพุต (mV) ความถี่ 1 kHz	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะวางบนชิ้นงาน	แรงดันเอาต์พุต (V) ขณะผ่านช่องว่าง (มม. x มม. x มม.)	
			3x45x3	2x45x4
		2 มม.		
1	300	1.87	1.89	1.92
2	300	1.41	1.50	1.58
3	300	1.94	1.95	1.99
4	300	1.92	1.93	1.96

จากการทดลอง ทดสอบที่พื้นด้วยจำนวนรอบที่แตกต่างกันและขนาดของแกนเหล็กของโพรบที่แตกต่างกัน พบว่าโพรบที่จะสามารถ ตรวจหารอยบกพร่องได้ดีและมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงนั้น ขดลวดของโพรบจะต้องมีขนาดเล็กแต่พื้นด้วยจำนวนรอบมาก โดยที่ขดลวดโพรบทางด้านขดส่ง พื้นด้วยแกนเหล็ก ด้วยลวดเบอร์ AWG 35 และขดลวดโพรบทางด้านขดรับพื้นด้วยแกนอากาศ ลวดเบอร์ AWG 45 และขนาดความหนาของแกนเหล็กจะต้องมีขนาดความหนาประมาณขนาดของขดลวดทางด้านขดส่ง ซึ่งอัตราส่วนของการพันโพรบ 1 ต่อ 6 จากการพันโพรบที่ใช้ทดสอบ ได้พันลวดบนแกนเหล็ก 600 รอบ และพันลวดทางด้านขดรับจำนวน 2400 รอบ เป็นโพรบตรวจสอบ จากการทดลองได้โพรบตัวที่ 4 ที่นำมาใช้งานจริงในโครงการ

4.2 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์

ในโครงการนี้ได้เลือกใช้ IC สำเร็จรูปเบอร์ XR 2212 ในวงจรเฟสดีเทค และได้ใช้ IC เบอร์ AD 637 ในวงจร RMS TO DC ซึ่งมีลักษณะการต่อใช้งานตามรูปที่ 4.4 และได้ทำการทดลองร่วมกับโพรบแบบเซลลูลิ่งตามลำดับขั้นการทดลองดังนี้

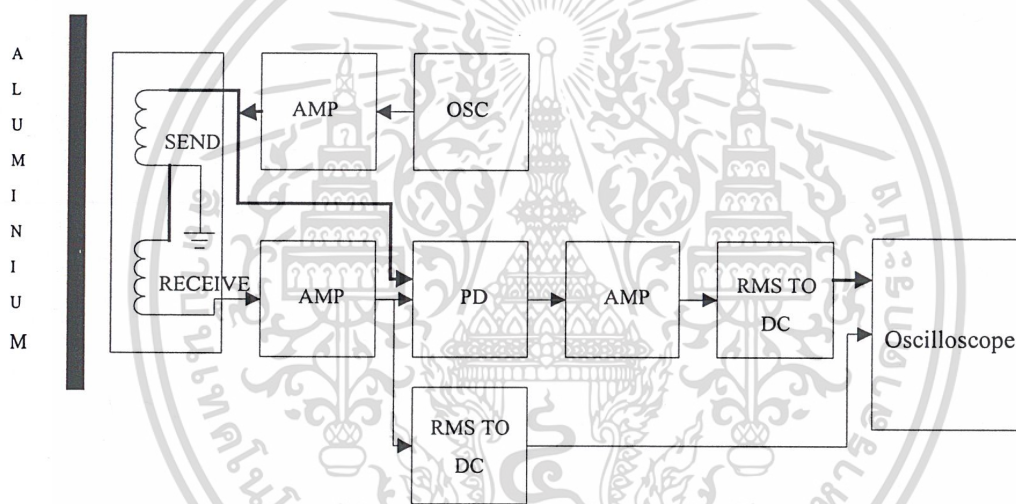
4.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. โพรบแบบเซลลูลิ่ง
2. วงจรขับกระแส , วงจรเฟสดีเทคเตอร์ , วงจร RMS TO DC
3. ชิ้นงานทดสอบที่เป็นแผ่นอะลูมิเนียมดังรูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ภายใต้การคุ้มครองทางปัญญา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ลำดับขั้นการทดลอง

1. ป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ขนาด 500 มิลลิโวลต์เข้าที่อินพุตของวงจรขับกระแส
2. นำเอาต์พุตของวงจรขับกระแสมาป้อนเข้าที่ขดลวดปฐมภูมิของโพรบ
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ
4. นำโพรบไปวางบนชิ้นงานทดสอบ และทำการเลื่อนโพรบไปมาบนชิ้นงานทดสอบ สังเกตการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เกิดขึ้น เมื่อโพรบตรวจสอบเคลื่อนที่ผ่านรอยบกพร่องของชิ้นงานทดสอบ ดังรูปที่ 4.3
5. บันทึกผลการทดลอง

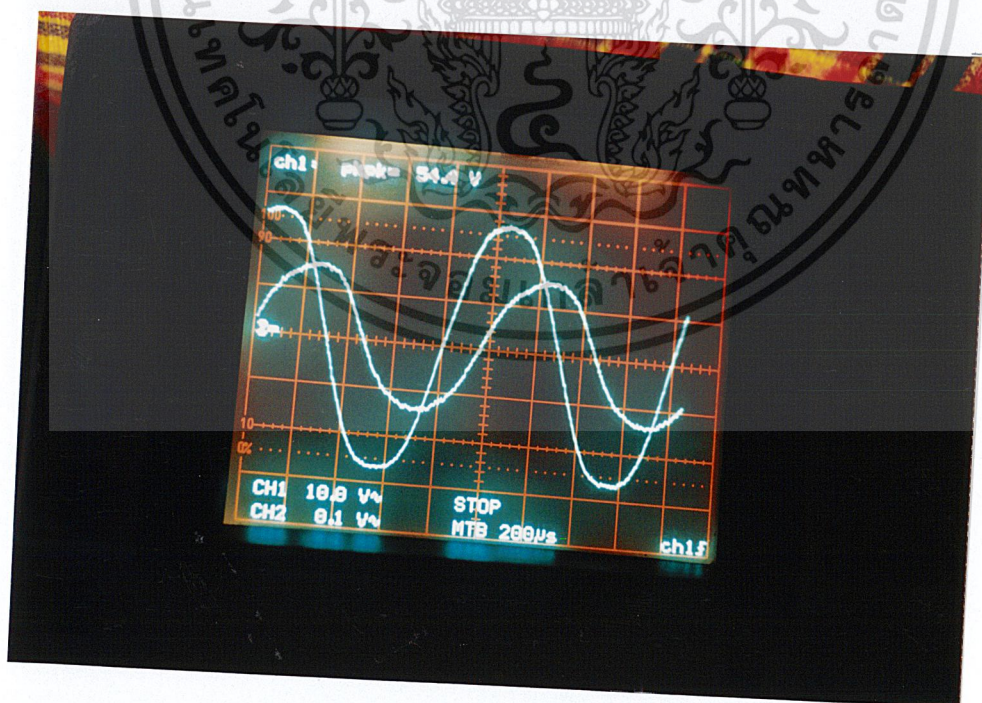


รูปที่ 4.8 การทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

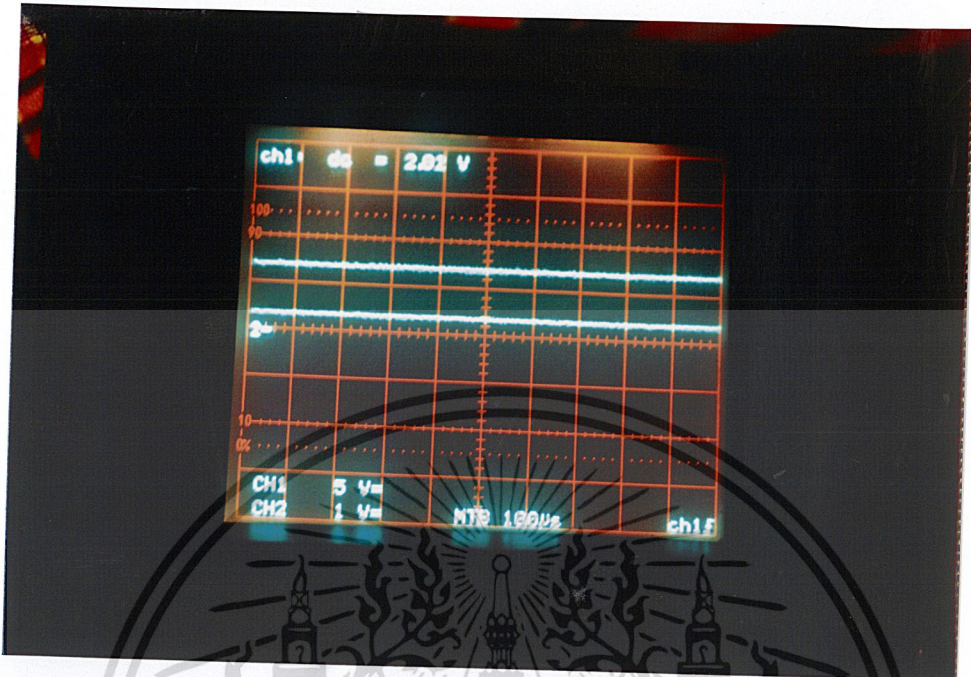


รูปที่ 4.9 สัญญาณอินพุต (Ch1) และเอาต์พุต (Ch 2) ที่ออกจากโพรบ

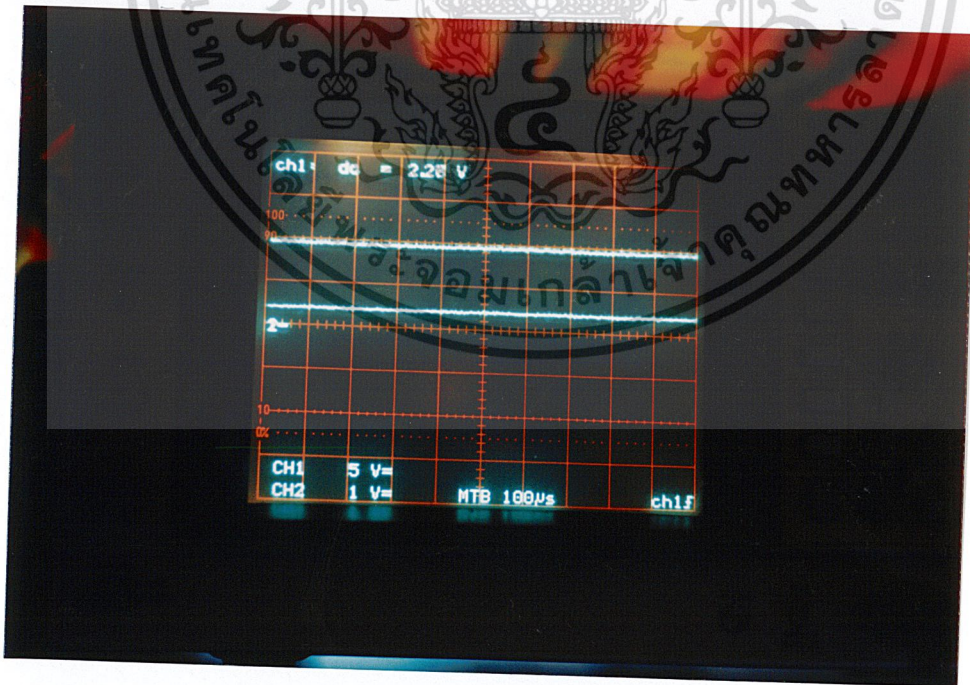


รูปที่ 4.10 สัญญาณอินพุต (Ch1) และเอาต์พุต (Ch 2) ที่เกิดจากการต่างเฟส

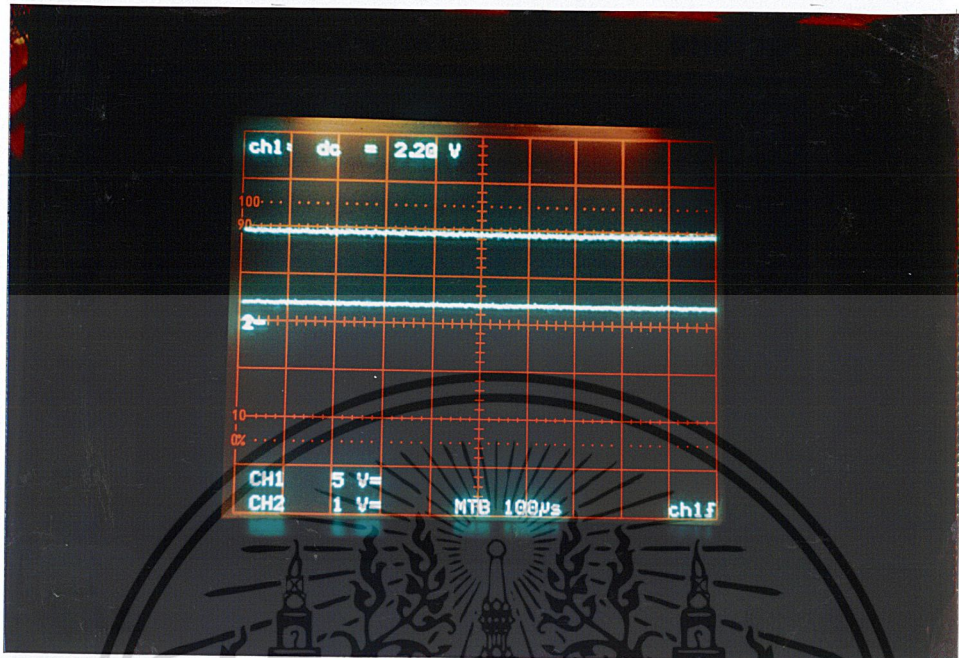
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



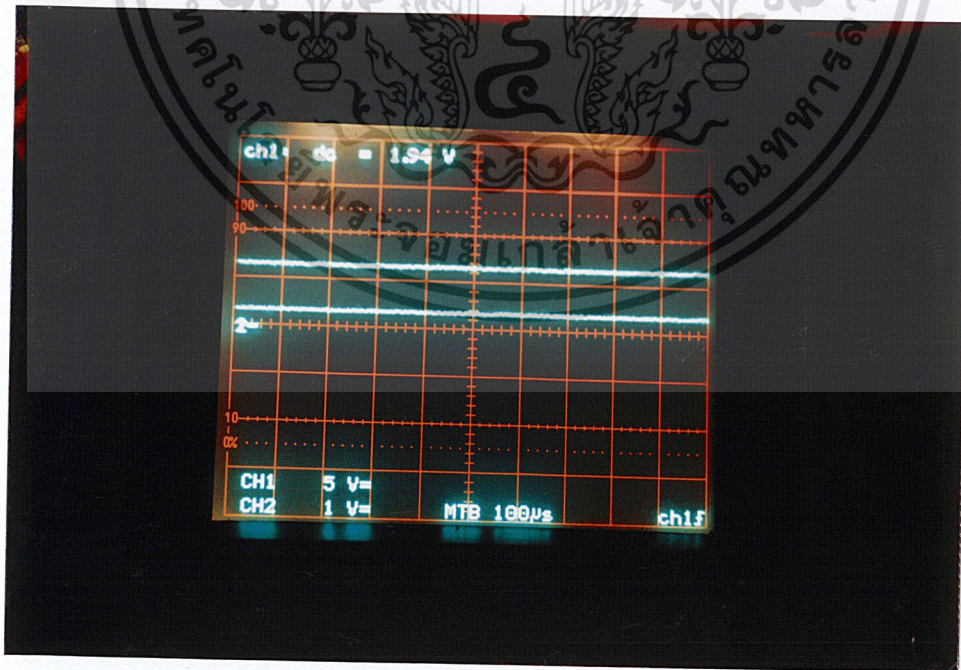
รูปที่ 4.11 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลขที่ 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 4.12 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลขที่ 2
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



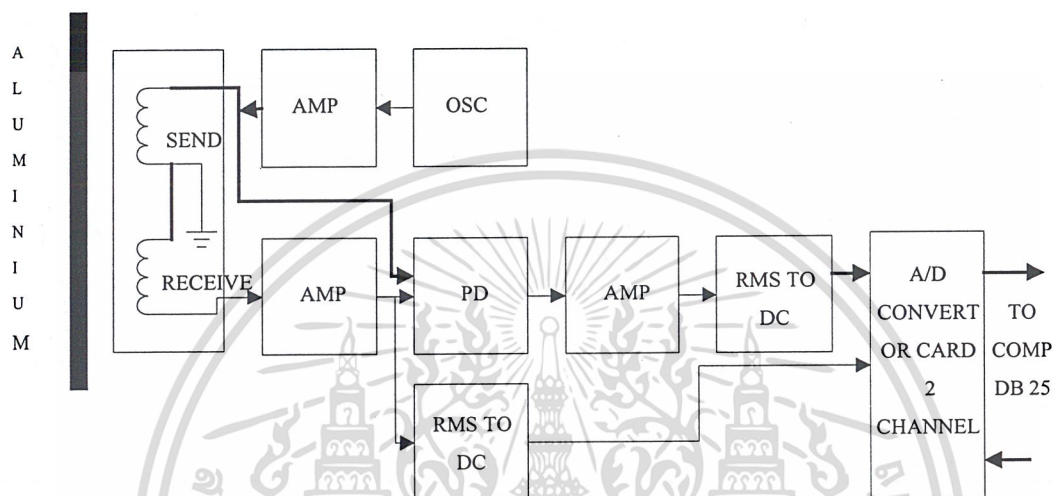
รูปที่ 4.13 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลขที่ 3



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 4.14 ผลการทดลองฮาร์ดแวร์กับชิ้นงานทดสอบหมายเลขที่ 4 ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองทั้งระบบ

ในส่วนของการทดลองทั้งระบบนี้ เป็นการทดลองฮาร์ดแวร์ร่วมกับซอฟต์แวร์ ของเครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน โดยมีการทำงานดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.15 บล็อกโคอะแกรมการทดลองทั้งระบบ

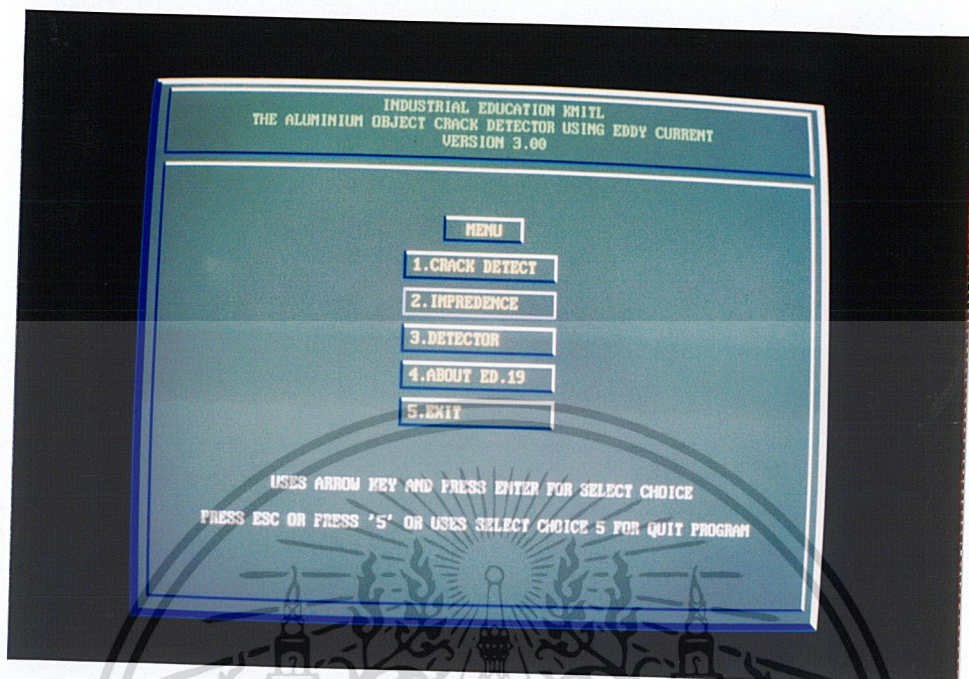
ในส่วนของโปรแกรมนั้นใช้ Microsoft Visual C++ ในการเขียนโปรแกรม เครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการทดลองมีลักษณะดังนี้ 486 DX2-66 ใช้จอโมเดิร์นสี พื้นที่เก็บข้อมูลประมาณ 510 เมกกะไบต์

ในการทดลองส่วนของซอฟต์แวร์ นั้นจะนำสัญญาณที่วัดได้จากการทดลองฮาร์ดแวร์มาให้กับการ์ดแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิทัล ซึ่งเป็นการ์ดอินเตอร์เฟสเพื่อนำสัญญาณไปแสดงผล ดังรูปที่ 4.15

4.3.1 การทดลองใช้งานโปรแกรม

สามารถเข้าโปรแกรมได้โดยการเรียกไฟล์ MENSUREAL.EXE เพื่อใช้โปรแกรมและสามารถทำการเลือกฟังก์ชันการใช้งานได้โดยง่าย ซึ่งจะมีลักษณะรายละเอียดของเมนูเป็นดังรูปที่ 4.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 ลักษณะหน้าจอหลังเรียกโปรแกรม

การใช้งานเมนู CRACK DETECTOR ใช้เมื่อเริ่มทำการตรวจสอบหารอยบกพร่องของชิ้นงานทดสอบจำเป็นต้องกดเป็นตัวอักษร B เป็นการสั่งให้โปรแกรมทำงาน และต้องกดเป็นตัวอักษร C เป็นการ CALIBRATE สัญญาณอ้างอิง สำหรับเป็นตัวอักษร R ใช้เมื่อต้องเริ่มทำการตรวจสอบใหม่ และสามารถบันทึกข้อมูลที่ต้องการได้โดยการกดเป็นตัวอักษร S ซึ่งได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.16

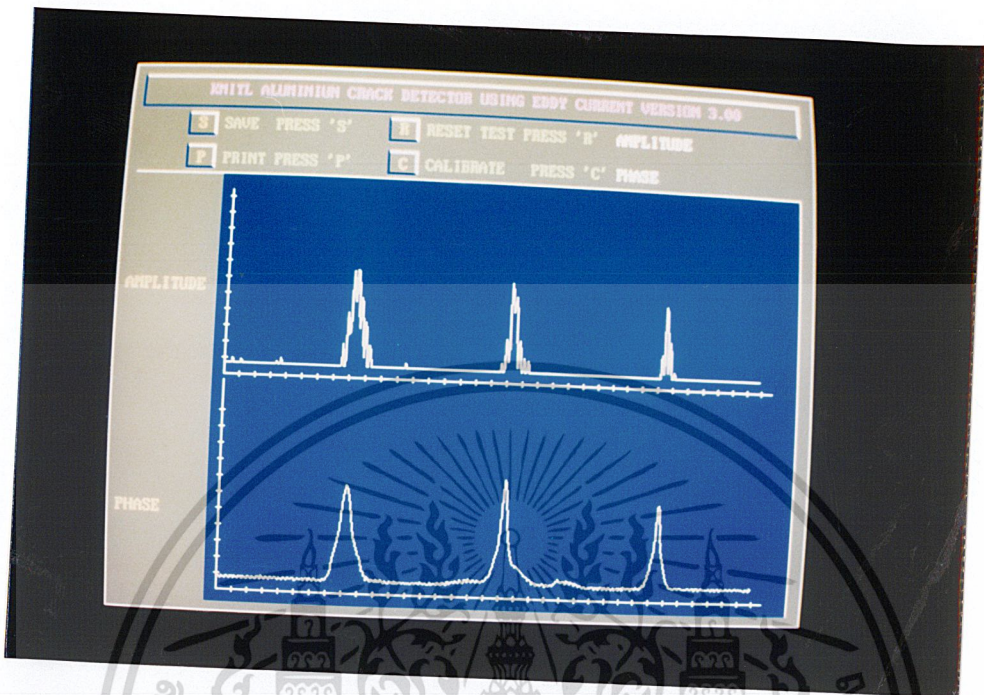
การใช้งานเมนู VECTOR IMPEDANCE เมื่อเริ่มทำการตรวจวัดกับชิ้นงานจะได้ค่าของแรงดันที่เปลี่ยนจากแอนะล็อกเป็นดิจิตอล แล้วนำไปเข้าสมการเพื่อที่เปลี่ยนเป็นค่าของอิมพีแดนซ์เพื่อที่ใช้ในการแสดงผลของโปรแกรมดังรูปที่ 4.17

การใช้งานเมนู DETECTOR เมื่อเริ่มทำการตรวจวัดกับชิ้นงานจะได้ค่าของแรงดันที่เปลี่ยนจากแอนะล็อกเป็นดิจิตอลและจะนำค่าที่ได้ออกมาแสดงผลของโปรแกรม

การใช้งานเมนู ABOUT จะเป็นการสั่งให้โปรแกรมที่ใช้ในการเลือกผู้จัดทำและอาจารย์ที่ปรึกษา เพื่อเราเลือกเมนูนี้ก็จะทำให้ได้การแสดงผลของโปรแกรมดังรูปที่ 4.18

การใช้งานเมนู EXIT จะเป็นการสั่งให้โปรแกรมที่ใช้ในการออกจากโปรแกรมเมนูหลัก เพื่อออกไปสู่สถานะในการทำงานเตรียมพร้อมของคอมพิวเตอร์ในการใช้งานอย่างอื่นต่อไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

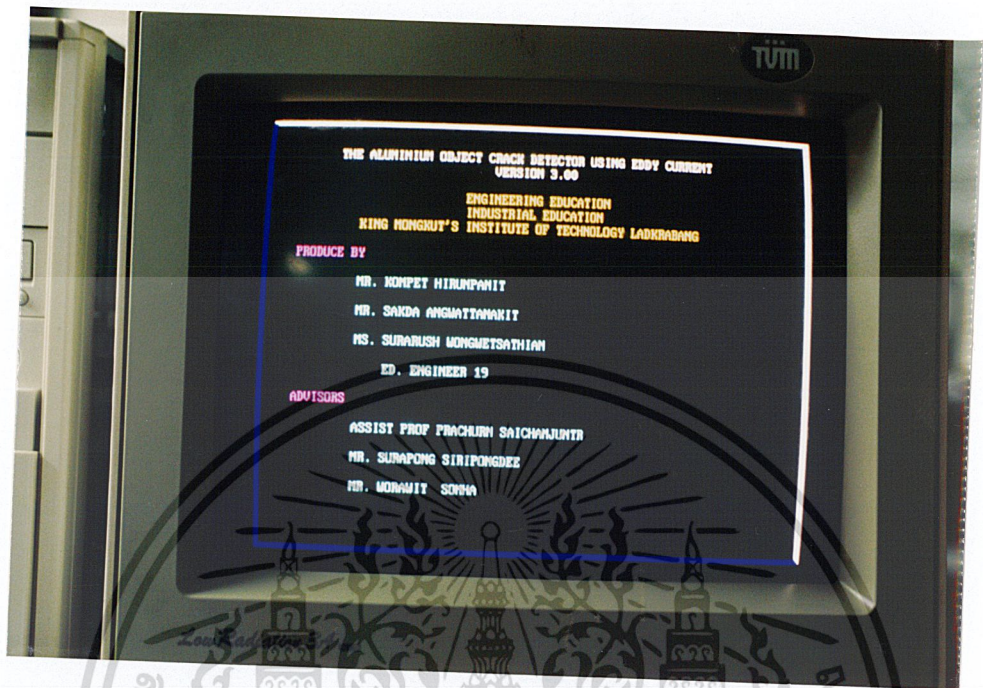


รูปที่ 4.17 การใช้งานฟังก์ชัน CRACK DETECTOR



รูปที่ 4.18 การใช้งานฟังก์ชัน IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 การใช้งานฟังก์ชัน ABOUT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไขและพัฒนา

5.1 บทสรุป

การจัดทำเครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียม ในปริภูมิตั้งขึ้นในรูปของชิ้นงาน เพื่อศึกษาหลักการของกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นบนผิวของโลหะ เพื่อจะใช้วิธีนี้ตรวจสอบคุณสมบัติของอะลูมิเนียม เช่น ความหนา,รอยบกพร่อง,รอยร้าว เป็นต้น โดยในโครงการนี้เราใช้อะลูมิเนียมที่มีความหนาตั้งแต่ 2 มิลลิเมตร ถึง 6 มิลลิเมตร ซึ่งสามารถตรวจหารอยบกพร่องของชิ้นงานทดสอบที่เป็นอะลูมิเนียม และมีความลึกผิวประมาณ 2.88 มิลลิเมตร โดยใช้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เป็น 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเราลดความถี่ดังกล่าวก็จะสามารถตรวจหารอยบกพร่องภายใต้ผิว (Sub Surface) ของอะลูมิเนียมได้เพิ่มขึ้น ถ้าเราเพิ่มความถี่ขึ้นก็จะได้ความลึกของผิวอะลูมิเนียมลดลง ในการทดลองเราได้ใช้อะลูมิเนียมที่ได้ทำการตัดให้เป็นรอยแยก เพื่อจำลองให้เป็นลักษณะของรอยแยก ผลที่ได้คือ เมื่อโพรบเลื่อนมาตรงตำแหน่งที่มีรอยแตกจะพบว่า มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและเฟสเกิดขึ้น ซึ่งเห็นความแตกต่างได้อย่างชัดเจน จากนั้นนำค่าที่เป็นผลลัพธ์ออกมาเข้าสมการเพื่อที่จะทำการเปลี่ยนค่าให้ได้ออกมาเป็นอิมพีแดนซ์ แล้วจึงนำค่าที่ได้ไปทำการพล็อตออกมาเป็นการแสดงผลการตรวจสอบของรอยบกพร่องโดยใช้ค่าของอิมพีแดนซ์มาใช้ในการแสดงผล โดยที่เราจะรู้ได้จากความสัมพันธ์ที่ว่าแรงดันมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อตรวจพบรอยบกพร่องก็จะทำให้ค่าของอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปด้วย ในกรณีของรอยบกพร่องที่มีลักษณะเป็นวงกลมที่ขนาดเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของโพรบ ก็จะทำให้ความไวในการวัดลดลง ส่วนการตรวจสอบความหนาของอะลูมิเนียม ถ้ามีความหนาที่แตกต่างกันระดับแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าแตกต่างกัน ซึ่งผลการทดลองที่ได้นั้นก็มีความแม่นยำและเชื่อถือได้และสอดคล้องตามหลักการที่นำเสนอได้ อย่างไรก็ตามพบว่าโครงการที่ได้พัฒนาขึ้นยังมีข้อจำกัดอยู่ คือ การนำผลที่ได้จากการตรวจวัดหารอยบกพร่องเข้าสมการวิเคราะห์ Finite Element Method จะพบว่าสมการที่ใช้มีค่าผิดพลาดมากมาเนื่องจากทางด้านฮาร์ดแวร์และตัวทรานสดิวเซอร์ที่ใช้ในการตรวจวัด โดยเฉพาะตัวโพรบเองจำนวนรอบของขดลวดโพรบในการพัน ขดลวดมีขนาดเล็กมาก การพันจึงไม่เป็นระเบียบเท่าที่ควรนัก ทำให้การคำนวณอิมพีแดนซ์ของโพรบเกิดค่าผิดพลาดมากและเพื่อให้เห็นคุณลักษณะของเครื่องตรวจสอบรอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวนดังกล่าวข้างต้น จึงขอสรุปขอบเขตและคุณลักษณะที่สำคัญไว้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. สามารถหารอบยกพร้อมของอะลูมิเนียมได้
2. สามารถนำผลที่ได้จากการหารอบยกพร้อมมาวิเคราะห์แล้วแสดงผลทางคอมพิวเตอร์ได้
3. สามารถบอกความแตกต่างของความหนาของแผ่นอะลูมิเนียมได้
4. สามารถนำผลที่ได้จากการวัดความแตกต่างมาวิเคราะห์แล้วแสดงผลทางคอมพิวเตอร์ได้
5. สามารถตรวจหาอะลูมิเนียมที่อยู่ภายในวัสดุที่ไม่เป็นโลหะได้
6. สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวัดความหนาของแผ่นอะลูมิเนียมที่ซับซ้อนมากขึ้นได้
7. สามารถแสดงผลบนจอภาพของคอมพิวเตอร์ได้

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

5.2.1 ปัญหา

การจัดการเครื่องตรวจหารอบยกพร้อมของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน ในปริณญา
นิพนธ์ฉบับนี้ได้พบปัญหาที่เกิดขึ้นดังนี้

1. ขนาดของขดลวดที่นำมาพัน
2. ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนเฟอร์โรแมกเนติก
3. จำนวนรอบของขดลวดที่พัน
4. การจัดหาซื้อลวดมาใช้ในการพัน โพรบ
5. ไอซีที่ใช้ในการเปรียบเทียบเฟสจัดหาซื้อไม่ได้
6. การแก้สมการที่จะมาใช้ในการพล็อตสัญญาณการเขียน โปรแกรม

5.2.2 แนวทางแก้ไข

ทดลองสร้างโพรบหลายๆ ขนาด ตามขนาดของเบอร์ลวดและเปลี่ยนเบอร์ลวดและแกน
เฟอร์โรแมกเนติก (Ferro Magnetic) พร้อมกับเพิ่มจำนวนรอบในการพันให้มากขึ้นไปจนกว่าจะได้
ค่าที่ตามคำนวณ ในการหาซื้อลวดได้ตามผู้รู้แล้วไปซื้อลวดยังแหล่งที่มีการขายลวด เปลี่ยนไอซีที่
ใช้ในการเปรียบเทียบเฟส ส่วนในการแก้สมการและเขียนโปรแกรมศึกษาข้อมูลเพิ่มเติมเพื่อมา
ใช้ในการแก้สมการและเขียนโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 แนวทางในการพัฒนา

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้จัดทำพยายามทำให้เป็นเครื่องตรวจหารอยบกพร่องของอะลูมิเนียมโดยวิธีกระแสไหลวน ที่มีประสิทธิภาพมากที่สุดเท่าที่จะสามารถทำได้ แต่ด้วยระยะเวลาและงบประมาณที่จำกัดประกอบกับประสบการณ์ของคณะผู้จัดทำในการทำงานยังไม่มากพอ จึงทำให้เครื่องยังมีข้อจำกัดและสมควรที่จะได้รับการพัฒนาให้ดียิ่งขึ้นอีกดังต่อไปนี้

1. ควรทำให้โพรบมีขนาดเล็กลงเพื่อให้มีความไวในการตรวจสอบชิ้นงานมากยิ่งขึ้น
2. ควรทำฮาร์ดแวร์ให้เป็นไอซีสำเร็จรูป
3. ควรทำให้สามารถใช้ร่วมกับ X-Y Ploter ได้เพื่อช่วยในการเลื่อนโพรบตรวจสอบชิ้นงานให้มีความละเอียดแม่นยำในการตรวจสอบ
4. เพิ่มการ Calibrate ให้มีความละเอียดและมีความแม่นยำเพิ่มมากขึ้น
5. ปรับปรุงให้สามารถหารูปร่างของรอยตำหนิได้
6. ควรทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนของอิมพีแดนซ์น้อยลงเพื่อประโยชน์ในการพล็อตสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



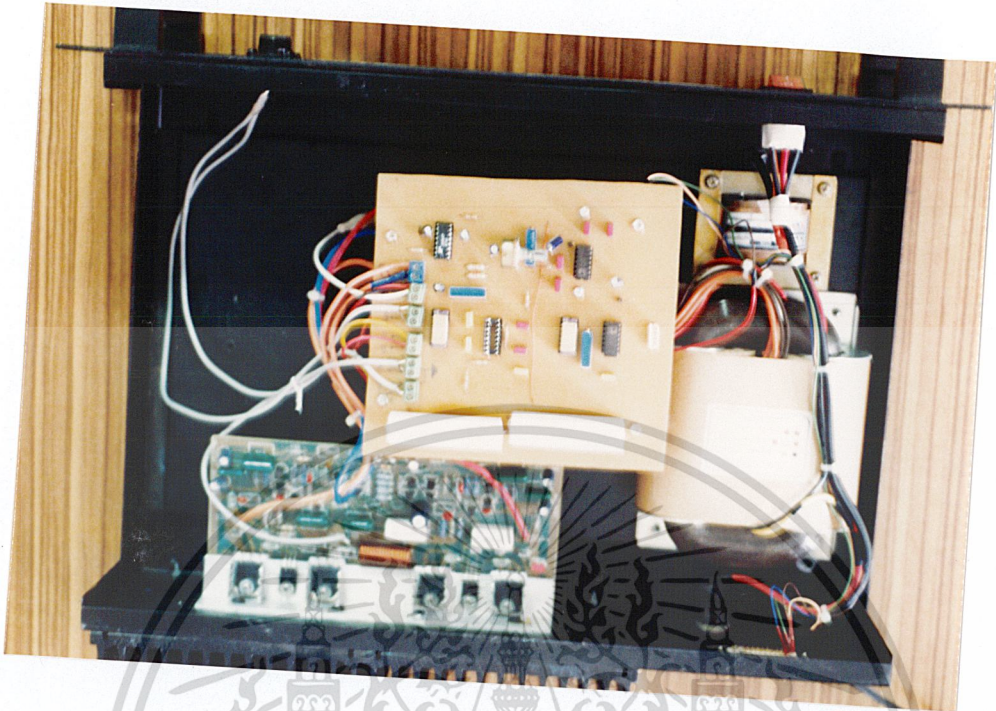
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.1 โพรบแบบเซตनुลิ่ง



รูปที่ ก.2 เครื่องตรวจหารอยร้าวของอะลูมิเนียมโดยใช้วิธีกระแสไหลวน
เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของหน่วยงานนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

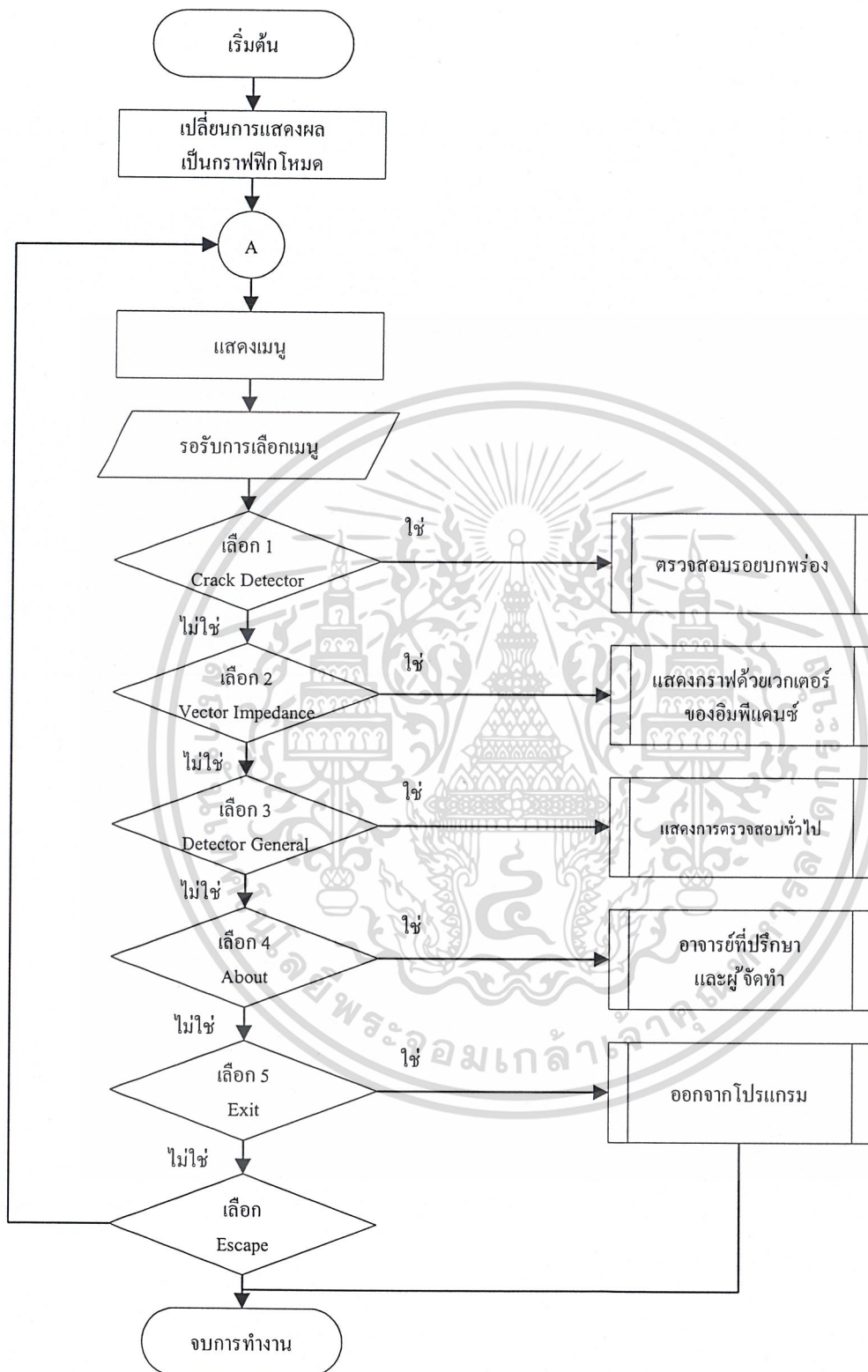


รูปที่ ก.3 การติดตั้งและการเดินสายภายในกล่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

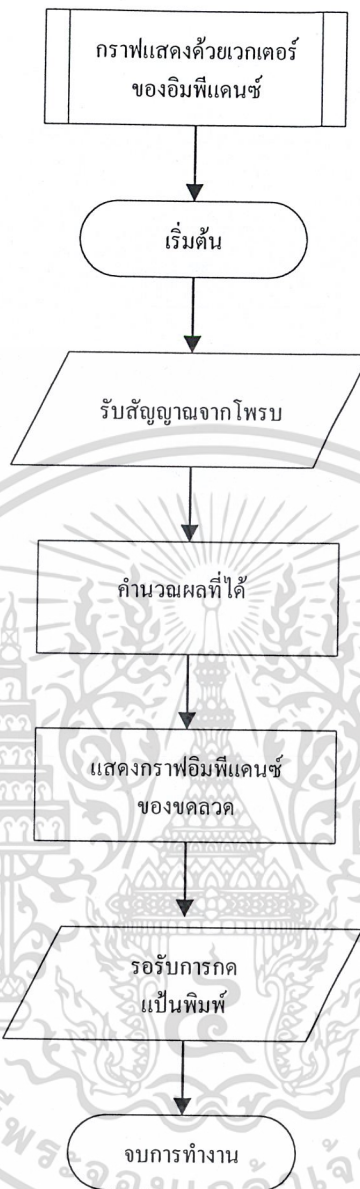


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



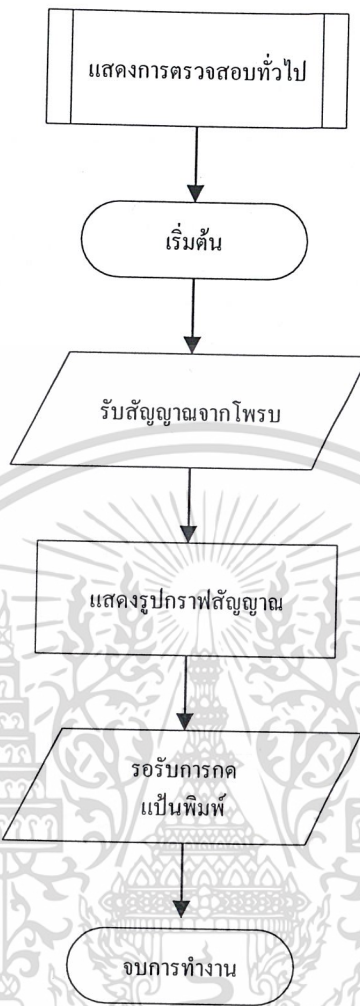
รูปที่ ข.1 ผังงาน โปรแกรมเมนูหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



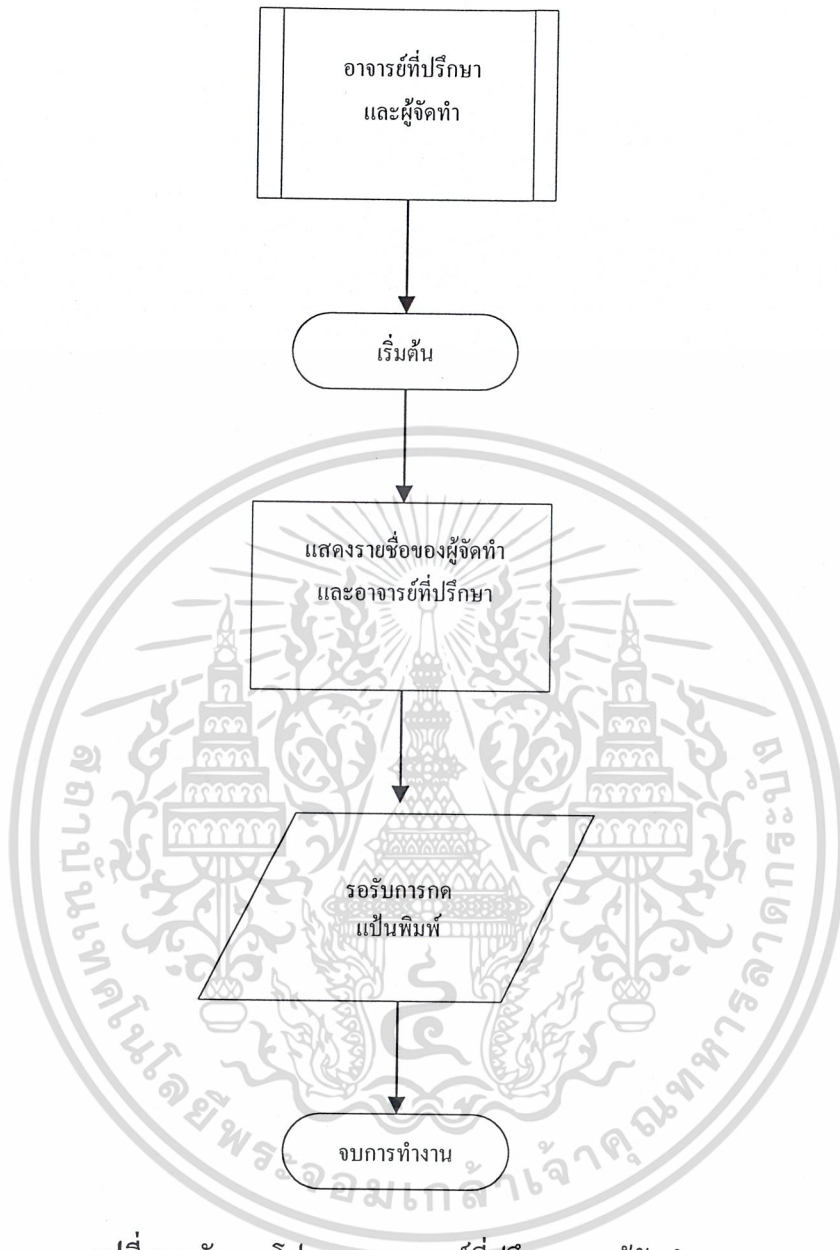
รูปที่ ข.3 ผังงานแสดงกราฟอิมพีแดนซ์ของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.4 ผังงาน โปรแกรมแสดงการตรวจสอบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.5 ผังงาน โปรแกรมอาจารย์ที่ปรึกษาและผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <dos.h>
#include <graph.h>
#include <fcntl.h>
#include <sys\types.h>
#include <sys\stat.h>
#include <io.h>

void about(void);void backgroundmenu();
void light();void menu(void);void menu1(void);
void rec(void);void delays(void);
void scaley(int scx1,int scy1,int scx2,int scy2);
void scalex(int sxx1,int sxy1,int sxx2,int sxy2);
void buttom(int x3,int y3,int x4,int y4);
void saveamp(void);void savepha(void);
void (__interrupt__ far *old_intvect)();
void plot_2(void);void load_2(void);
void loadamp(void);void loadpha(void);
int arrowy1,arrowy2;
unsigned int d1[1000], d2[1000];
unsigned int amp[1000], pha[1000];
FILE *stream;

int idx=100, idx1=100, irq, base=0x300;
int color1,color2,kcount,w,r;
int xx1=100, xx2=100,index;
int num,old1,old2, h1, h2;
char chanel=0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

unsigned int amp[1000], pha[1000];
unsigned int amp[1000], pha[1000];
long dl;int rubkey=0;
main()
{
    menu();
    _outp (base+3, 0x00);
    _dos_setvect (num, old_intvect);
    _outp (0x21, old1);
    _outp (0xa1, old2);
    _setvideomode(3);
}
static void set_clock (int rate)
{
    long count;
    unsigned clockrate;
    unsigned char cl1h, cl1l, cl2h, cl2l;

    count=4000000/rate;
    count=(long)sqrt((float)count);
    clockrate=(unsigned)count;
    cl1l=(unsigned char)clockrate & 0xff;
    clockrate>>=8;
    cl1h=(unsigned char)clockrate & 0xff;
    cl2l=cl1l;
    cl2h=cl1h;
    _outp (base+15, 0xb4);
    _outp (base+14, cl1l);
    _outp (base+14, cl1h);
    _outp (base+15, 0x74);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

_outp (base+13, cl2l);
_outp (base+13, cl2h);
}

```

```

void __interrupt __far int_routine ()

```

```

{

```

```

    short  dmsb, dlsb;

```

```

    dmsb = _inp(base+1);

```

```

    dlsb = _inp(base+0);

```

```

    if (chanel==0)

```

```

        d1[idx]=(dmsb<<4)+(dlsb>>4); // channel0 = magnitude //

```

```

    else

```

```

    {

```

```

        d2[idx]=(dmsb<<4)+(dlsb>>4); // channel1 = pharse //

```

```

    }

```

```

    chanel++;

```

```

    if (chanel==2)

```

```

    {

```

```

        chanel=0;

```

```

        idx++;

```

```

    }

```

```

    _outp (base+2, chanel);

```

```

    if (irq>8)

```

เอกสารนี้ output (0xa0, 0x20);ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ output (0x20, 0x20);กั้ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}

void plot_2(void)
{
    int  a, b, chk=0, ref1=0, ref2=0;
    int  clockrate, x1=100, x2=100, y1=265, y2=450, rub1=0, rub2=0;
    float v1, v2;
    irq=5;
    clockrate=100;
    idx=idx1=100;

    _outp (base+15, 0x34);
    _outp (base+12, 0x36);
    _outp (base+12, 0x0);

    set_clock (clockrate);

    if (irq<8)
        num=irq+8;
    else
        num=irq+0x68;

    old_intvect=_dos_getvect (num);
    _dos_setvect (num, int_routine);

    old1=_inp (0x21);
    old2=_inp (0xa1);
    if (irq<8)

```

เอกสารนี้ outp (0x21, old1 & !(1 < irq)); ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่อื่นใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
    _outp (0x21, old1 & !(1 < 2));
    _outp (0xa1, old2 & !(1 < (irq-8)));
}

_outp (base+2, 0);
_outp (base+3, 0x05);

_setvideomode (0x10);
menu1();

rub1=d1[x1];rub2=d2[x2];
do{
    while (!kbhit ())
    {
        if (idx>=600)
        {
            rec();
            idx1=100;
            idx=100;
            x1=x2=100;
        }
        if (idx1<idx)
        {
            _moveto (x1, y1);
            for (x1=idx1; x1<idx; x1++)          /*d1 = magnitude */
            {
                y1=265-((d1[x1]-rub1)/3);
                if(y1<0)y1=265;

```

เอกสารนี้เป็น if(y1<130)y1=130; ทรัพย์สินทางปัญญาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณี if(kbhit())break; ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    amp[x1] = y1;
    _lineto (x1, y1);

}

_moveto (x2, y2);
for (x2=idx1; x2<idx; x2++)          /*d2 = phrase */
{
    y2=450-((d2[x2]-rub2)/3);
    if(y2<0)y2=450;
    if(y2<310)y2=310;
    if(kbhit ())break;
    pha[x2] = y2;
    _lineto (x2, y2);
}
idx1=idx;
}
}chk=getch();
if((chk=='c')||(chk=='C')){
    kcount=1;
    while (kcount<3){
        if (kcount==1) {
            color1=1;
            color2=15;
            buttom(238,75,263,95);
            delays();
        }
        if (kcount==2){
            color1=15;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสาร color2=1; ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ buttom(238,75,263,95); ปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    delays();
}
kcount=kcount+1;
}
_setcolor(14);
rub1=d1[x1];
rub2=d2[x2];
}
if((chk=='s')||(chk=='S')){
    kcount=1;
    while (kcount<3){
        if (kcount==1) {
            color1=1;
            color2=15;
            buttom(54,45,79,65);
            delays();
        }
        if (kcount==2){
            color1=15;
            color2=1;
            buttom(54,45,79,65);
            delays();
        }
        kcount=kcount+1;
    }
    amp[0]=idx;
    saveamp();savepha();
    _getch();
}

```

เอกสารนี้ **chk=27**; การที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if((chk=='r')||(chk=='R')){
    kcount=1;
    while (kcount<3){
        if (kcount==1) {
            color1=1;
            color2=15;
            buttom(238,45,263,65);
            delays();
        }
        if (kcount==2){
            color1=15;
            color2=1;
            buttom(238,45,263,65);
            delays();
        }
        kcount=kcount+1;
    }
    _setcolor(14);
    rec();
    x1=x2=100; y1=265;
    y2=450; idx=idx1=100;
}
}while(chk!=27);
}

```

```

void menu1(void){
    _setvideomode(_VRES16COLOR);
    _clearscreen(_GCLEARSCREEN);

```

เอกสาร setbkcolor(_GRAY);ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ setcolor(1); ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

_rectangle(_G_FILLINTERIOR,90,100,625,470); //begin draw editor//
_setcolor(14);
_moveto(100,275); //move at scalex1//
_lineto(600,275);
_moveto(100,460); //move at scalex2//
_moveto(100,130);
_lineto(100,275);
_moveto(100,310); //move at scaley2//
_lineto(100,460);
_lineto(600,460);
_setcolor(15);
_moveto(10,100);
_lineto(625,100);
_lineto(625,470); //end draw editor//
_moveto(0,0); //begin big white//
_setcolor(15);
_lineto(639,0);
_lineto(639,479);
_lineto(0,479);
_lineto(0,0); //end big white//
_moveto(10,10); //begin white bar//
_lineto(625,10);
_moveto(10,11);
_lineto(625,11);
_lineto(625,40);
_moveto(624,11);
_lineto(624,40);
_setcolor(1);

```

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆ หากมีผู้ใดฝ่าฝืนให้ติดต่อแจ้งไปยังเจ้าหน้าที่ที่เกี่ยวข้องทันที

```

_lineto(10,39);
_lineto(10,10);           //end white bar//
_moveto(11,39);
_lineto(11,10);
_setcolor(12);           //insert font//
_settextcolor(13);
_settextposition(2,10);
_outtext("KMITL ALUMINIUM CRACK DETECTOR USING EDDY CURRENT VERSION
3.00");
_settextcolor(15);
_settextposition(4,57);
_outtext("AMPLITUDE ");
_settextposition(6,57);
_outtext("PHASE");
_setcolor(10);
_settextcolor(10);
_settextposition(4,12);
_outtext("SAVE PRESS 'S' ");
_settextposition(6,12);
_outtext("BEGIN PRESS 'B' ");
_setcolor(11);
_settextposition(4,35);
_outtext("RESET TEST PRESS 'R' ");
_settextposition(6,35);
_outtext("CALIBRATE PRESS 'C' ");
_setcolor(14);
_settextcolor(14);
_settextposition(13,2);

```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่สามารถใช้งานได้เพื่อการศึกษานอกเหนือจากที่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

_outtext("PHASE");
_settextposition(4,9);
_outtext("S");
_settextposition(6,9);
_outtext("B");
_settextposition(4,32);
_outtext("R");
_settextposition(6,32);
_outtext("C");
color1=15;
color2=1;
button(54,45,79,65);
button(54,75,79,95);
button(238,45,263,65);
button(238,75,263,95);
scaley(98,446,102,1); //scale of y //
scaley(98,275,102,1);
scalex(114,273,1,277);
scalex(114,458,1,462);
}

```

```

void scaley(int scx1,int scy1,int scx2,int scy2){

```

```

    _setcolor(14);
    while (scy2<10) {
        _moveto(scx1,scy1);
        _lineto(scx2,scy1);
        scy2=scy2+1;
        scy1=scy1-14;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void scalex(int sxx1,int sxy1,int sxx2,int sxy2){
    _setcolor(14);
    while (sxx2<33) {
        _moveto(sxx1,sxy1);
        _lineto(sxx1,sxy2);
        sxx2=sxx2+1;
        sxx1=sxx1+14;
    }
}

void buttom(int x3,int y3,int x4,int y4){ /*BUTTOM BAR 3 DIMENSION*/
    _setcolor(color1);
    _moveto(x3,y3);
    _lineto(x4,y3);
    _moveto(x3,y3+1);
    _lineto(x4,y3+1);
    _moveto(x4,y3);
    _lineto(x4,y4);
    _moveto(x4+1,y3);
    _lineto(x4+1,y4); //END COLOR WHITE//
    _lineto(x4,y4);
    _setcolor(color2); //begin blue color//
    _lineto(x3,y4);
    _moveto(x4,y4+1);
    _lineto(x3,y4+1);
    _lineto(x3,y3);
    _moveto(x3+1,y4);
    _lineto(x3+1,y3);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่}การณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void rec(void){
    _setcolor(1);
    _rectangle(_G_FILLINTERIOR,90,101,624,470);    //begin draw editor//
    _setcolor(14);
    _moveto(100,275);                            //move at scalex1//
    _lineto(600,275);
    _moveto(100,460);                            //move at scalex2//
    _moveto(100,130);
    _lineto(100,275);
    _moveto(100,310);                            //move at scaley2//
    _lineto(100,460);
    _lineto(600,460);
}

void saveamp()
{
/* if((stream = fopen("amp.bin","wb")) != NULL)
{
    w=fwrite(amp,sizeof(char),1000,stream);
    fclose(stream);
} */
h1=_creat ("amp.bin",_O_RDONLY);
{
    _write (h1, amp, 1000);
    _close (h1);
}
}

```

void savepha() เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

h2 = _open ("phrase.bin",_O_RDONLY);
{
    _write(h2,pha,1000);
    _close(h2);
}
}

```

```

void menu(void)
{
backgroundmenu();
do{
while (!kbhit ()){
    if(kbhit()){break;}
light();
}
rubkey=getch();
switch(rubkey) {
case '1':{
system("invert.exe");
backgroundmenu();
break;
}
case '2': {
system("m.exe");
backgroundmenu();
break;
}
case '3':{

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถคัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 system("ad.exe"); รับประทานอาหารกลางวัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 backgroundmenu(); ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

```

        break;
    }
    case '4':{ about();
        backgroundmenu();
        break;
    }
    case '5':{
        rubkey=27;
        break;
    }
    case 13 :{
        if(arrowy1==156){ //for select 1
            system("invert.exe");
            backgroundmenu();
            break;
        }
        if(arrowy1==188){ //for select 2
            system("m.exe");
            backgroundmenu();
            break;
        }
        if(arrowy1==220){ //for select 3
            system("ad.exe");
            backgroundmenu();
            break;
        }
        if(arrowy1==252){ //for select 4
            about();

```

เอกสารนี้เป็นเอกสาร backgroundmenu(); ารใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่ break; ก็ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

void delays(void){
    for(dl=0;dl<60000;dl=dl+1);
}

void light(void)
{
    color1=1;
    color2=15;
    delays();delays();delays();delays();delays();delays();delays();delays();
    delays();delays();delays();delays();delays();delays();delays();
    buttom(240,arrowy1,378,arrowy2);
    delays();delays();delays();delays();delays();delays();delays();delays();
    color1=15;
    color2=1;
    buttom(240,arrowy1,378,arrowy2);
}

void load_2(void)
{
    _setvideomode (0x10);
    menu1();loadamp();loadpha();
    index=amp[0];index=index-3;
    _moveto (xx1, amp[xx1]);
    for (xx1=100; xx1<index; xx1++)          //d1 = magnitude //
        _lineto (xx1, amp[xx1]);
    _moveto (xx2, pha[xx2]);
    for (xx2=100; xx2<index; xx2++)          //d2 = parse //
        _lineto (xx2, pha[xx2]);
    _getch();
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void loadamp(void)
{
/* if((stream = fopen("amp.bin","r+b")) != NULL)
{
r=fread(amp,sizeof(char),1000,stream);
fclose(stream);
} */
h1=_open ("amp.bin",_O_RDWR);
{
_read (h1, amp, 1000);
_close (h1);
}
}

void loadpha(void)
{
h2 = _open("pharse.bin",_O_RDWR);
{
_read (h2, pha, 1000);
_close(h2);
}
}

void about(void)
{
_setvideomode(_VRES16COLOR);
_clearscreen(_GCLEARSCREEN);
_setbkcolor(_GRAY);
color1=15;

```

เอกสาร color2=1;เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ bottom(1,1,637,477); ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

buttom(3,3,635,475);
buttom(5,3,633,473);
_setcolor(12);
_settextposition(3,12);
_outtext("THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING EDDY CURRENT");
_settextposition(4,34);
_outtext("VERSION 3.00");
_settextcolor(14);
_settextposition(6,30);
_outtext("ENGINEERING EDUCATION");
_settextposition(7,30);
_outtext("INDUSTRIAL EDUCATION");
_settextposition(8,15);
_outtext("KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG");
_settextcolor(13);
_settextposition(10,6);
_outtext("PRODUCE BY");
_settextcolor(11);
_settextposition(12,15);
_outtext("MR. KOMPET HIRUNPANIT");
_settextposition(14,15);
_outtext("MR. SAKDA ANGWATTANAKIT");
_settextposition(16,15);
_outtext("MS. SURARUSH WONGWETSATHIAN");
_settextposition(18,19);
_outtext("ED. ENGINEER 19");
_settextcolor(13);
_settextposition(20,6);

```

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆโดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้จัดทำ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

```

    _settextposition(22,15);
    _outtext("ASSIST PROF PRACHURN SAICHAMJUNTR");
    _settextposition(24,15);
    _outtext("MR. SURAPONG SIRIPONGDEE");
    _settextposition(26,15);
    _outtext("MR. WORAWIT SOMHA");
    getch();
}

void backgroundmenu()
{
    _setvideomode(_VRES16COLOR);
    _clearscreen(_GCLEARSCREEN);
    _setbkcolor(_GRAY);
    color1=15;
    color2=1;
    button(1,1,637,477);
    button(3,3,635,475);
    button(5,3,633,473);
    button(15,10,623,70);
    _setcolor(12);
    _settextcolor(10);
    _settextposition(2,28);
    _outtext("INDUSTRIAL EDUCATION KMITL");
    _settextposition(3,13);
    _outtext("THE ALUMINIUM OBJECT CRACK DETECTOR USING EDDY CURRENT");
    _settextposition(4,35);

```

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไขหรือดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

_settextcolor(14);
_settextposition(9,38);
_outtext("MENU");
_settextposition(11,32);
_outtext("1.CRACK DETECT");
_settextposition(13,32);
_outtext("2.IMPREDENCE");
_settextposition(15,32);
_outtext("3.DETECTOR");
_settextposition(17,32);
_outtext("4.ABOUT ED.19");
_settextposition(19,32);
_outtext("5.EXIT");
_settextcolor(15);
_settextposition(23,17);
_outtext("USES ARROW KEY AND PRESS ENTER FOR SELECT CHOICE");
_settextposition(25,9);
_outtext("PRESS ESC OR PRESS '5' OR USES SELECT CHOICE 5 FOR QUIT
PROGRAM");
button(275,124,345,144);
arrowy1=156;
arrowy2=178;
button(240,156,378,178);
button(240,188,378,210);
button(240,220,378,242);
button(240,252,378,274);
button(240,284,378,306);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <dos.h>
#include <graph.h>
```

```
int    idx=0, idx1=0, irq, base=0x300, ch=1, x, y, x11, y11, count;
unsigned int  d1[1000], d2[1000];
float  dat1, dat2, phase;
```

```
void (__interrupt __far *old_intvect)();
```

```
static void set_clock (int rate)
```

```
{
```

```
    long    count;
```

```
    unsigned clockrate;
```

```
    unsigned char  cl1h, cl1l, cl2h, cl2l;
```

```
    count=4000000/rate;
```

```
    count=(long)sqrt((float)count);
```

```
    clockrate=(unsigned)count;
```

```
    cl1l=(unsigned char)clockrate & 0xff;
```

```
    clockrate>>=8;
```

```
    cl1h=(unsigned char)clockrate & 0xff;
```

```
    cl2l=cl1l;
```

```
    cl2h=cl1h;
```

```
    _outp (base+15, 0xb4);
```

```
    _outp (base+14, cl1l);
```

```
    _outp (base+14, cl1h);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

_outp (base+15, 0x74);
_outp (base+13, cl2l);
_outp (base+13, cl2h);
}

```

```

void __interrupt __far int_routine ()

```

```

{
    short  dmsb, dlsb;

    dmsb = _inp(base+1);
    dlsb = _inp(base+0);

    if (ch==1)
    {
        d1[idx]=(dmsb<<4)+(dlsb>>4);
        ch++;
    }
    else
    {
        d2[idx]=(dmsb<<4)+(dlsb>>4);
//    idx++;
        count++;
        ch--;
    }
    _outp (base+2, ch);          /* Select CH */

```

```

if (irq>8)

```

เอกสารนี้ `_outp(0xa0, 0x20)`; ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ `_outp(0x20, 0x20)`; ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}

main()
{
    int  num, old1, old2, a, b ,c,d;
    int  clockrate;

```

```

    irq=5;
    clockrate=100;          /* Determine Sampling rate */
    idx=idx1=count=0;

```

```

    _outp (base+15, 0x34);
    _outp (base+12, 0x36);
    _outp (base+12, 0x0);

```

```

    set_clock (clockrate);

```

```

    if (irq<8)

```

```

        num=irq+8;

```

```

    else

```

```

        num=irq+0x68;

```

```

    old_intvect=_dos_getvect (num);

```

```

    _dos_setvect (num, int_routine);

```

```

    old1=_inp (0x21);

```

```

    old2=_inp (0xa1);

```

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่า _outp (0x21, old1 & !(1 < irq)); ต่แปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

else
{
    _outp (0x21, old1 & !(1 < 2));
    _outp (0xa1, old2 & !(1 < (irq-8)));
}

_outp (base+2, 0);
_outp (base+3, 0x05);

_setvideomode (0x10);
_moveto (0, 240);
y11=x11=0;
while (!kbhit ())
{
    if (count>=10)
    {
        _setcolor (0);
        _moveto (320,172);
        _lineto (320+x11,172-y11);
        count=0;
    }
    dat1=(d1[idx]-2048)*(float).002441406;
    dat2=(d2[idx]-2048)*(float).002441406;
    phase=(dat2/(float)4.77)*2;
    _setcolor (15);
    c=30 ;
    d=2 ;

```

เอกสารนี้เป็น moveto (300,2);ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการ printf("phase%d%f\n")จะมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

dat1*=100;
x=(int)dat1*cos (phase);
y=(int)dat1*sin (phase);
_setcolor (1);
_moveto (320,0);
_lineto (320,349);
_moveto (0,172);
_lineto (639,172);
if (count<5)
{
_setcolor (12);
_moveto (320,172);
_lineto (320+x,172-y);
x11=x;
y11=y;
count=6;
}
}

getch ();
_outp (base+3, 0x00);
_dos_setvect (num, old_intvect);
_outp (0x21, old1);
_outp (0xa1, old2);
getch ();
_setvideomode (3);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <dos.h>
#include <graph.h>

char buf[256];
int idx=0, idx1=0, irq, base=0x300, x, y, f, linecount, xpost, ypost;
int xsize, ysize;
unsigned int d1[2000], d2[2000], counter;

void (__interrupt __far)*(old_intvect ())

static void set_clock (int rate)
{
    long count;
    unsigned clockrate;
    unsigned char cl1h, cl1l, cl2h, cl2l;

    count=4000000/rate;
    count=(long)sqrt((float)count);
    clockrate=(unsigned)count;
    cl1l=(unsigned char)clockrate & 0xff;
    clockrate>>=8;
    cl1h=(unsigned char)clockrate & 0xff;
    cl2l=cl1l;
    cl2h=cl1h;

    _outp (base+15, 0xb4);

```

เอกสารนี้ (base+14, cl1l); ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ _outp (base+14, cl1h); ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

_outp (base+15, 0x74);
_outp (base+13, cl2l);
_outp (base+13, cl2h);
}

void __interrupt __far int __routine ()
{
short dmsb, dlsb;

dmsb = _inp(base+1);
dlsb = _inp(base+0);

if (idx<1000)
{
d1[idx]=(dmsb<<4)+(dlsb>>4);
idx++;
}

_outp (base+2, 1); /* Select CH */

if (irq>8)
_outp (0xa0, 0x20);
_outp (0x20, 0x20);

counter++;
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
int num, old1, old2, a, b, c, d;
```

```
int clockrate;
```

```
system ("cls");
```

```
printf ("\n\n\n\n\n\n\n\n\n\t\tEnter X-Size (0mm-320mm) : ");scanf ("%d", &xsize);
```

```
printf ("\t\tEnter Y-Size (0mm-500mm) : ");scanf ("%d", &ysize);
```

```
xsize*=40;
```

```
ysize*=40;
```

```
plot ("SP1;LT-1;VS5;PA;");
```

```
plot ("Pd0,0;");
```

```
irq=5;
```

```
clockrate=50;
```

```
/* Determine Sampling rate */
```

```
idx=idx1=0;
```

```
_outp (base+15, 0x34);
```

```
_outp (base+12, 0x36);
```

```
_outp (base+12, 0x0);
```

```
set_clock (clockrate);
```

```
if (irq<8)
```

```
    num=irq+8;
```

```
else
```

```
    num=irq+0x68;
```

```
old_intvect=_dos_getvect (num);
```

```
_dos_setvect (num, int_routine);
```

การทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

old1=_inp (0x21);
old2=_inp (0xa1);
if (irq<8)
    _outp (0x21, old1 & !(1 < irq));
else
{
    _outp (0x21, old1 & !(1 < 2));
    _outp (0xa1, old2 & !(1 < (irq-8)));
}

_outp (base+2, 0);
_outp (base+3, 0x05);

_setvideomode (_MAXCOLORMODE);
_setcolor (12);
xpost=200;
ypost=10;
_moveto (xpost, ypost);
x=0;
b=210;
f=0;

printf ("Please wait until ploter set position to start : ");
getch ();
_clearscreen (_GCLEARSCREEN);
counter=0;
linecount=0;
c=0;
d=0;

```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่มีการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if (f==0)
{
    sprintf (buf, "PD%d,%d;", x,xsize);
    plot (buf);
    idx=0;
    idx1=0;
    f=1;
}
if (idx>=(xsize/40))
{
    for (d=0; d<400; d++)
        d2[d]=d1[d];
    xpost-=10;
    sprintf (buf, "PD%d,0;",x);
    plot (buf);
    x+=200;
    sprintf (buf, "PD%d,0;",x);
    plot (buf);
    counter=0;
    while (counter<((xsize/40)+50));
    idx1=0;
    idx=0;
    f=0;
    linecount++;
    c=0;
    delay (10000);
    _moveto (xpost, (b-d1[0]/16)+ypost);
    b+=10;
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่า if (idx1<idx) อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
  for (a=idx1; a<idx; a++,c++)
  {
    _lineto (c+xpost, (b-d1[a]/16)+c);
    if (linecount!=0)
    {
      _lineto (c+xpost+10, (b-10-d2[a]/16)+c);
      _lineto (c+xpost, (b-d1[a]/16)+c);
    }
  }
  idx1=idx;
}
if (x>ysize)
  break;
}

plot ("Pd0,0");
_outp (base+3, 0x00);
_dos_setvect (num, old_intvect);
_outp (0x21, old1);
_outp (0xa1, old2);
getch ();
getch ();
_setvideomode (3);
}

```

```

/*****

```

```

/* Send data to ploter */

```

```

/*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์/ ทรัพยากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

plot (char *xx)
{
    int    z;
    z=0;
    for (;;)
    {
        if (xx[z]==0)
            break;
        _bios_printer(0,0,xx[z]);
        z++;
    }
}

/*****
/* Delay function */
*****/

delay (int count)
{
    int  a;
    for (a=0; a<count; a++);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

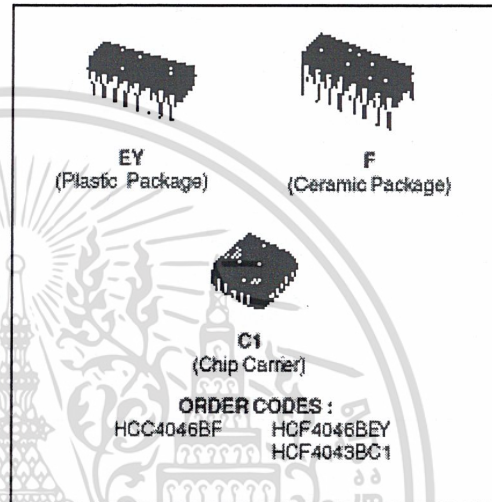
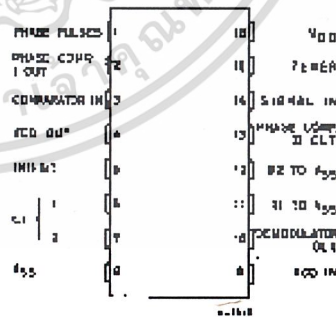


ภาคผนวก ค
คุณสมบัติของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MICROPOWER PHASE-LOCKED LOOP

- QUIESCENT CURRENT SPECIFIED TO 20V FOR HCC DEVICE
- VERY LOW POWER CONSUMPTION : 100 μ W (TYP.) AT VCO $f_o = 10$ kHz, $V_{DD} = 5$ V
- OPERATING FREQUENCY RANGE : UP TO 1.4MHz (TYP.) AT $V_{DD} = 10$ V
- LOW FREQUENCY DRIFT : 0.06%/ $^{\circ}$ C (typ.) AT $V_{DD} = 10$ V
- CHOICE OF TWO PHASE COMPARATORS :
 1) EXCLUSIVE - OR NETWORK
 2) EDGE-CONTROLLED MEMORY NETWORK WITH PHASE-PULSE OUTPUT FOR LOCK INDICATION
- HIGH VCO LINEARITY : 1% (TYP.)
- VCO INHIBIT CONTROL FOR ON-OFF KEYING AND ULTRA-LOW STANDBY POWER CONSUMPTION
- SOURCE-FOLLOWER OUTPUT OF VCO CONTROL INPUT (demod. output)
- ZENER DIODE TO ASSIST SUPPLY REGULATION
- 5V, 10V AND 15V PARAMETRIC RATING
- INPUT CURRENT OF 100nA AT 18V AND 25 $^{\circ}$ C FOR HCC DEVICE
- 100% TESTED FOR QUIESCENT CURRENT
- MEETS ALL REQUIREMENTS OF JEDEC TENTATIVE STANDARD N $^{\circ}$. 13A, "STANDARD SPECIFICATIONS FOR DESCRIPTION OF "B" SERIES CMOS DEVICES"


PIN CONNECTIONS

DESCRIPTION

The HCC4046B (extended temperature range) and HCF4046B (intermediate temperature range) are monolithic integrated circuits, available in 16-lead dual in-line plastic or ceramic package. The HCC/HCF4046B CMOS Micropower Phase-Locked Loop (PLL) consists of a low-power, linear voltage-controlled oscillator (VCO) and two different phase comparators having a common signal-input amplifier and a common comparator input. A 5.2V zener diode is provided for supply regulation if necessary.

HCC/HCF4046B

VCO Section

The VCO requires one external capacitor C1 and one or two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ($10^{12}\Omega$) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DE-MODULATED OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_L) of 10 k Ω or more should be connected from this terminal to V_{SS} . If unused this terminal should be left open. The VCO can be connected either directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full COS/MOS logic swing is available at the output of the VCO and allows direct coupling to COS/MOS frequency dividers such as the HCC/HCF4024B, HCC/HCF4018B, HCC/HCF4020B, HCC/HCF4022B, HCC/HCF4029B, and HBC/HBF4059A. One or more HCC/HCF4018B (Presettable Divide-by-N Counter) or HCC/HCF4029B (Presettable Up/Down Counter), or HBC/HBF4059A (Programmable Divide-by-"N" Counter), together with the HCC/HCF4046B (Phase-Locked Loop) can be used to build a micropower low-frequency synthesizer. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

Phase Comparators

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within COS/MOS logic levels [logic "0" $\leq 30\%$ ($V_{DD} - V_{SS}$), logic "1" $\geq 70\%$ ($V_{DD} - V_{SS}$)]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input. Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal and comparator input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to $V_{DD}/2$. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f_0). The frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out of lock is defined as the frequency capture range ($2f_c$). The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range ($2f_L$). The capture range is \leq the

lock range. With phase comparator I the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal. One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180° , and is 90° at the center frequency. Fig. (a) shows the typical, triangular, phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a COS/MOS phase-locked-loop employing phase-comparator I in locked condition of f_0 is shown in fig. (b). Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of four flip-flop stages, control gating, and a three-stage output-circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS} , respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal-input frequency is higher than the comparator-input frequency, the p-type output driver is maintained ON most of the time, and both the n- and p-drivers OFF (3 state) the remainder of the time. If the signal-input frequency is lower than the comparator-input frequency, the n-type output driver is maintained ON most of the time, and both the n- and p-drivers OFF (3 state) the remainder of the time. If the signal and comparator input frequencies are the same, but the signal input lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the signal and comparator input frequencies are the same, but the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point both p- and n-type output drivers remain OFF and thus the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator

input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase

comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator II. Fig. (c) shows typical waveforms for a COS/MOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

Figure a : Phase-Comparator I Characteristics at Low-Pass Filter Output.

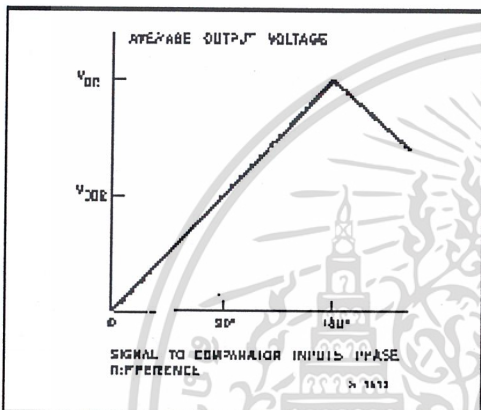


Figure b : Typical Waveforms for COS/MOS Phase Locked-Loop Employing Phase Comparator I in Locked Condition of ϕ_c .

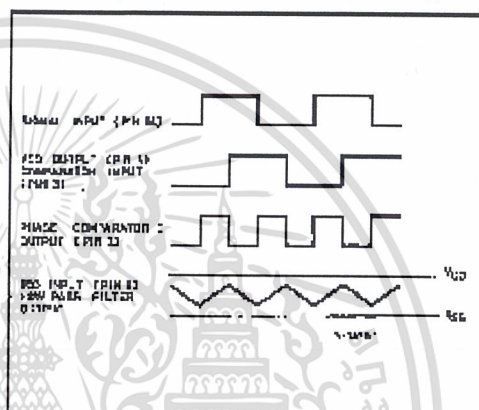
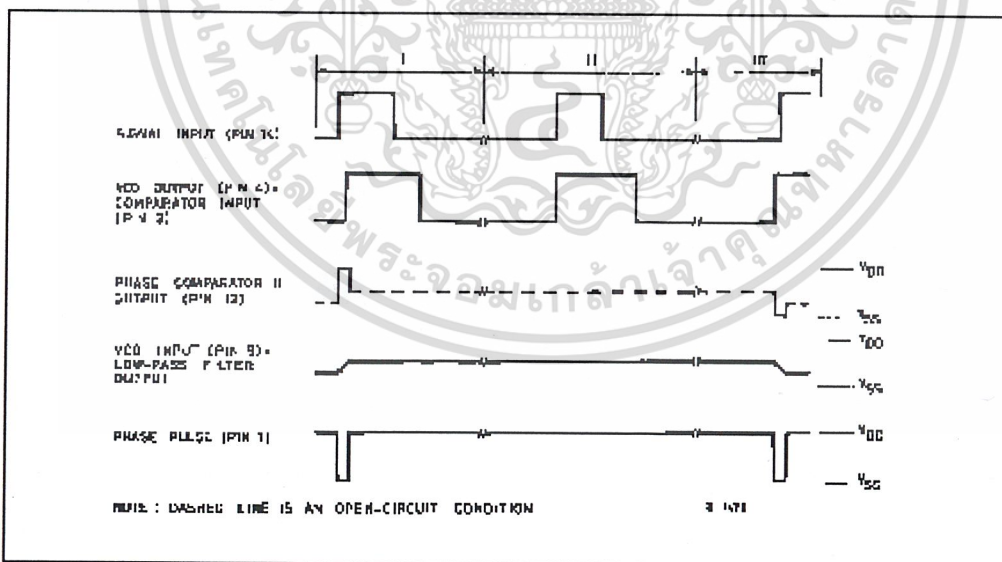
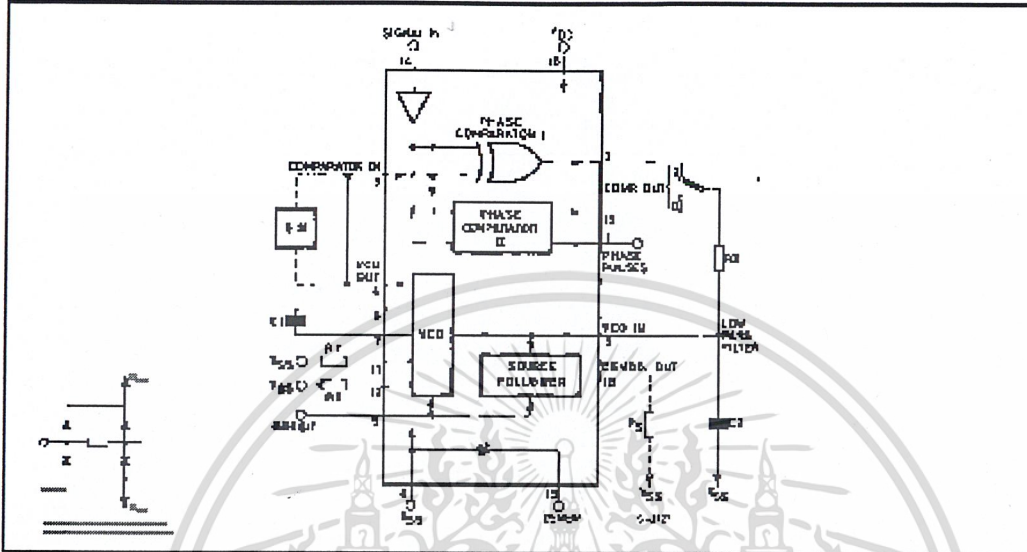


Figure C : Typical Waveforms For COS/MOS Phase-locked Loop Employing Phase Comparator II In Locked Condition.



HCC/HCF4046B

FUNCTIONAL DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}^*	Supply Voltage : HCC Types HCF Types	- 0.5 to + 20 - 0.5 to + 18	V
V_i	Input Voltage	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_i	DC Input Current (any one input)	± 10	mA
P_{tot}	Total Power Dissipation (per package) Dissipation per Output Transistor for T_{op} = Full Package-temperature Range	200 100	mW
T_{op}	Operating Temperature : HCC Types HCF Types	- 55 to + 125 - 40 to + 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	$^{\circ}$ C

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and 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.
* All voltage values are referred to V_{pin} pin voltage.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	Supply Voltage : HCC Types HCF Types	3 to 18 3 to 15	V
V_i	Input Voltage	0 to V_{DD}	V
T_{op}	Operating Temperature : HCC Types HCF Types	- 55 to + 125 - 40 to + 85	$^{\circ}$ C

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (over recommended operating conditions)

Symbol	Parameter	Test Conditions				Value						Unit	
		V _I (V)	V _O (V)	I _O (μ A)	V _{DD} (V)	T _{Low} *		25°C			T _{High} *		
						Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.		Max.
VCO SECTION													
V _{OH}	Output High Voltage	0/5		< 1	5	4.95		4.95	5		4.95		V
		0/10		< 1	10	9.95		9.95	10		9.95		
V _{OL}	Output Low Voltage	0/15		< 1	15	14.95		14.95	15		14.95		
		5/0		< 1	5		0.05			0.05		0.05	
I _{OH}	Output Drive Current	10/0		< 1	10		0.05			0.05		0.05	
		15/0		< 1	15		0.05			0.05		0.05	
I _{OH}	Output Drive Current	HCC Types	0/5	2.5		5	-2		-1.6	-3.2		-1.15	mA
			0/5	4.6		5	-0.64		-0.51	-1		-0.36	
			0/10	9.5		10	-1.6		-1.3	-2.6		-0.9	
			0/15	13.5		15	-4.2		-3.4	-6.8		-2.4	
			0/5	2.5		5	-1.53		-1.36	-3.2		-1.1	
			0/5	4.6		5	-0.52		-0.44	-1		-0.36	
		HCF Types	0/10	9.5		10	-1.3		-1.1	-2.6		-0.9	
			0/15	13.5		15	-3.6		-3.0	-6.8		-2.4	
			0/5	0.4		5	0.64		0.51	1		0.36	
			0/10	0.5		10	1.6		1.3	2.6		0.9	
			0/15	1.5		15	4.2		3.4	6.8		2.4	
			0/5	0.4		5	0.52		0.44	1		0.36	
I _{OL}	Output Sink Current	HCC Types	0/10			10	1.6		1.3	2.6		0.9	
			0/15			15	3.6		3.0	6.8		2.4	
			0/5			5	0.64		0.51	1		0.36	
I _{OL}	Output Sink Current	HCF Types	0/10			10	1.3		1.1	2.6		0.9	
			0/15			15	3.6		3.0	6.8		2.4	
			0/5			5	0.52		0.44	1		0.36	
I _{ih} , I _{il}	Input Leakage Current	HCC Types	0/15	Any Input		15		± 0.1		$\pm 10^{-5}$	± 0.1	± 1	
			0/15			15		± 0.3		$\pm 10^{-5}$	± 0.3	± 1	
PHASE COMPARATOR SECTION													
I _{DD}	Total Device Current Pin 14 = Open Pin 5 = V _{DD}	0/5			5		0.1		0.05	0.1		0.1	mA
		0/10			10		0.5		0.25	0.5		0.5	
		0/15			15		1.5		0.75	1.5		1.5	
		0/20			20		4		2	4		4	
I _{DD}	Pin 14 = V _{DD} or V _{DD} Pin 5 = V _{DD}	HCC Types	0/5			5		5		0.04	5	150	μ A
			0/10			10		10		0.04	10	300	
			0/15			15		20		0.04	20	600	
		0/20			20		100		0.08	100	3000		
		0/5			5		20		0.04	20	150		
		0/10			10		40		0.04	40	300		
I _{OH}	Output Drive Current	HCC Types	0/5	2.5		5	-2		-1.6	-3.2		-1.15	mA
			0/5	4.6		5	-0.64		-0.51	-1		-0.36	
			0/10	9.5		10	-1.6		-1.3	-2.6		-0.9	
			0/15	13.5		15	-4.2		-3.4	-6.8		-2.4	
			0/5	2.5		5	-1.53		-1.36	-3.2		-1.1	
			0/5	4.6		5	-0.52		-0.44	-1		-0.36	
		HCF Types	0/10	9.5		10	-1.3		-1.1	-2.6		-0.9	
			0/15	13.5		15	-3.6		-3.0	-6.8		-2.4	

* T_{min} = -55°C for HCC device; -40°C for HCF device.* T_{max} = +125°C for HCC device; +85°C for HCF device.The Noise Margin for both "1" and "0" levels: 1V min. with V_{DD} = 5V, 2V min. with V_{DD} = 10V, 2.9V min. with V_{DD} = 15V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCC/HCF4046B

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions				Value						Unit	
		V _I (V)	V _O (V)	I _{OL} (μ A)	V _{DD} (V)	T _{Low} *		25°C			T _{High} *		
						Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.		Max.
I _{OL}	Output Sink Current	HCC Types	0/5	0.4		5	0.64		0.51	1		0.36	mA
			0/10	0.5		10	1.6		1.3	2.8		0.9	
			0/15	1.5		15	4.2		3.4	6.8		2.4	
		HCF Types	0/5	0.4		5	0.52		0.44	1		0.36	
			0/10	0.5		10	1.3		1.1	2.6		0.9	
			0/15	1.5		15	3.6		3.0	6.8		2.4	
V _{IH}	Input High Voltage		0.5/4.5	< 1	5	3.5		3.5			3.5	V	
V _{IL}	Input Low Voltage		1/9	< 1	10	7		7			7	V	
			1.5/13.5	< 1	15	11		11			11		
			4.5/0.5	< 1	5		1.5				1.5	1.5	V
I _{IH} , I _{IL}	Input Leakage Current (except pin 14)	HCC Types	0/18	Any Input	18	± 0.1		$\pm 10^{-5}$	± 0.1		± 1	μ A	
		HCF Types	0/15		15	± 0.3		$\pm 10^{-5}$	± 0.3		± 1		
I _{OUT}	3-state Leakage Current	HCC Types	0/18	0/18	18	± 0.4		$\pm 10^{-4}$	± 0.4		± 12	μ A	
		HCF Types	0/15	0/15	15	± 1.0		$\pm 10^{-4}$	± 1.0		± 7.5		
C _I	Input Capacitance		Any Input					6	7.5			pF	

* T_{min} = -55°C for HCC device; -40°C for HCF device.* T_{max} = +25°C for HCC device; +85°C for HCF device.The Noise Margin for both "1" and "0" levels: 1V min. with V_{DD} = 5V, 2V min. with V_{DD} = 10V, 2.5V min. with V_{DD} = 15V.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Value			Unit	
			V_{DD} (V)	Min.	Typ.		Max.
VCO SECTION							
P_D	Operating Power Dissipation	$f_0 = 10\text{ KHz}$ $R_1 = 10\text{ M}\Omega$	5	70	140	μW	
		$R_2 = \infty$ $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$	10	900	1600		
			15	3000	6000		
f_{max}	Maximum Frequency	$R_1 = 10\text{ K}\Omega$ $C_1 = 50\text{ pF}$	5	0.3	0.6	MHz	
		$R_2 = \infty$ $V_{COIN} = V_{DD}$	10	0.6	1.2		
			15	0.8	1.6		
		$R_1 = 5\text{ K}\Omega$ $n C_1 = 50\text{ pF}$	5	0.5	0.8		
		$R_2 = \infty$ $V_{COIN} = V_{DD}$	10	1	1.4		
		15	1.4	2.4			
Center Frequency (f_0) and Frequency Range ($f_{max} - f_{min}$) Programmable with external components R1, R2 and C1							
Linearity		$V_{COIN} = 2.5\text{V} \pm 0.3$ $R_1 = 10\text{ K}\Omega$	5	1.7		%	
		$V_{COIN} = 5\text{V} \pm 1$ $R_1 = 100\text{ K}\Omega$	10	0.5			
		$V_{COIN} = 5\text{V} \pm 2.5$ $R_1 = 400\text{ K}\Omega$	10	4			
		$V_{COIN} = 7.5\text{V} \pm 1.5$ $R_1 = 100\text{ K}\Omega$	15	0.5			
		$V_{COIN} = 7.5\text{V} \pm 1.5$ $R_1 = 1\text{ M}\Omega$	15	7			
Temperature Frequency Stability (no frequency offset) $f_{min} = 0$			5	± 0.12		$\% / ^{\circ}\text{C}$	
			10	± 0.04			
			15	± 0.015			
		Temperature Frequency Stability (frequency offset) $f_{min} \neq 0$	5	± 0.09			
			10	± 0.07			
		15	± 0.03				
V_{CO}	Output Duty Cycle		5, 10, 15	50		%	
t_{THL}	VCO Output Transition Time		5	100	200	ns	
t_{TLH}			10	50	100		
			15	40	60		
	Source Follower Output (demodulated Output): Offset Voltage $V_{COIN} - V_{CEM}$	$R_S > 10\text{ K}\Omega$	5, 10, 15	1.8	2.5	V	
	Source Follower Output (demodulated Output): Linearity	$R_S = 100\text{ K}\Omega$ $V_{COIN} = 2.5 \pm 0.3\text{V}$	5	0.3		%	
		$R_S = 300\text{ K}\Omega$ $V_{COIN} = 5 \pm 2.5\text{V}$	10	0.7			
		$R_S = 500\text{ K}\Omega$ $V_{COIN} = 7.5 \pm 1.5\text{V}$	15	0.9			
V_Z	Zener Diode Voltage	$I_Z = 50\text{ }\mu\text{A}$		4.45	5.5	7.5	V
R_Z	Zener Dynamic Resistance	$I_Z = 1\text{ mA}$		40			Ω
PHASE COMPARATOR SECTION							
R14	Pin 14 (signal in) Input Resistance		5	1	2	M Ω	
			10	0.2	0.4		
			15	0.1	0.2		
	A.C. Coupled Signal Input Voltage Sensitivity * (peak to peak)	$f_{in} = 100\text{ KHz}$ sine wave	5	180	360	mV	
			10	330	660		
			15	900	1800		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCC/HCF4046B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions		Value			Unit
			V _{DD} (V)	Min.	Typ.	Max.	
PHASE COMPARATOR SECTION (cont'd)							
T _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Pins 14 to 13		5	225	450	ns	
			10	100	200		
			15	65	130		
T _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High, Level		5		350	700	ns
			10		150	300	
			15		100	200	
T _{PHZ}	Propagation Delay Time 3-state High Level to High Impedance Pins 14 to 13		5		225	450	ns
			10		100	200	
			15		65	130	
T _{PLZ}	Low Level to High Impedance		5		265	570	ns
			10		130	260	
			15		95	190	
t _r , t _f	Input Rise or Fall Time Comparator Pin 3		5			50	μs
			10			1	
			15			0.3	
	Signal Pin 14		5			500	μs
			10			20	
			15			2.5	
T _{THL} , T _{TLH}	Transition Time		5		100	200	ns
			10		50	100	
			15		40	80	

* For sine wave the frequency must be greater than 10KHz for Phase Comparator II.

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the HCC/HCF 4046B in a Phase-Locked-Loop system. The selected external components must be within the following ranges :
 $5k\Omega \leq R1, R2, R_s \leq 1M\Omega$ $C1 \geq 100pF$ at $V_{DD} \geq 5V$ $C1 \geq 50pF$ at $V_{DD} \geq 10V$

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL System will Adjust to centre frequency f_0		VCO in PLL System will Adjust to Lowest Operating Frequency f_{min}	
Frequency Lock Range, $2 f_L$	$2 f_L = \text{full VCO frequency range}$ $2 f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2 f_C$				
Loop Filter Component Selection				
Phase Angle Between Signal and Comparator	90° at Centre Frequency (f_0), approximating 0° and 180° at ends of lock range ($2 f_L$)		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Centre Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	

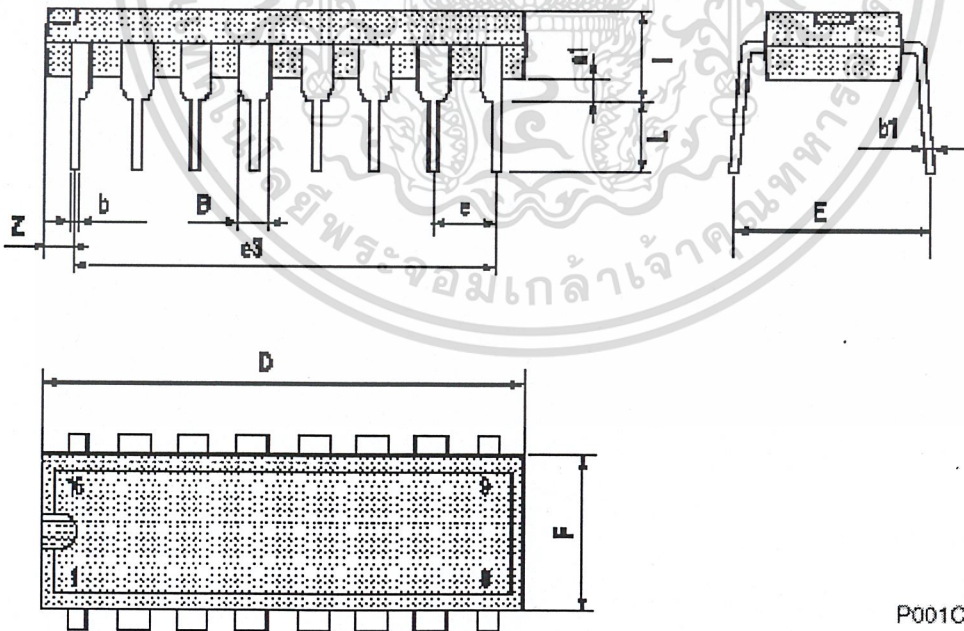
* G.S. Moschytz "minimized FC filters using phase Lockedloop" BSTJ, may 1965

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCC/HCF4046B

Plastic DIP16 (0.25) MECHANICAL DATA

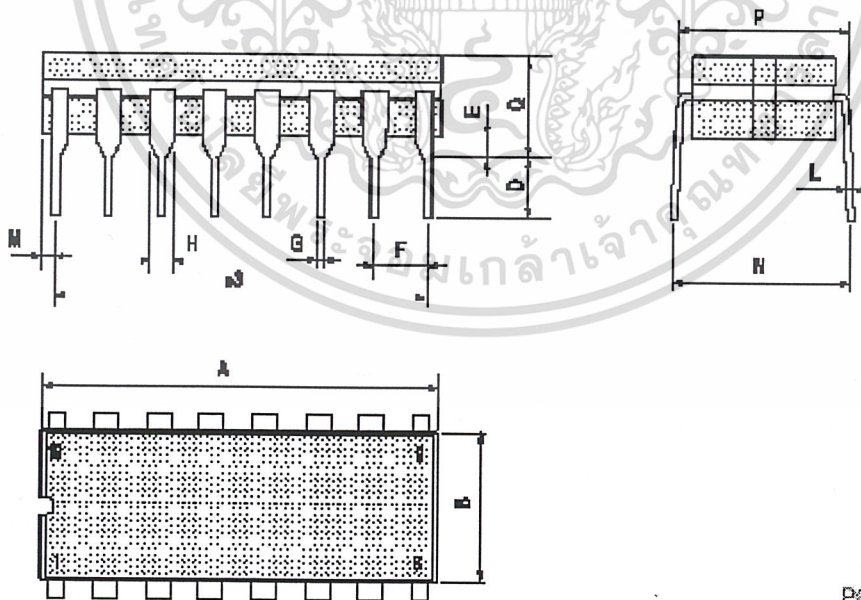
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z			1.27			0.050



P001C

Ceramic DIP16/1 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			20			0.787
B			7			0.276
D		3.3			0.130	
E	0.38			0.015		
øS		17.78			0.700	
F	2.29		2.79	0.090		0.110
G	0.4		0.55	0.016		0.022
H	1.17		1.52	0.046		0.060
L	0.22		0.31	0.009		0.012
M	0.61		1.27	0.020		0.050
N			10.3			0.406
P	7.8		8.05	0.307		0.317
Q			5.08			0.200

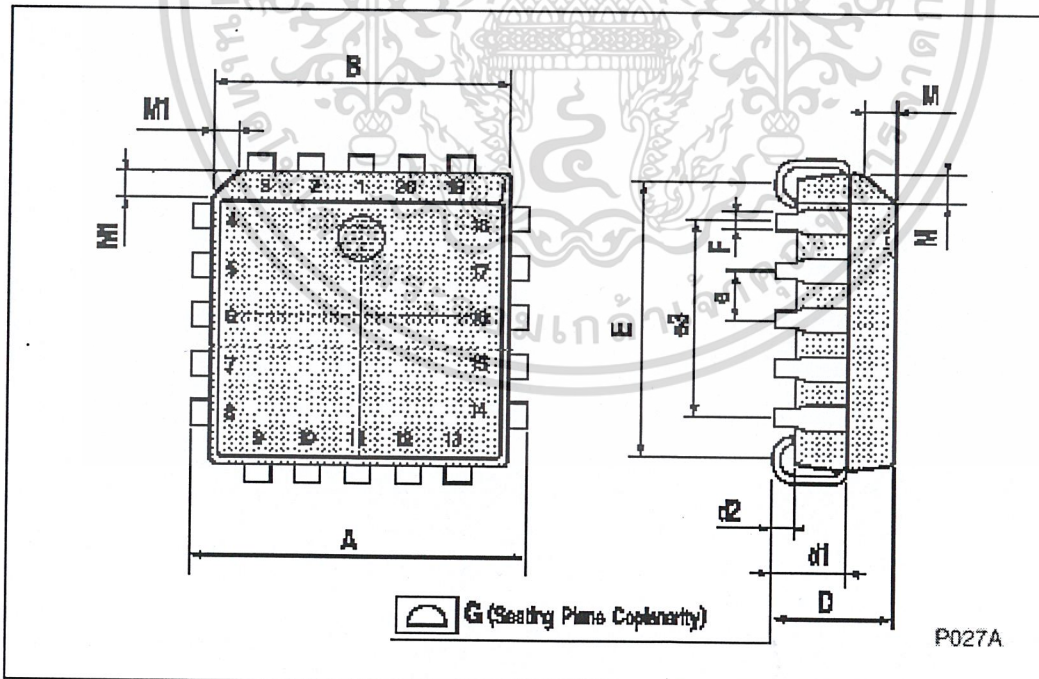


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCC/HCF4046B

PLCC20 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	9.78		10.03	0.385		0.395
B	8.89		9.04	0.350		0.356
D	4.2		4.57	0.165		0.180
d1		2.54			0.100	
d2		0.56			0.022	
E	7.37		8.38	0.290		0.330
e		1.27			0.050	
ea		5.08			0.200	
F		0.38			0.015	
G			0.101			0.004
M		1.27			0.050	
M1		1.14			0.045	



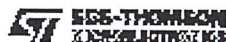
P027A



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.

© 1994 SGS-THOMSON Microelectronics - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES
Australia - Brazil - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco - The Netherlands -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.



13/13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



XR-2206

Monolithic
Function Generator

June 1997-3

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

Rev. 1.03
1972

EXAR Corporation, 48720 Kato Road, Fremont, CA 94538 ♦ (510) 668-7000 ♦ (510) 668-7017

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

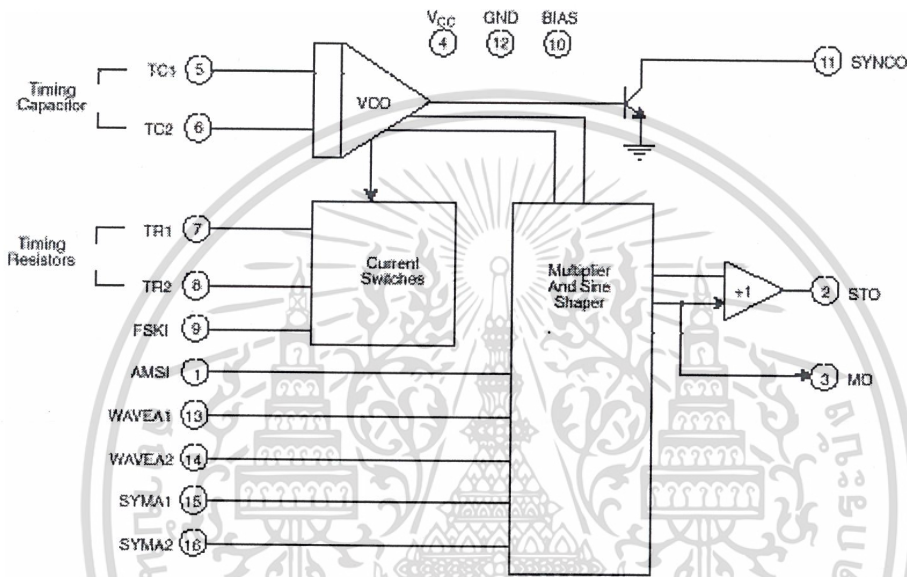
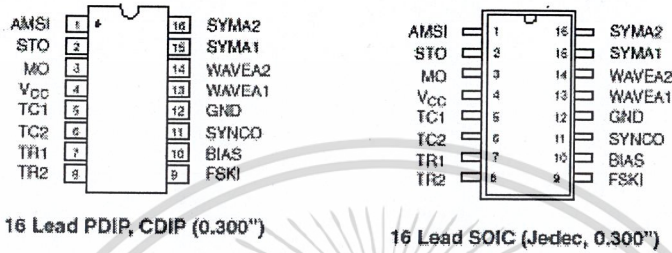


Figure 1. XR-2206 Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

XR-2206



DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 2 $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206MP			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_o	$f_o = 1/R_1 C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H \otimes R_1 = 1k\Omega$ $f_L \otimes R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	Figure 5
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								
Triangle Amplitude		180			180		mV/k Ω	Figure 2, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	Figure 2, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 7 and Figure 8

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k Ω	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C _L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C _L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	I _L = 2mA
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μ A	V _{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R₃, on Pin 3. See Figure 8.

² For maximum amplitude stability, R₃ should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V	Total Timing Current	6mA
Power Dissipation	750mW	Storage Temperature	-65°C to +150°C
Derate Above 25°C	5mW/°C		

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

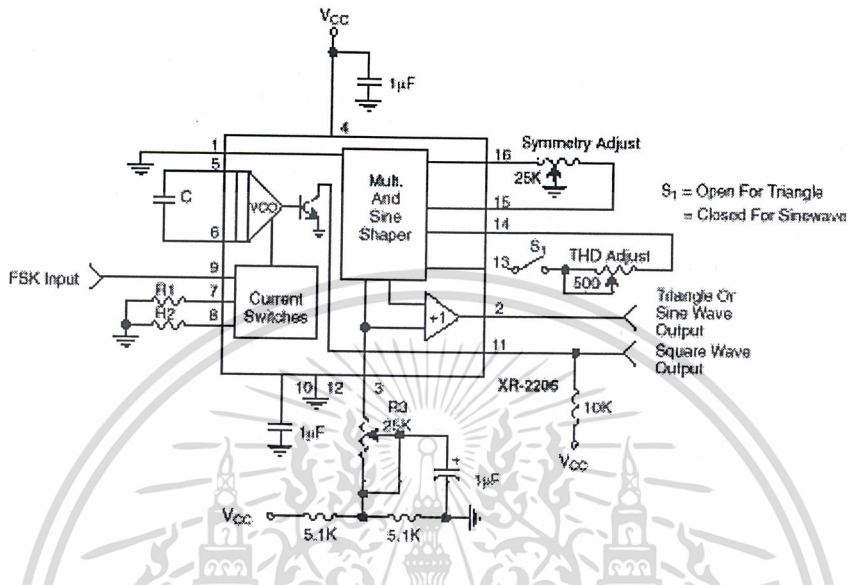


Figure 2. Basic Test Circuit

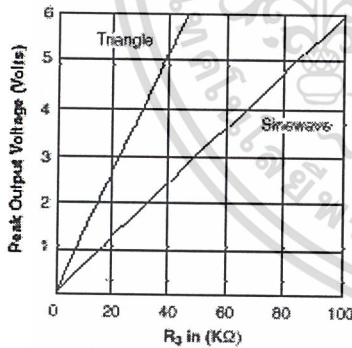


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R3, at Pin 3

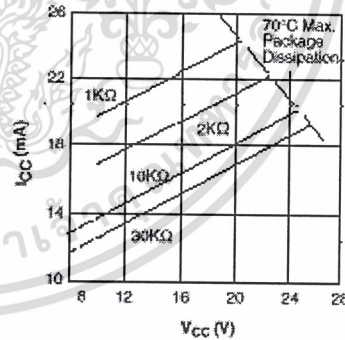


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

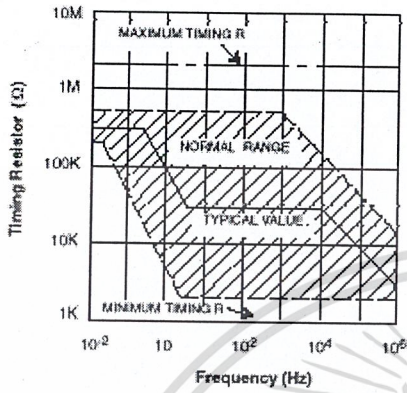


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

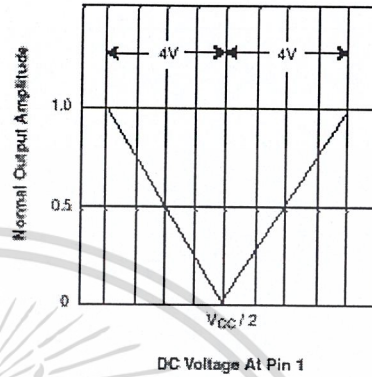


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

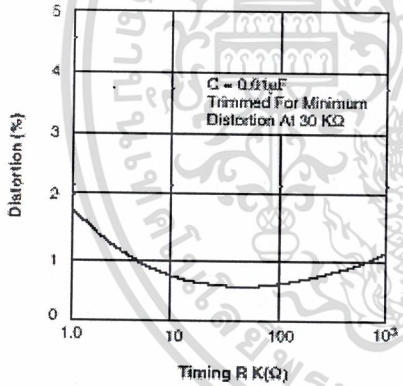


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

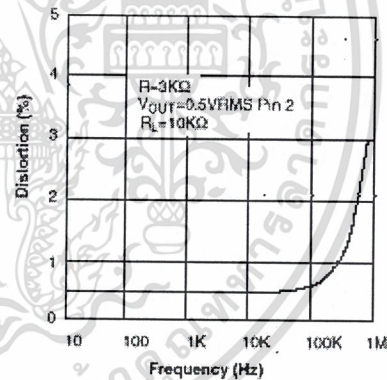


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

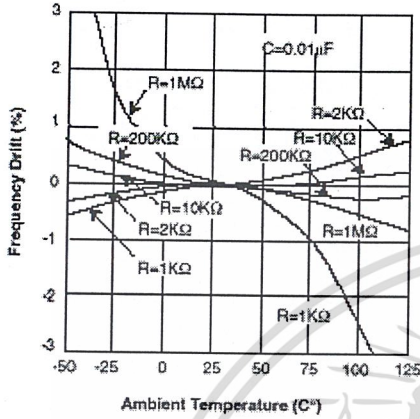


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

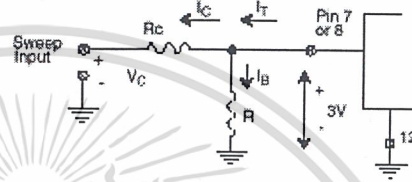


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

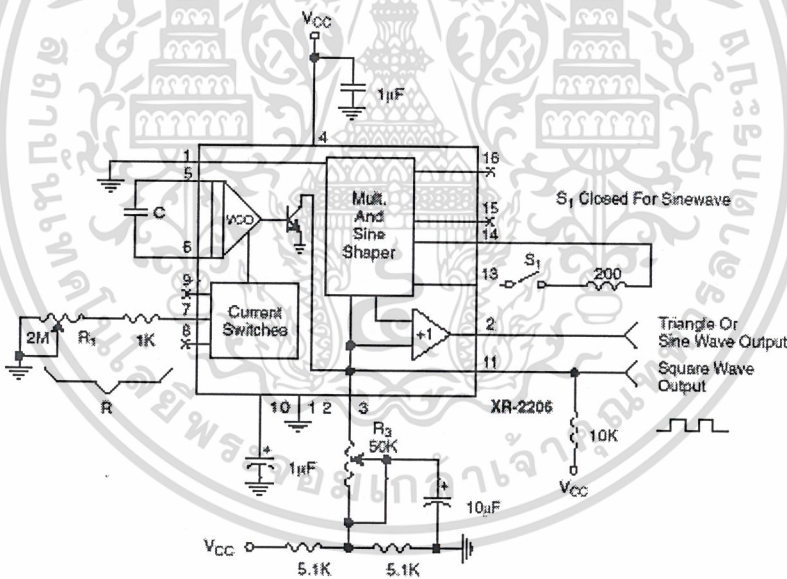


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R₃)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

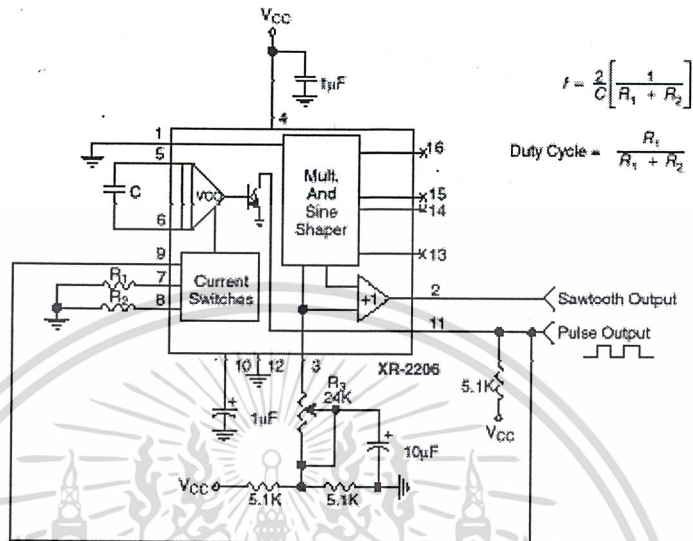


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 13. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figure 11, Figure 12 and Figure 13, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 11 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V .

Pulse and Ramp Generation

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1k Ω to 2M Ω .

PRINCIPLES OF OPERATION**Description of Controls****Frequency of Operation:**

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for $4k\Omega < R < 200k\Omega$. Recommended values of C are from 1000pF to 100 μ F.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(\text{mA})}{C(\mu\text{F})} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from 1 μ A to 3mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_C} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = -\frac{0.32}{R_C C} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3\text{mA}$.

XR-2206



Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 3). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per $k\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per $k\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50k\Omega$ would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

at Pin 1 is approximately $100k\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in Figure 6. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_{CC} .

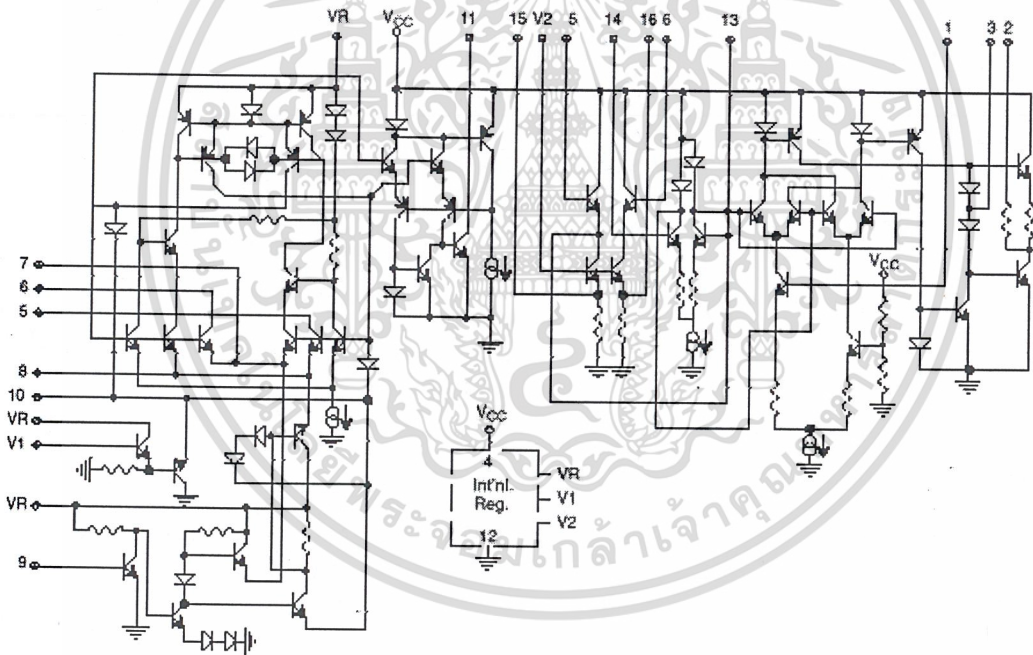


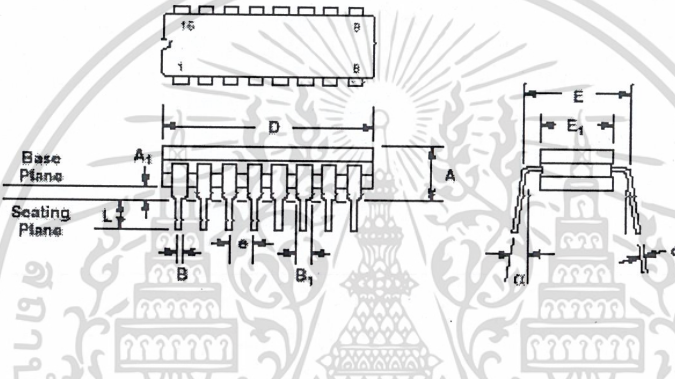
Figure 15. Equivalent Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)**

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.006	0.018	0.20	0.45
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

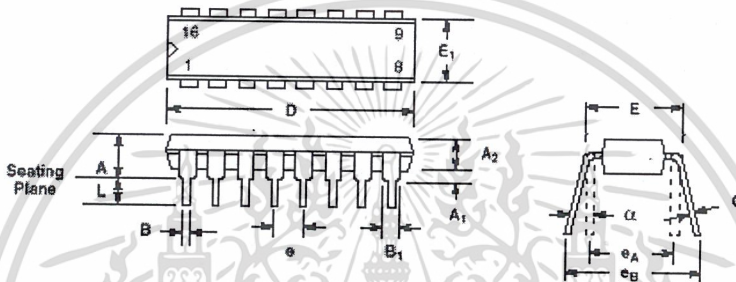
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

EXAR

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL PDIP)

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.36
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.67	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

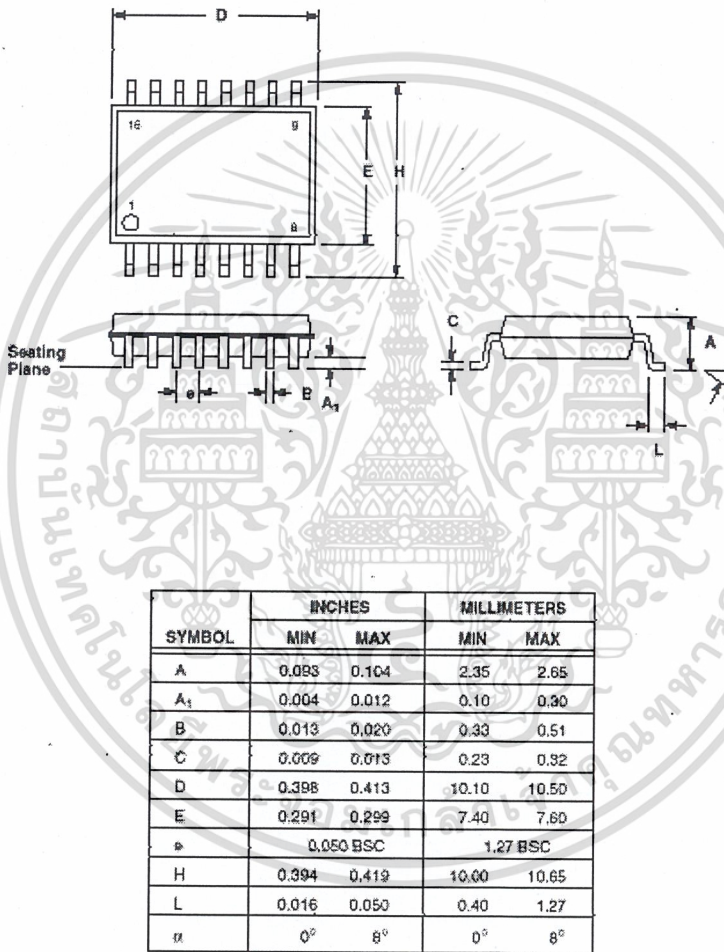
Rev 1.03

TQM™

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)**

Rev. 1.00



Note: The control dimension is the millimeter column

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



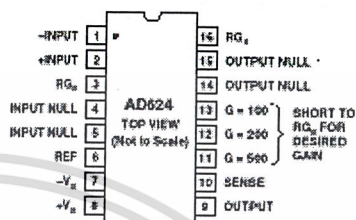
Precision Instrumentation Amplifier

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

CONNECTION DIAGRAM



FOR GAINS OF 1000 SHORT R_{G1} TO PIN 12 AND PINS 11 AND 13 TO R_{G2} .

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 pre-trimmed gains.
4. The AD624 provides totally independent input and output offset nulling terminals for high precision applications. This minimizes the effect of offset voltage in gain ranging applications.
5. A sense terminal is provided to enable the user to minimize the errors induced through long leads. A reference terminal is also provided to permit level shifting at the output.

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.

© Analog Devices, Inc., 1996

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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)	$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_m} - 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			
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 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	140			130			135			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current		± 50	± 30		± 50	± 25		± 50	± 15		± 50	± 30	nA
vs. Temperature													nA/°C
Input Offset Current		± 20	± 15		± 20	± 15		± 20	± 10		± 20	± 15	nA
vs. Temperature													nA/°C
INPUT													
Input Impedance													
Differential Resistance		10^7			10^7			10^7			10^7		Ω
Differential Capacitance		10			10			10			10		pF
Common-Mode Resistance		10^7			10^7			10^7			10^7		Ω
Common-Mode Capacitance		10			10			10			10		pF
Input Voltage Range*													V
Max Differ. Input Linear (V_{ml})		± 10			± 10			± 10			± 10		V
Max Common-Mode Linear (V_{mcl})		$12\text{ V} - \left(\frac{G}{Z} \times V_m \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{Z} \times V_m \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{Z} \times V_m \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{Z} \times V_m \right)$		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_{out} , $R_L = 2\text{ k}\Omega$		± 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.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_m	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	k Ω
I_m		30			30			30			30		μA
Voltage Range	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Gain vs Output	1			1			1			1			%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624—SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_i = 2\text{ k}\Omega$ 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)	$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_m} + 1 \right] \pm 20\%$			
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		± 0.3			± 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		5			3			2			2.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply		50			25			10			50		mV/°C
G = 1	70			75			80			75			dB
G = 100, 200	95			145			110			145			dB
G = 500	140			110			115			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current vs. Temperature		± 50	± 30		± 50	± 25		± 50	± 15		± 50	± 30	nA
Input Offset Current vs. Temperature		± 20	± 35		± 20	± 15		± 20	± 10		± 20	± 35	nA
INPUT													
Input Impedance													
Differential Resistance		10^8			10^8			10^8			10^8		Ω
Differential Capacitance		10			10			10			10		pF
Common-Mode Resistance		10^8			10^8			10^8			10^8		Ω
Common-Mode Capacitance		10			10			10			10		pF
Input Voltage Range*													V
Max Differ. Input Linear (V_{in})	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Max Common-Mode Linear (V_{in})	$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_m \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_m \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_m \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_m \right)$			V
Common-Mode Rejection de to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	140			145			110			140			dB
G = 500	110			120			130			110			dB
OUTPUT RATING													
V_{out} , $R_{in} = 2\text{ k}\Omega$		± 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 Hz													nV/Hz
R.T.I.		4			4			4			4		nV/Hz
R.T.O.		75			75			75			75		nV/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_{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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	± 70			± 70			± 70			± 70			V
Gain to Output	1			1			1			1			%
TEMPERATURE RANGE													
Specified Performance Storage	-25	+85		-25	+85		-25	+85		-55	+125		$^{\circ}$ C
	-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

V_{dm} is the maximum differential input voltage at $G = 1$ for specified nonlinearity; V_{dm} at other gains = 10 V/C. V_{in} = actual differential input voltage.

Example: $G = 10$, $V_{in} = 0.50$, $V_{dm} = 12$ V - $(10 \times 0.50$ V) = 9.5 V.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from these 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	± 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° C to $+150^{\circ}$ C

Operating Temperature Range

AD624A/B/C	-25° C to $+85^{\circ}$ C
AD624S	-55° C to $+125^{\circ}$ C
Lead Temperature (Soldering, 60 secs)	$+300^{\circ}$ C

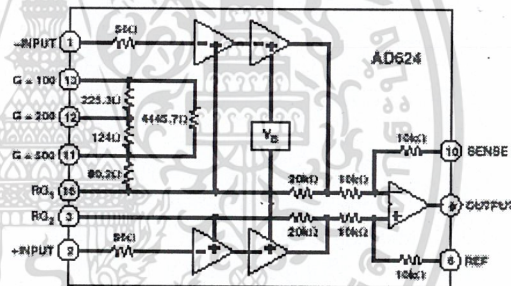
*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure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

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD624AD	-25° C to $+85^{\circ}$ C	18-Pin Ceramic DIP	D-16
AD624BD	-25° C to $+85^{\circ}$ C	18-Pin Ceramic DIP	D-16
AD624CD	-25° C to $+85^{\circ}$ C	18-Pin Ceramic DIP	D-16
AD624SD	-55° C to $+125^{\circ}$ C	18-Pin Ceramic DIP	D-16
AD624SD/883B*	-55° C to $+125^{\circ}$ C	18-Pin Ceramic DIP	D-16
AD624SChips	-25° C to $+85^{\circ}$ C	Die	

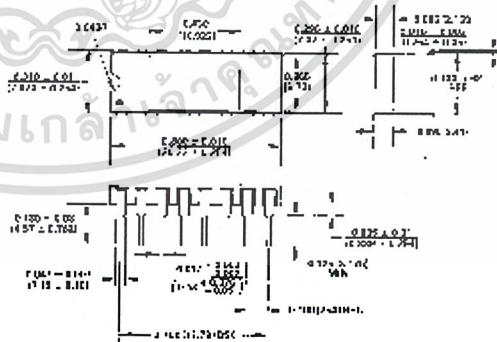
*See Analog Devices' military data sheet for 883B specifications.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



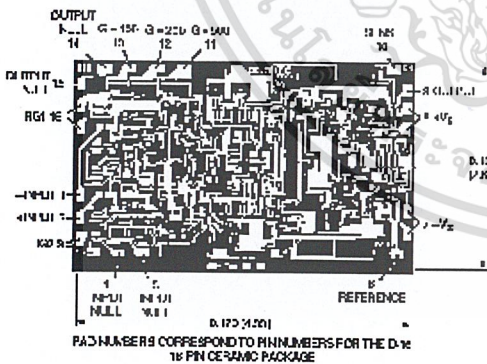
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



METALIZATION PHOTOGRAPH

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624—Typical Characteristics

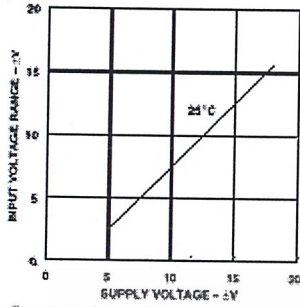


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, $G = 1$

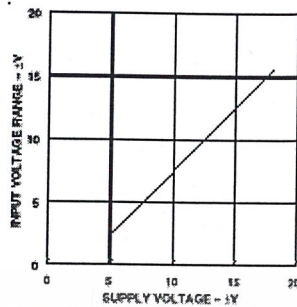


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

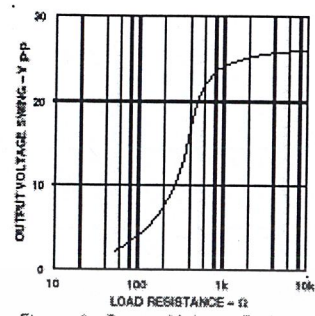


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

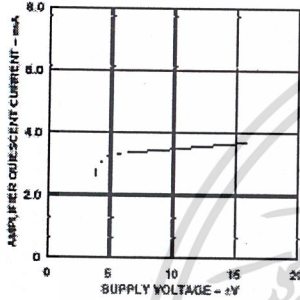


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

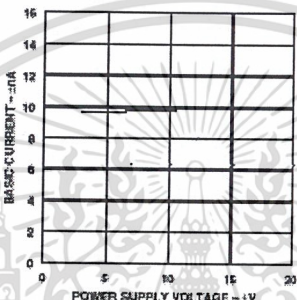


Figure 5. Input Bias Current vs. Supply Voltage

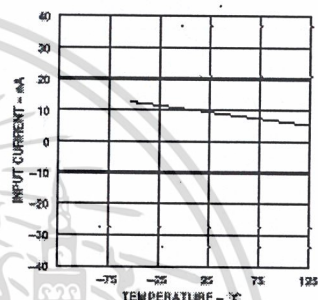


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

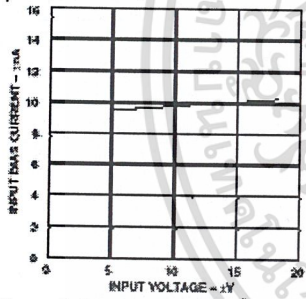


Figure 7. Input Bias Current vs. CMV

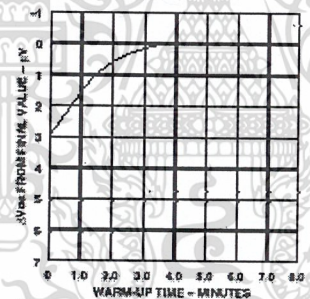


Figure 8. Offset Voltage, RTI, Turn On Drift

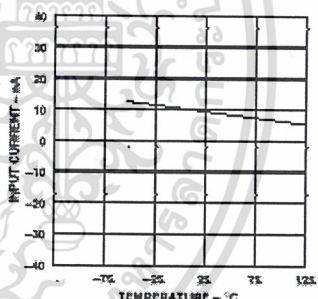


Figure 9. Gain vs. Frequency

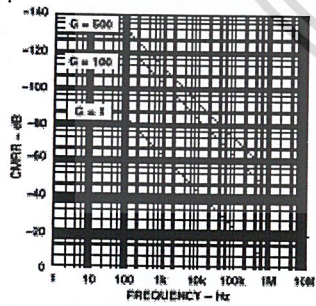


Figure 10. CMRR vs. Frequency RTI, Zero to 1k Source Imbalance

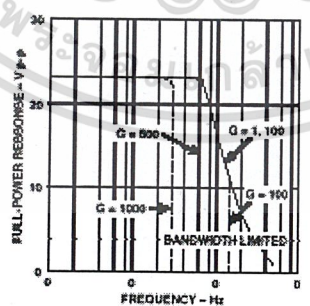


Figure 11. Large Signal Frequency Response

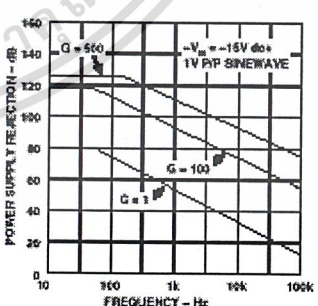


Figure 12. Positive PSRR vs. Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

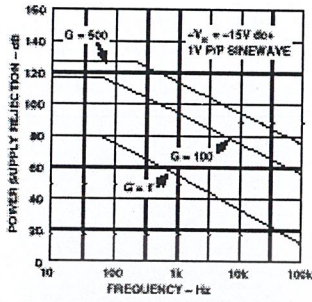


Figure 13. Negative PSRR vs. Frequency

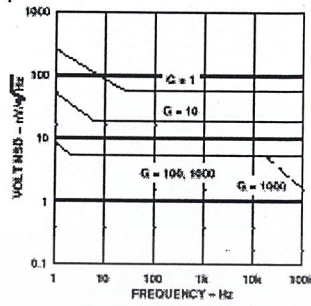


Figure 14. RTI Noise Spectral Density vs. Gain

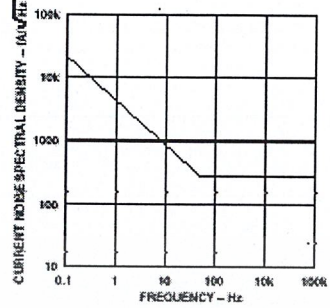


Figure 15. Input Current Noise

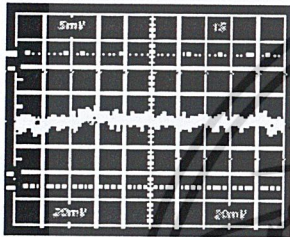


Figure 16. Low Frequency Voltage Noise, G = 1 (System Gain = 10000)

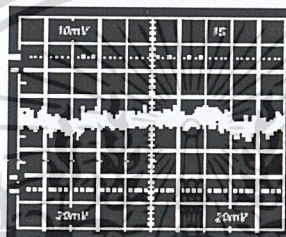


Figure 17. Low Frequency Voltage Noise, G = 1000 (System Gain = 100,000)

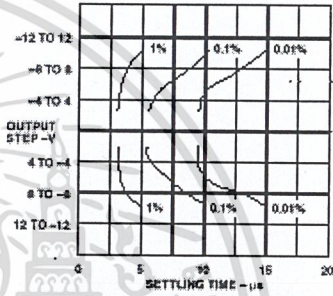


Figure 18. Settling Time, Gain = 1

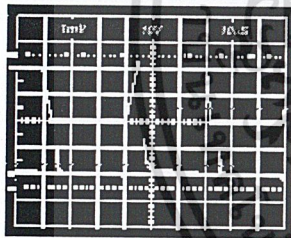


Figure 19. Large Signal Pulse Response and Settling Time, G = 1

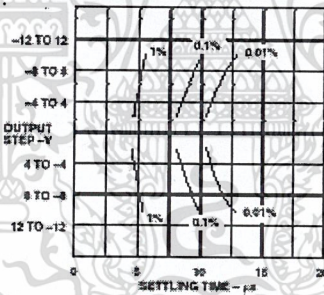


Figure 20. Settling Time Gain = 100

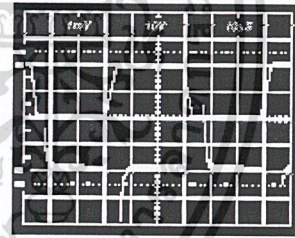


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time, G = 100

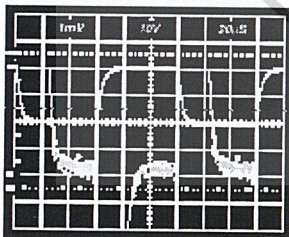


Figure 22. Range Signal Pulse Response and Settling Time, G = 500

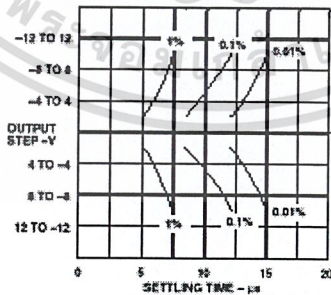


Figure 23. Settling Time Gain = 1000

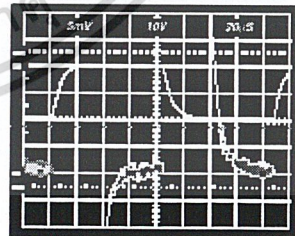


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time, G = 1000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 - ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624

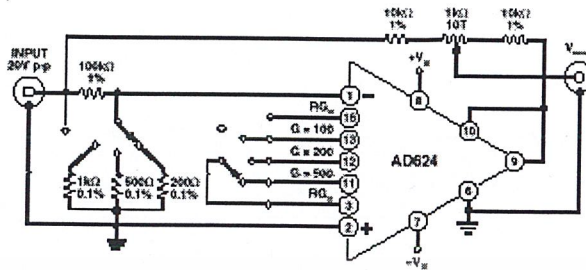


Figure 25. Settling Time Test Circuit

THEORY OF OPERATION

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

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

The gain is set by choosing the value of R_G from the equation,

$$\text{Gain} = \frac{40 \text{ k}}{R_G} + 1.$$

The value of R_G also sets the transconductance of the input preamp stage increasing it asymptotically to the transconductance of the input transistors as R_G is reduced for larger gains. This has three important advantages. First, this approach allows the circuit to achieve a very high open loop gain of 3×10^6 at a programmed gain of 1000 thus reducing gain related errors to a negligible 3 ppm. Second, the gain bandwidth product which is determined by C3 or C4 and the input transconductance, reaches 25 MHz. Third, the input voltage noise reduces to a value determined by the collector current of the input transistors for an RTI noise of $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at $G \geq 500$.

external protection resistors can be put in series with the inputs of the AD624 to augment the internal (50 Ω) protection resistors. This will most seriously degrade the noise performance. For this reason the value of these resistors should be chosen to be as low as possible and still provide 10 mA of current limiting under maximum continuous overload conditions. In selecting the value of these resistors, the internal gain setting resistor and the 1.2 volt drop need to be considered. For example, to protect the device from a continuous differential overload of 20 V at a gain of 100, 1.9 k Ω of resistance is required. The internal gain resistor is 404 Ω ; the internal protect resistor is 100 Ω . There is a 1.2 V drop across D1 or D2 and the base-emitter junction of either Q1 and Q3 or Q2 and Q4 as shown in Figure 27, 1400 Ω of external resistance would be required (700 Ω in series with each input). The RTI noise in this case would be

$$\sqrt{4 \text{ KTR}_{in} + (4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} \approx 6.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

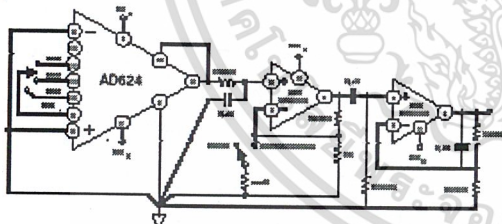


Figure 26. Noise Test Circuit

INPUT CONSIDERATIONS

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

The AD524 should be considered in applications that require protection from severe input overload. If this is not possible,

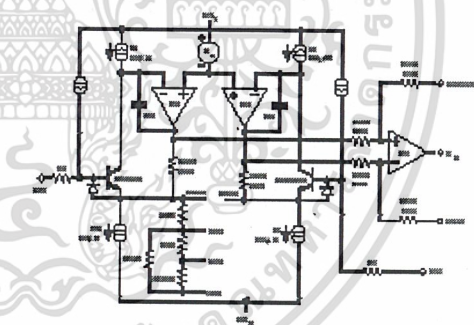


Figure 27. Simplified Circuit of Amplifier; Gain Is Defined as $(R_{56} + R_{57})/R_G + 1$. For a Gain of 1, R_G Is an Open Circuit.

INPUT OFFSET AND OUTPUT OFFSET

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

directly proportional to gain i.e., input offset as measured at the output at $G = 100$ is 100 times greater than at $G = 1$. Output offset is independent of gain. At low gains, output offset drift is dominant, while at high gains input offset drift dominates. Therefore, the output offset voltage drift is normally specified as drift at $G = 1$ (where input effects are insignificant), while input offset voltage drift is given by drift specification at a high gain (where output offset effects are negligible). All input-related numbers are referred to the input (R.T.I.) 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 R.T.I.

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

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

Pin 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 ($-15 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ typ), and the temperature coefficient of the internal interconnections.

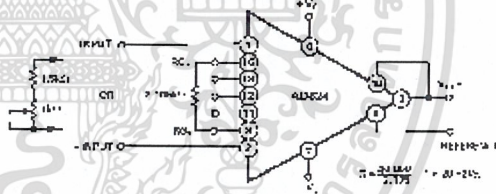


Figure 29. Operating Connections for $G = 20$

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 .

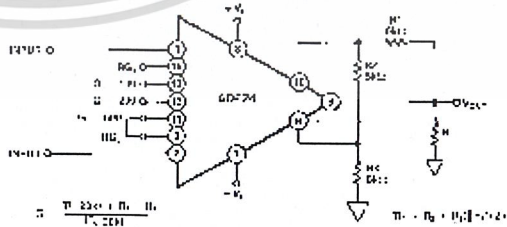


Figure 30. Gain of 2500

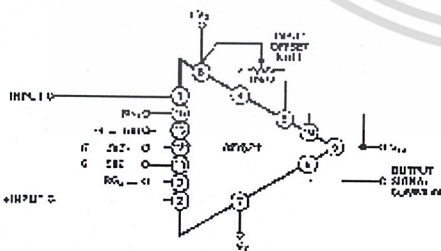


Figure 28. Operating Connections for $G = 200$

REV. B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD624

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 μV p-p, the contribution of the input stage is 0.2 μV p-p. At a gain of 10, the RTI voltage noise would be

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

The RTO voltage noise would be

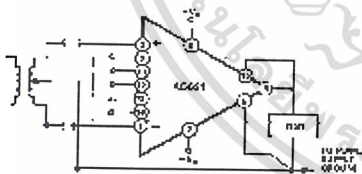
$$10.2 \mu\text{V p-p} \cdot \sqrt{10^2 + (0.2G)^2}$$

These calculations hold for applications using either internal or external gain resistors.

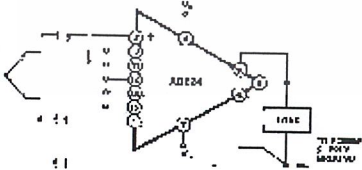
INPUT BIAS CURRENTS

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.

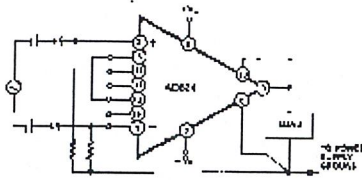
Although instrumentation amplifiers have differential inputs, there must be a return path for the bias currents. If this is not provided, those currents will charge stray capacitances, causing the output to drift uncontrollably or to saturate. Therefore,



a. Transformer Coupled



b. Thermocouple



c. AC Coupled

Figure 31. Indirect Ground Returns for Bias Currents

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, $G \geq 100$

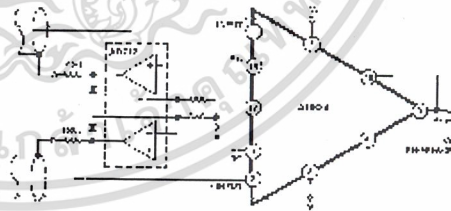


Figure 33. Differential Shield Driver

GROUNDING

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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).

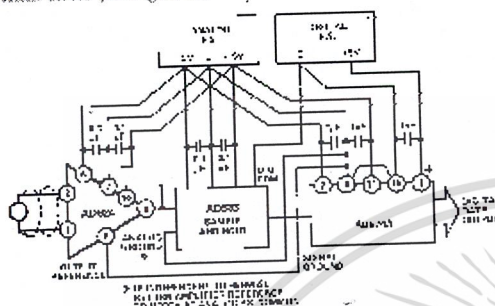


Figure 34. Basic Grounding Practice

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 instrumentation 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 $I \times R$ 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.

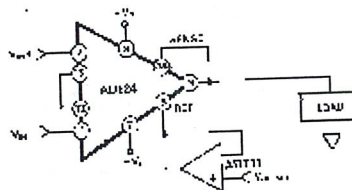


Figure 36. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

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 1Ω , 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 37. The input offset voltage characteristics of that amplifier will add directly to the output offset voltage performance of the instrumentation amplifier.

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

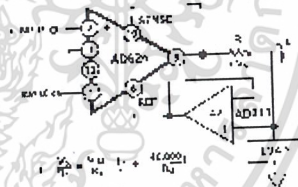


Figure 37. Voltage-to-Current Converter

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

PROGRAMMABLE GAIN

Figure 38 shows the AD624 being used as a software programmable gain amplifier. Gain switching can be accomplished with mechanical switches such as DIP switches or reed relays. It should be noted that the "on" resistance of the switch in series

AD624

with the internal gain resistor becomes part of the gain equation and will have an effect on gain accuracy.

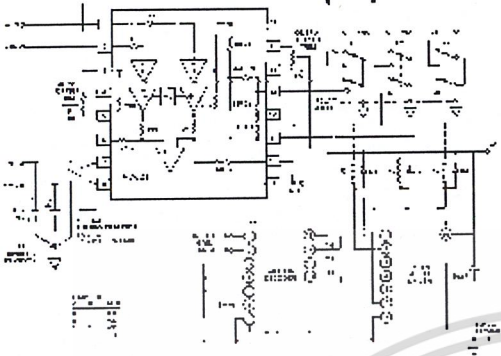


Figure 38. Gain Programmable Amplifier

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

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

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

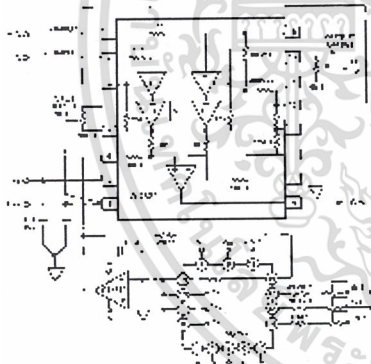


Figure 39. Programmable Output Gain

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

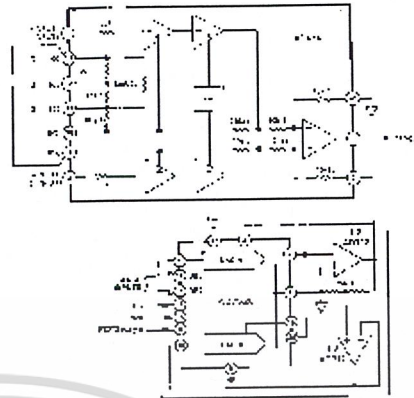


Figure 40. Programmable Output Gain Using a DAC

AUTO-ZERO CIRCUITS

In many applications it is necessary to provide very accurate data in high gain configurations. At room temperature the offset effects can be nulled by the use of offset 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.

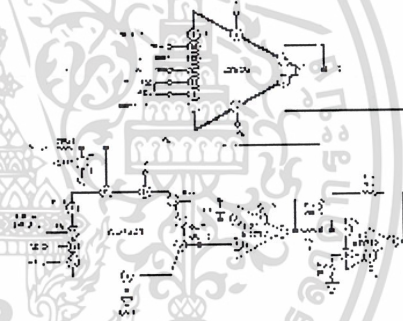


Figure 41. Software Controllable Offset

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

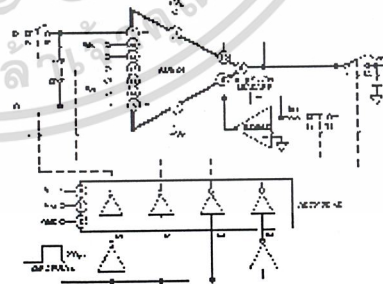


Figure 42. Auto-Zero Circuit

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

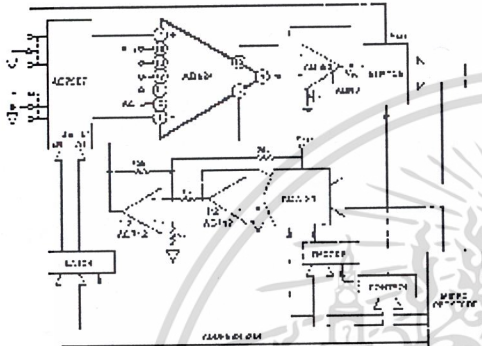


Figure 43. Microprocessor Controlled Data Acquisition System

WEIGH SCALE

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

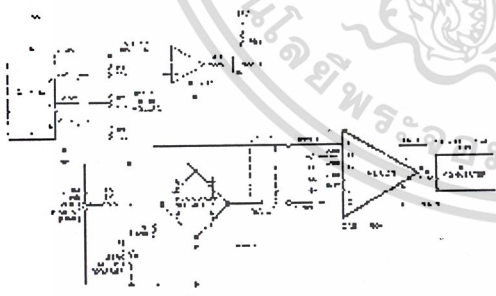


Figure 44. AD624 Weigh Scale Application

AC BRIDGE

Bridge circuits which use dc excitation are often plagued by errors caused by thermocouple effects, 1/f noise, dc drifts in the electronics, and line noise 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.

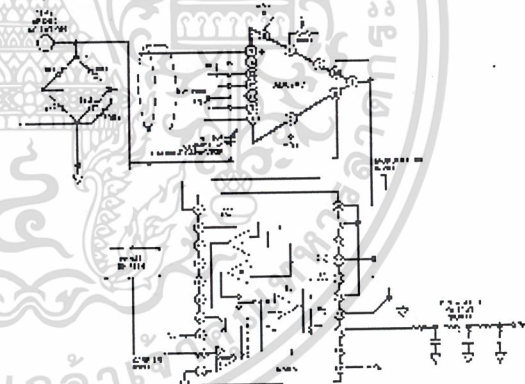


Figure 45. AC Bridge

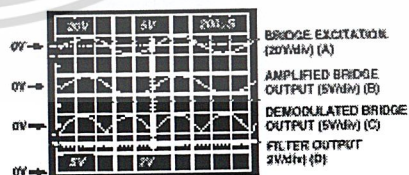


Figure 46. AC Bridge Waveforms

AD624

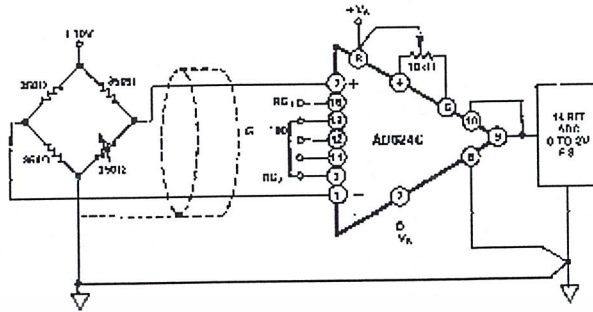


Figure 47. Typical Bridge Application

ERROR BUDGET ANALYSIS

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

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

Table II. Error Budget Analysis of AD624CD in Bridge Application

Error Source	AD624C Specifications	Calculation	Effect on Absolute Accuracy at $T_A = 25^\circ\text{C}$	Effect on Absolute Accuracy at $T_A = 85^\circ\text{C}$	Effect on Resolution
Gain Error	$\pm 0.1\%$	$\pm 0.1\% = 1000 \text{ ppm}$	1000 ppm	1000 ppm	-
Gain Instability	10 ppm	$(10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}) (60^\circ\text{C}) = 600 \text{ ppm}$	-	600 ppm	-
Gain Nonlinearity	$\pm 0.001\%$	$\pm 0.001\% = 10 \text{ ppm}$	-	-	10 ppm
Input Offset Voltage	$\pm 25 \mu\text{V}$, RTI	$\pm 25 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = \pm 1250 \text{ ppm}$	1250 ppm	1250 ppm	-
Input Offset Voltage Drift	$\pm 0.25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$(\pm 0.25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}) (60^\circ\text{C}) = 15 \mu\text{V}$ $15 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 750 \text{ ppm}$	-	750 ppm	-
Output Offset Voltage ¹	$\pm 2.0 \text{ mV}$	$\pm 2.0 \text{ mV}/20 \text{ mV} = 1000 \text{ ppm}$	1000 ppm	1000 ppm	-
Output Offset Voltage Drift ¹	$\pm 10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$(\pm 10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}) (60^\circ\text{C}) = 600 \mu\text{V}$ $600 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 300 \text{ ppm}$	-	300 ppm	-
Bias Current-Source Imbalance Error	$\pm 15 \text{ nA}$	$(\pm 15 \text{ nA})(5 \Omega) = 0.075 \mu\text{V}$ $0.075 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 3.75 \text{ ppm}$	3.75 ppm	3.75 ppm	-
Offset Current-Source Imbalance Error	$\pm 10 \text{ nA}$	$(\pm 10 \text{ nA})(5 \Omega) = 0.050 \mu\text{V}$ $0.050 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 2.5 \text{ ppm}$	2.5 ppm	2.5 ppm	-
Offset Current-Source Resistance Error	$\pm 10 \text{ nA}$	$(10 \text{ nA})(175 \Omega) = 1.75 \mu\text{V}$ $1.75 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 87.5 \text{ ppm}$	87.5 ppm	87.5 ppm	-
Offset Current-Source Resistance-Drift	$\pm 100 \text{ pA}/^\circ\text{C}$	$1 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 50 \text{ ppm}$	-	50 ppm	-
Common-Mode Rejection	115 dB	$115 \text{ dB} = 1.8 \text{ ppm} \times 5 \text{ V} = 9 \mu\text{V}$ $9 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 444 \text{ ppm}$	450 ppm	450 ppm	-
Noise, RTI (0.1 Hz - 10 Hz)	$0.22 \mu\text{V p-p}$	$0.22 \mu\text{V p-p}/20 \text{ mV} = 10 \text{ ppm}$	-	-	10 ppm
Total Error			3793.75 ppm	5493.75 ppm	20 ppm

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

For a comprehensive study of instrumentation amplifier design and applications, refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide*, available free from Analog Devices.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปฏิญานิพนธ์	นายคมเพชร หิรัญพานิช
วันเดือนปีเกิด	วันพฤหัสบดีที่ 4 พฤศจิกายน พ.ศ. 2519
สถานที่เกิด	จังหวัดสระบุรี
ภูมิลำเนาเดิม	36/1 หมู่ 3 ตำบลหินซ้อน อำเภอแก่งคอย จังหวัดสระบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	36/1 หมู่ 3 ตำบลหินซ้อน อำเภอแก่งคอย จังหวัดสระบุรี
โทรศัพท์	-
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านฝั่งพัฒนา
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนแก่งคอย
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคสระบุรี
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคท่าหลวงซิเมนต์ไทยอนุสรณ์
ปริญญาตรี	สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
ทุนการศึกษา	-
คติพจน์	ถ้ายังมีความหวังเราก็ยังไม่ท้อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

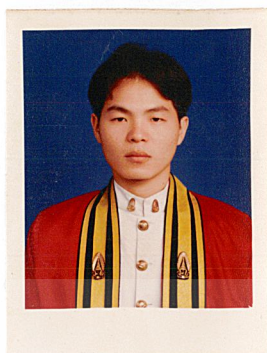
ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปฏิญานิพนธ์	นายศักดิ์ดา อ่างวัฒนกิจ
วันเดือนปีเกิด	วันอาทิตย์ที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2518
สถานที่เกิด	จังหวัดชลบุรี
ภูมิลำเนาเดิม	649 หมู่ 1 ตำบลคลองกิว อำเภอบ้านบึง จังหวัดชลบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	649 หมู่ 1 ตำบลคลองกิว อำเภอบ้านบึง จังหวัดชลบุรี
โทรศัพท์	(038) 201381
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนชุมชนบ้านหัวกุญแจ
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนคลองกิววิทยา
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคชลบุรี
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคชลบุรี
ปริญญาตรี	สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
ทุนการศึกษา	-
คติพจน์	คิดก่อนทำ จำใส่ใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายสุรรัช วงศ์เวทย์เสถียร
วันเดือนปีเกิด	วันเสาร์ที่ 1 พฤษภาคม พ.ศ. 2520
สถานที่เกิด	จังหวัดชลบุรี
ภูมิลำเนาเดิม	803 หมู่ 5 ตำบลหนองไผ่แก้ว อำเภอบ้านบึง จังหวัดชลบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	803 หมู่ 5 ตำบลหนองไผ่แก้ว อำเภอบ้านบึง จังหวัดชลบุรี
โทรศัพท์	-
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนวัฒนครุณวิทย์
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนบ้านบึง “อุตสาหกรรมนุเคราะห์”
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคชลบุรี
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคชลบุรี
ปริญญาตรี	สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
ทุนการศึกษา	-
คตินิพนธ์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. B. Winckski, J.P.Fuiton, S.nath, N. Namkung, and J.W.Simpson, "Self-Nulling Eddy Probe for Surface and Subsurface Flaw Detector", Submitted to Materials Evalution.
2. David F. Stout , "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", McGRAW Hill Book Company, 1976
3. " Microsoft C/C++ Run-Time Libraly Reference Covers Version7", Microsoft Languages Libraly.
4. Ramakant A. Gayakwad, "Op-Amp Linear Integrated Circuit" Prentice-Hall International Inc., 1988
5. Robert T. Paynter , "Introductory Electronics Devices and Circuit" , Prentice-Hall International Inc., 1989
6. D. Rodger. "Differential methods, finite element and applications", Industrial Applications of Electromagnetic Computer Codes, Eds. Y.R. Crutzen et al., pp.51-79, 1990
7. R. Albanese and G. Rubinacci, "Formulation of the eddy current problem," Proc. Inst. Elec. Eng., pt. A, vol. 137, pp. 16-20, 1990.
8. Mina, M., Udpa, S. S., Udpa, L., and Yim, J., "A New Approach for Practical Two Dimentional Data Fusion Utilizing a Single Eddy Current Probe ," Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 16, pp. 749-755, D.O. Thompson and D. E. Chimenti, Eds., Plenum Press, NY , 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้