



เครื่องวัดวิเคราะห์ฮีสเตอร์รีซิสของวัสดุแม่เหล็ก (B-H CURVE METER IN HIGH FREQUENCY)



โดย
นายชวลิต ประสิทธิ์ผล
นายสนั่น รุ่งรัตนเจริญชัย

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา ๒๕๓๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032763

เครื่องวัดวิเคราะห์ฮิสเตอร์รีซิสของวัสดุแม่เหล็ก
(B-H CURVE METER IN HIGH FREQUENCY)

นายชวลิต	ประสิทธิ์ผล	34161102
นายสนั่น	รุ่งรัตน์เจริญชัย	34161133



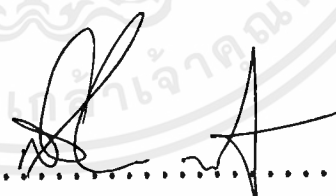
ปริญญาโทสำหรับปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2535

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สาขา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวัดวิเคราะห์ฮีสเตอร์รีซิสของวัสดุแม่เหล็ก
(B-H CURVE METER IN HIGH FREQUENCY)

ผู้จัดทำ

1. นายชวลิต ประสิทธิ์ผล 34161102
2. นายสนั่น รุ่งรัตนเจริญชัย 34161133


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. ลิ่งหัทธอง พัฒนเศรษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

ปริญาพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของวิชาฟิสิกส์ ที่ว่าด้วยเรื่องเกี่ยวกับสนามแม่เหล็ก โดยการนำคุณสมบัตินี้ บี-เอช เคฟ ของวัสดุแม่เหล็กมาประยุกต์ใช้ร่วมกับพื้นฐานทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้เกิดเป็นเครื่องวัดวิเคราะห์ฮิสเตอร์รีซิส เนื่องจากปัจจุบันนี้ได้มีการนำสารแม่เหล็กมาทำเป็นแกน ซึ่งได้ถูกนำมาใช้งานกว้างขวาง ในวงการอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ใช้แกนทำเป็นหม้อแปลงของสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และฟลายแบคทรานส์ฟอร์มเมอร์ สำหรับทีวี หรือเครื่องบันทึกเทป อื่น ๆ เป็นต้น ซึ่งมีความถี่ที่ใช้งานและส่วนผสมของสารในแกนเหล็กต่าง ๆ กัน จากการสร้างเครื่องวิเคราะห์บี-เอช เคฟ นี้ทำให้เราทราบว่าที่ความถี่เท่าไรของแกนนั้น ๆ เหมาะกับงานประเภทไหน

เนื่องจากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ และพิจารณาลักษณะของความเป็นแม่เหล็กที่ได้จากการอ่าน บี-เอช เคฟ ของการทดลองจะเกิดการสูญเสียพลังงานขึ้นที่แกนเหล็กที่เรียกว่า เอ็ดดี้-เคอเรน รอส ทำให้แกนเหล็กร้อนส่งผลให้วงจรที่ใช้ร่วมไม่สมบูรณ์

เนื้อหาของปริญาพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงพื้นฐานของสนามแม่เหล็กวงจรแม่เหล็กไปจนถึงการวิเคราะห์สนามแม่เหล็ก การทดสอบแกนต่าง ๆ ที่ความถี่เหมาะสมของแกนนั้น ๆ ตลอดจนการหาค่าวัสดุแม่เหล็กที่ผ่านความถี่สูง ๆ ซึ่งจะ เป็นประโยชน์ในการนำไปใช้งานต่อไป

Abstract

This thesis is a part of Physics. It's Magnetic Subject which has characteristic B-H curve of Magnetic Materials used together with basic electronics. It's called B-H Analyzer of Magnetic Cores. Presently, Magnetic has been developed for making to magnetic cores, widely in the electronic and industrial world and the adjustly magnetic has been used in excellent task with different such as the core has adapt for transformer of switching power supply and flyback Transformer for T.V. or Magnetic recording by different frequency.

Since, Analysis by Mathematics and Consider characteristic of Magnetic from B-H curve with result of the experiment. It will be occur the lossing and energy in magnetic core "Eddy Current Loss" as the result it happened hot core and incomplete circuit.

This thesis describes the basic of magnetic circuit in to Magnetic Analysis. We founded how much frequency we can take the right of how much frequency in which are suitable in each work untill evaluate magnetic materials to be used at high frequencies which will be useful for going on the work.

บทคัดย่อ

Abstract

สารบัญ

บทนำ	1 - 1
บทที่ 1	ความรู้พื้นฐานของ HYSTERESIS LOOP และหม้อแปลง	1 - 1
	1.1 วงจรแม่เหล็ก และคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก	1 - 1
	1.1.1 mmf และเส้นแรงแม่เหล็ก(flux)	1 - 1
	1.1.2 การสูญเสียพลังงานภายในสารแม่เหล็ก	1 - 8
	1.2 หม้อแปลงไฟฟ้า	1 - 22
	1.2.1 โครงสร้าง	1 - 22
	1.2.2 การพันขดลวด	1 - 24
	1.3 ทฤษฎีและหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า	1 - 25
	1.3.1 หลักการของหม้อแปลง	1 - 25
	1.3.2 อัตราส่วนของแรงเคลื่อนและกระแสไฟฟ้า	1 - 25
	1.3.3 การแยกส่วนที่สูญเสียในแกนเหล็ก	1 - 27
	1.3.4 การให้เครื่องหมายที่ขั้วของหม้อแปลง	1 - 28
บทที่ 2	หลักการวัดและการสร้าง	
	2.1 การกำหนดชนิดของอุปกรณ์ทางแม่เหล็กที่ใช้ใน	2 - 1
	ย่านความถี่ 10 KHz และความถี่อื่น ๆ ที่สูงกว่า	
	2.2 หลักการวัดแบบพื้นฐาน	2 - 5
	2.3 การวัดที่ความถี่สูง	2 - 9
	2.4 รายละเอียดแต่ละส่วนของเครื่อง	2 - 10
	2.4.1 Power Amplifier	2 - 10
	2.4.2 วงจร Integrate	2 - 13
	2.4.3 วงจร Compensate	2 - 16
	2.4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์	2 - 19

บทที่ 3	การทดลองและผลการทดลอง	3 - 1
3.1	แกนแบบ TOROIDAL CORE, Material 2E1	3 - 1
3.1.1	การพันขดลวดบนแกนที่จะวัด	3 - 2
3.1.2	การทดลองวัดความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรง(B) แม่เหล็ก และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H)	3 - 3
3.1.3	การทดลองวัดรูปคลื่น B-H (B-H CURVE)	3 - 5
3.1.4	การหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F)	3 - 9
3.2	แกนแบบ EI CORE , Material 2E6	3 - 10
3.2.1	การทดลองวัดความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรง(B) แม่เหล็ก และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H)	3 - 11
3.2.2	การทดลองวัดรูปคลื่น B-H (B-H CURVE)	3 - 13
3.2.3	การหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F)	3 - 16
3.3	แกนแบบ EER CORE , Material 2E6	3 - 17
3.3.1	การทดลองวัดความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรง(B) แม่เหล็ก และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H)	3 - 18
3.3.2	การทดลองวัดรูปคลื่น B-H (B-H CURVE)	3 - 20
3.3.3	การหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F)	3 - 21
3.4	การทดลองทดสอบด้วยสัญญาณ SQUARE WAVE	3 - 22
3.4.1	แกนแบบ TOROIDAL CORE, Material 2E1	3 - 22
3.4.2	แกนแบบ EER CORE , Material 2E6	3 - 25

บทที่ 4	บทวิจารณ์ และ สรุป	4 - 1
---------	--------------------------	-------

ภาคผนวก

ก.	วงจรที่ใช้ในโครงการ	ก - 1
ข.	การใช้งานของเครื่อง	ข - 1
ค.	CHARACTERISTICS ของอุปกรณ์ที่ใช้	ค - 1
ง.	CHARACTERISTICS ของแกน FERRITE	ง - 1

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

บทนำ

วัสดุแม่เหล็กเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในวงจรทางไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการนำวัสดุแม่เหล็กมาใช้สร้างหม้อแปลง หรือโช๊ค ซึ่งเป็นอุปกรณ์หนึ่งที่ใช้ในวงจรทางไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นก่อนนำวัสดุแม่เหล็กไปใช้งานก็ต้องมีการทดสอบหาคุณสมบัติของมันก่อน เช่น หาพฤติกรรมของมันเมื่อใช้งานที่ย่านความถี่ต่าง ๆ การหาค่าซึมซาบสัมพัทธ์ของแม่เหล็กที่ใช้งานในสภาวะต่าง ๆ ตลอดจนหาค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (B_{max}) ในกรณีต่าง ๆ เป็นต้น

โดยทั่วไปเราอาจแบ่งวัสดุที่ใช้ในวงจรแม่เหล็กได้เป็น 2 กลุ่ม กลุ่มแรกคือ วัสดุที่มีความซึมซาบประมาณเท่ากับค่าในสุญญากาศ คือประมาณ μ_0 วัสดุเหล่านี้เป็นวัสดุที่ไม่ใช่สารแม่เหล็ก ตัวอย่างเช่น อากาศ ทองแดง และไม้ ในกลุ่มนี้กลุ่มไปถึงวัสดุที่เรียกว่า พาราแมติก เป็นวัสดุที่มีค่ามากกว่า μ_0 เล็กน้อย และไดอะแมกติก ซึ่งมีค่าความซึมซาบน้อยกว่าเล็กน้อย กลุ่มที่สองได้แก่ วัสดุที่ซึมซาบสูงกว่า อันได้แก่ พวกเฟอร์โรแมกเนติก และเพอร์โรแมกเนติก วัสดุพวกเฟอร์โรแมกเนติกยังแบ่งออกเป็นกลุ่มย่อยได้อีก คือเป็นวัสดุแข็งและวัสดุอ่อน อันเป็นคุณลักษณะตามความแข็งแรงทางโครงสร้างของวัสดุ วัสดุพวกเฟอร์โรแมกเนติกแบบอ่อนได้แก่ เหล็ก และเหล็กอ่อน ส่วนเฟอร์โรแมกเนติกแบบแข็งได้แก่ พวกแม่เหล็กถาวรอันได้แก่ พวกอัลนิโก สมาเรียม โคบอล พวกเฟอร์โรแมกเนติกก็ถูกแบ่งออกคล้าย ๆ กับเฟอร์โรแมกเนติก แต่จะมีความต้านทานจำเพาะสูงกว่าพวกเฟอร์โรแมกเนติก จะมีคุณลักษณะสำคัญที่ต้องคำนึง 2 ประการ ในวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก อย่างเช่น เหล็กจะมีค่าสูงกว่าในสุญญากาศ เราแสดงว่าความสัมพันธ์ของค่าความซึมซาบอยู่ในรูปของความซึมซาบสัมพัทธ์

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad H/m$$

เมื่อ μ_r คือค่าความซึมซาบของวัสดุ (ในกรณีนี้คือเหล็ก)

และ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \quad H/m$ อันเป็นค่าความซึมซาบในสุญญากาศ ประการที่สองความสัมพันธ์ของ B และ H (สำหรับเหล็ก) จะไม่เป็นลักษณะที่เชิงเส้นโดยทั่วไปแล้ว เมื่อนำวัสดุแม่เหล็กมาใช้สร้างแกนหม้อแปลง ซึ่งหม้อแปลงเหล่านี้จะทำงานในย่านความถี่ต่ำตั้งแต่ 50 Hz ถึง 400 Hz แต่ในปัจจุบันได้มีการสร้างหม้อแปลง สำหรับใช้ในสวิทชิงเรกูเรเตอร์ซึ่งทำงานในย่านความถี่สูงประมาณ 20 KHz ถึง 500 KHz หรือนำวัสดุแม่เหล็กมาสร้าง Deflection Yoke ในโทรทัศน์ หรือหม้อแปลงความถี่สูงต่าง ๆ ดังนั้นจึงต้องมีการทดสอบวัสดุแม่เหล็กที่นำมาใช้สร้างอุปกรณ์ดังกล่าว เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานโครงงานนี้ จึงกล่าวถึงหลักการวัดหาค่าพารามิเตอร์หรือคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุแม่เหล็กโดยสามารถทำการทดสอบที่ความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ถึง 200 KHz ซึ่งการ

วัดที่ได้นี้จะวัดในรูป BH-Curve แสดงผลบนจอออสซิลโลสโคป แล้วจึงทำการอ่านค่า B_{max} , H_{max} ซึ่งจะทำให้หาค่าซึมซาบแม่เหล็กได้ จุดเด่นและจุดสำคัญของโครงการนี้ก็คือ สามารถที่จะนำไปใช้งานร่วมกับออสซิลโลสโคปทั่ว ๆ ไปได้เลย และก็สามารถที่จะอ่านค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างถูกต้องแม่นยำ จึงทำให้งบประมาณในการสร้างเครื่องวัดนี้ประหยัดกว่าเครื่องที่มีจำหน่ายตามท้องตลาดถึงประมาณ 100 เท่า



ความรู้พื้นฐานของ HYSTERESIS LOOP และหม้อแปลง

1.1 วงจรแม่เหล็กและคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก

1.1.1 mmf และเส้นแรงแม่เหล็ก (flux)

1.1.1.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H

ทั้ง B และ H เป็นเวกเตอร์ที่จุดใดจุดหนึ่ง ซึ่งความเข้มของสนามแม่เหล็ก H ที่จุดนั้นทำให้เกิดความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่จุดนั้นด้วย เราอาจเขียนความสัมพันธ์ได้โดยสมการง่าย ๆ ดังนี้

$$B = \mu H$$

เมื่อ B เป็นความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเทสลา (T) หรือ (Wb/m^2)

H เป็นความเข้มของสนามแม่เหล็กที่จุดนั้น มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร หรือ แอมแปร์-เทอนต่อเมตร (A/m) หรือ (AT/m)

μ เป็นความซึมซาบได้ของตัวกลาง (permeability) มีหน่วยเป็นเฮนรีต่อเมตร (H/m) หรือ เวเบอร์ต่อแอมป์-เทอนต่อเมตร ($\text{Wb}/\text{AT}-\text{m}$)

ความซึมซาบได้ของตัวกลาง μ นี้ ทำให้สามารถจำแนกสารตัวกลางออกได้เป็น 3 ชนิด ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารนั้น กล่าวคือให้

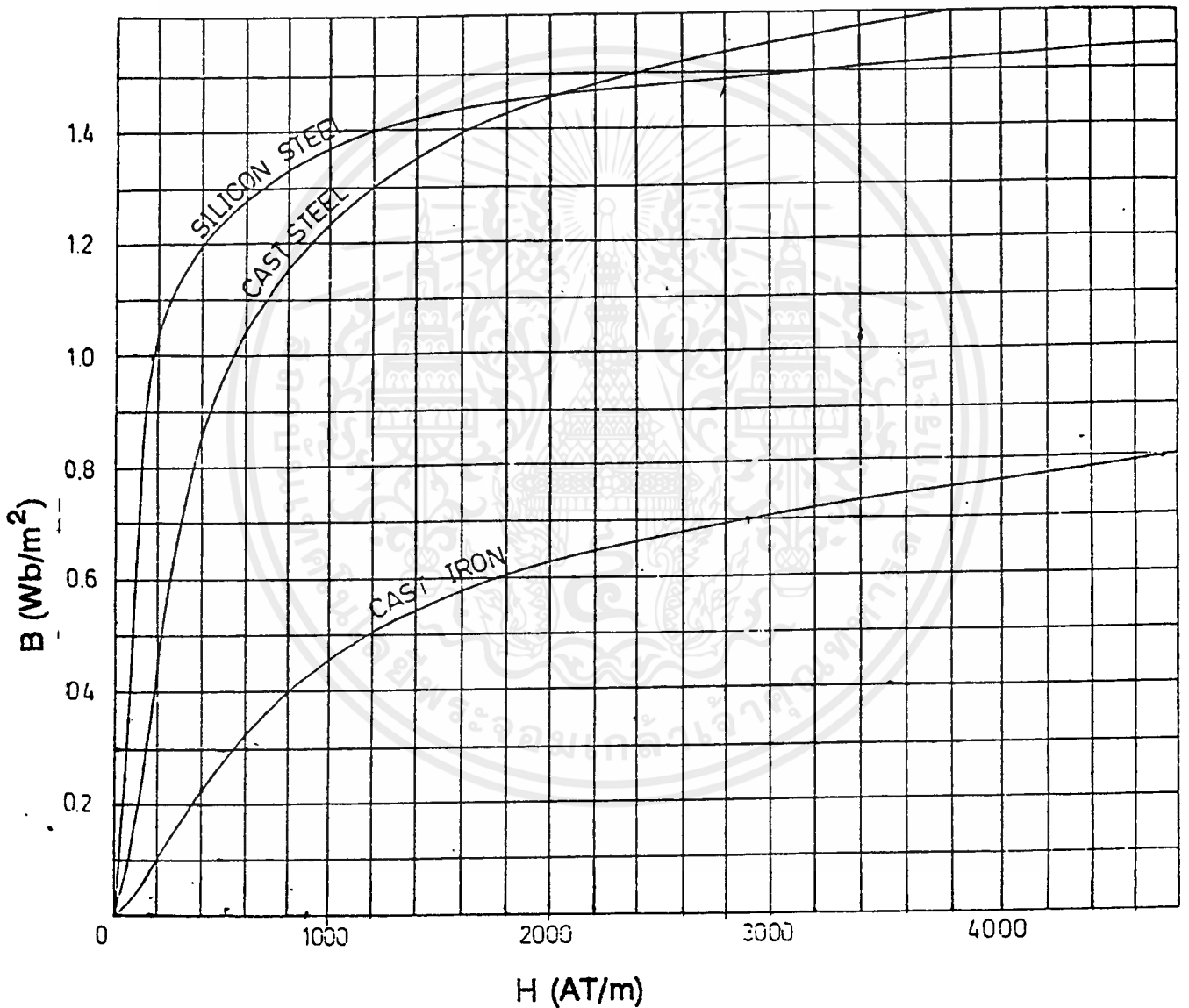
$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

μ_0 เป็นตัวคงที่ของสมการเราเรียกว่า ตัวซึมซาบแม่เหล็กในอากาศ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) ส่วน μ_r จะเป็นอัตราส่วนเปรียบเทียบว่าสารนั้น ๆ มีคุณสมบัติซึมซาบแม่เหล็กได้เป็นกี่เท่าของ μ_0

- สารใดมีค่า μ_r มากกว่า 1 เล็กน้อย สารนั้นจัดเป็นชนิด Paramagnetic Material เช่น อากาศ ไม้
- สารใดมีค่า μ_r น้อยกว่า 1 สารนั้นจัดเป็นชนิด Diamagnetic Material เช่น อลูมิเนียม หรือ สารตัวนำสมบูรณ์ ซึ่งมี $\mu_r = 0$
- สารที่มีค่า μ_r สูงมาก ๆ จัดเป็นพวก Ferromagnetic Material โดยทั่วไป ค่า μ_r จะอยู่ระหว่าง 1,000-1,000,000 โดยขึ้นอยู่กับชนิดของสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic Material) และแม้ในสารชนิดเดียวกันที่ค่าของความเข้มของ

สนามแม่เหล็กต่างกัน ค่าของ μ_r จะไม่เท่ากัน ลักษณะความสัมพันธ์ของสารแม่เหล็กจากรูป 1.1 จะเห็นได้ว่า สมการ (1-1) เราอาจเขียนใหม่ได้

$$\mu_r = B/\mu_0 H \quad (1.1ก)$$



รูปที่ 1.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง B และ H

ค่าความลึมนั้นจะไม่เป็นเส้นตรงและจะมีระดับหนึ่ง ซึ่งแม้เราจะเพิ่มความเข้มสนามแม่เหล็กมากขึ้นไปอีก แต่ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กจะไม่เปลี่ยนแปลง จุดที่ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กไม่เปลี่ยนแปลงต่อไปอีกนี้ เราจะเรียกเป็นจุดอิมิตัวของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กของสารนั้น และค่าของ μ_r ที่มีขนาดสูงที่สุดของสารใด ๆ จะสามารถหาได้จากการลากเส้นตรงไปสัมผัสกับเส้นแสดงความลึมนั้นระหว่าง B กับ H ของสารนั้น และสมการ (1-1ก) กราฟแสดงความลึมนั้นระหว่าง B กับ H นี้เราเรียกว่าเส้นโค้งกำเนิดแม่เหล็ก ตาราง (1-1) แสดงค่าสูงสุดของ μ_r และจุดอิมิตัวของสารแม่เหล็กบางชนิด

ตาราง 1.1 แสดงค่า μ_r (max) และจุดอิมิตัวของสารแม่เหล็กบางชนิด

ชนิดของแม่เหล็ก	ส่วนผสมอื่นจากเหล็ก	μ_r (max)	B_m จุดอิมิตัว (T)
เหล็ก	5% ของอื่น	6000-9000	2.2
เหล็ก	.05% ของอื่น	20000-300000	2.2
เหล็กกล้าซิลิกอน	4% Si	7000	2.0
เหล็กกล้าซิลิกอน	3% Si	40000	2.0
เรียงแนวรีด			
48 Permalloy	48% Ni	60000	1.5
Monimax	47% Ni, 3% Mo	35000	1.45
78 Permalloy	78.5% Ni	70000	1.05
Mo Permalloy	4% Mo, 79% Ni	90000	0.87
Superrmalloy	5% Mo, 79% Ni	900000	0.79
Sinimax	43% Ni, 3% Si	35000	1.1
Mumetal	5% Cu, 2% Cr 77% Ni	90000	0.65

1.1.1.2 *mmf และ กฎของแอมแปร์*

แรงเคลื่อนแม่เหล็กระหว่างจุดกำหนดล่องจุด a และ b จะมีค่าคำนวณได้จากสูตร

$$F = \int_a^b H \cdot dl \quad (1.3)$$

เมื่อ F เป็นแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่หน่วยเป็นแอมแปร์ หรือ แอมป์เทอน (A หรือ AT) กฎของแอมแปร์ เป็นกฎแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้ากับสนามแม่เหล็กใช้ในการคำนวณต่าง ๆ ดังนี้

$$\int_S J \cdot dA = \oint H \cdot dL \quad (1.4)$$

เมื่อ J เป็นความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อตารางเมตร จะได้ $\int_S J \cdot dA$ แสดงถึงปริมาณของกระแสทั้งหมดที่เหนี่ยวนำให้เกิดอำนาจแม่เหล็ก (ซึ่งอยู่ภายใน closed curve ของวงจรมแม่เหล็กที่เราเลือกไว้) และทิศทางของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นก็มีทิศทางตามกฎมือขวา เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรมแม่เหล็กต่าง ๆ ได้ เช่น วงจรมแม่เหล็กในรูป 1.2 เป็นวงจรมแม่เหล็กอย่างง่าย ๆ เป็นวงแหวนเทอร์รอยซึ่งมีขนาดสม่ำเสมอตลอด มีขดลวด N รอบพันอยู่ภายนอก และมีกระแสไฟฟ้า i ไหลอยู่ในขดลวด เพราะฉะนั้นในกรณีนี้ทางด้านซ้ายของสมการ (1.4) ก็จะมีค่าเป็น Ni คือจำนวนกระแสทั้งหมดที่ทำให้เกิดอำนาจแม่เหล็ก และสมการ (1.4) ก็จะกลายมาเป็น

$$Ni = \oint H \cdot dL \quad (1.5)$$

ซึ่งถ้าเกิดเส้นรอบวง R_1 จะได้

$$H_1 (2\pi R_1) = Ni$$

ถ้าคิดเส้นรอบวงที่ R_2 จะได้

$$H_2 (2\pi R_2) = Ni$$

ค่าของสนามแม่เหล็กภายในวงแหวนเทอร์รอย โดยเฉลี่ยจะมีค่าหาได้จากสมการ

$$H (2\pi R) = Ni$$

$$H = Ni / 2\pi R$$

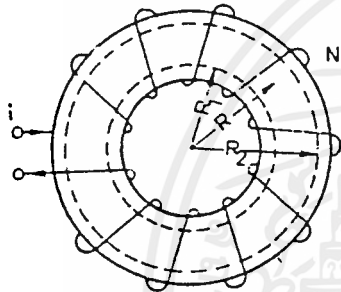
เมื่อ R เป็นรัศมีโดยเฉลี่ยของวงแหวนเทอร์รอย

ความยาว $2\pi R$ เป็นความยาวเฉลี่ยของวงจรมแม่เหล็ก ซึ่งค่าความยาวเฉลี่ยของวงจรมแม่เหล็กนี้จะเป็นค่าที่เรานำมาใช้คำนวณ และโดยทั่วไปจะคิดว่าสนามแม่เหล็กภายในส่วนตัดขวางของวงจรม จุดใดจุดหนึ่งจะมีค่าเฉลี่ยเท่ากันตลอด เพราะฉะนั้นวงจรมแม่เหล็กในรูป 1.3 สามารถใช้สมการ (1.4) แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้ คือ

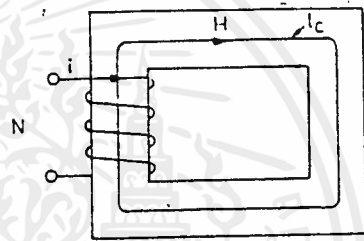
$$Ni = HL$$

เมื่อ L เป็นความยาวเฉลี่ยของวงจรม ในรูป 1.3 ซึ่งเราสามารถหาค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กภายในวงจรมแม่เหล็กนี้ได้

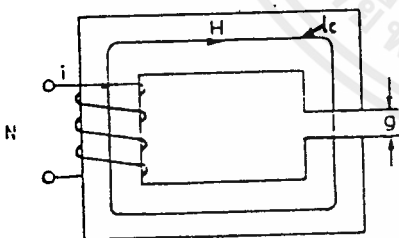
$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r Ni/L$$



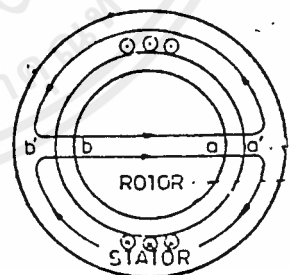
รูป 1.2 วงแหวนเทอร์รอย



รูป 1.3 วงจรมแม่เหล็ก



รูป 1.4 วงจรมแม่เหล็กชนิดมีช่องอากาศ



รูป 1.5 วงจรมแม่เหล็กของเครื่องจักรไฟฟ้า

รูปที่ 1.4 แสดงวงจรมแม่เหล็กอันมีตัวกลางสองชนิด ชนิดหนึ่งเป็นช่องอากาศกรณีนี้เกิดจากสมการ 1.5 กลายมาเป็น

$$\begin{aligned} N_i &= \int H \cdot dL \text{ ของวงจรมแม่เหล็ก} + \int H \cdot dL \text{ ของวงจรมช่องอากาศ} \\ &= HL(\text{เหล็ก}) + Hg(\text{อากาศ}) \\ &= BL/\mu_r\mu_o + Bg/\mu_o \\ &= (B/\mu_o) [(1/\mu_r) + g] \end{aligned}$$

ซึ่งตามธรรมดา ค่า μ_r จะสูงกว่าค่า μ_o มาก และเมื่อใดที่ค่า $g \gg 1/\mu_r$ แล้วสามารถใช้ค่าโดยประมาณในการคำนวณ โดยการตัดค่า mmf ในส่วนของวงจรมที่เป็นสวแม่เหล็กออก คงเหลือแต่ส่วนของวงจรมช่องอากาศ

$$\begin{aligned} N_i &\sim Hg(\text{อากาศ}) \\ &\sim B \cdot g / \mu_o \end{aligned}$$

วงจรมแม่เหล็กหลักอีกชิ้นหนึ่งที่เหมาะในการพิจารณา คือ วงจรมจากรูป 1.5 อันเป็นวงจรมของเครื่องจักรไฟฟ้าชนิดหมุนโดยทั่ว ๆ ไป โดยมีตัวสเตเตออร์อยู่ภายนอกยึดอยู่กับที่ ทำจากสวแม่เหล็ก [Ferromagnet Material] มีแท่งตัวนำจำนวน N แท่ง ซึ่งแต่ละแท่งมีกระแสไหลผ่านจำนวน i แอมแปร์ อยู่บนตัวสเตเตออร์ ตัวโรเตออร์ซึ่งหมุนได้อยู่ภายในเป็นสวแม่เหล็กเหมือนกัน กระแสไฟฟ้าจากสเตเตออร์จะเหนี่ยวนำเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นบนวงจรมแม่เหล็กอันนี้ ในกรณีนี้เลือกจากจุด a ไป a' ไป b' ไป b กลับมายัง a เป็นวงจรมปิด (closed curve) ของสมการ $\int H \cdot dL$ เพราะฉะนั้นเราจะได้

$$\begin{aligned} N_i &= \int_{(a \ a' \ b' \ b \ a)} H \cdot dl \\ &= \int_{a' \ b \ a} H \cdot dL + \int_{a \ a' \ b' \ b} H \cdot dL + \int_{a' \ a} H \cdot dL + \int_{b \ b'} H \cdot dL \end{aligned}$$

ซึ่ง $\int_{a \ a' \ b' \ b} H \cdot dL$ และ $\int_{a' \ a} H \cdot dL$ จะเป็นค่า mmf ของช่องอากาศระหว่างตัวโรเตออร์กับสเตเตออร์ทั้งสอง ซึ่งมีขนาดเท่ากัน

$\int_{a' \ a} H \cdot dL$ จะเป็นค่า mmf ของตัวสเตเตออร์ ซึ่งเป็นสวแม่เหล็ก

$\int_{b \ b'} H \cdot dL$ จะเป็นค่า mmf ของตัวโรเตออร์ ซึ่งเป็นสวแม่เหล็ก

จะได้ $N_i = 2 \int_{a \ a' \ b' \ b} H \cdot dL + \text{mmf ในสวแม่เหล็ก}$ จะได้ประมาณ $2 Hg$

เมื่อ g เป็นช่องอากาศ ของเครื่องจักรไฟฟ้านั้น ๆ

ซึ่งทั้ง $\int_{a \ a' \ b' \ b} H \cdot dL$ หรือ Hg นี้เราเรียกว่า mmf ที่อยู่ที่จุด a ระหว่างช่องอากาศ g

1.1.1.3 **เส้นแรงแม่เหล็ก**

เส้นแรงแม่เหล็กเป็นปริมาณสเกลาร์ (Scalar) ไม่มีทิศทางเราอาจหาขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กได้จากนิยามของเส้นแรงแม่เหล็กเป็น Surface integral ของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B กับพื้นที่ผิว A ซึ่งตั้งฉากกัน

$$\Phi = \int B \cdot dA$$

แต่โดยทั่วไปในการศึกษาทฤษฎีเครื่องจักรไฟฟ้าเราจะแสดงค่าของเส้นแรงแม่เหล็กอยู่ในแนวเดียวกับแกนของค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B ถ้าค่าของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B มีค่าสม่ำเสมอโดยตลอดแล้ว เราสามารถหาค่าของเส้นแรงแม่เหล็ก ได้โดยการคูณพื้นที่หน้าตัด A ที่ตั้งฉากกับค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก B ในทิศทางที่ตั้งฉากกับพื้นที่หน้าตัดนั้น

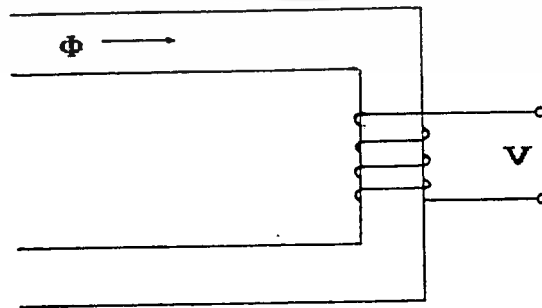
นั่นคือ

$$\Phi = B A$$

เมื่อ Φ เป็นเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเวเบอร์ (Wb)

1.1.1.4 **ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำอันเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแส (Transformer Voltage)**

สนามแม่เหล็กโดยทั่วไป เกิดขึ้นจากขดลวดตัวนำที่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าเกิดขึ้น การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก และการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าในขดลวดตัวนำอื่นต่อไป



รูป 1.6 ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแส

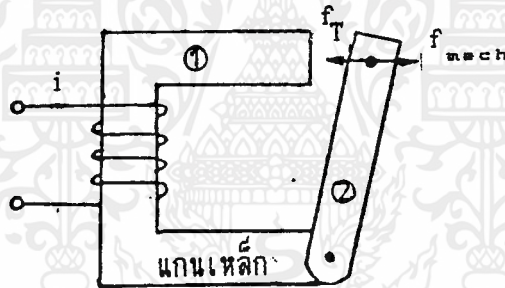
จากรูป 1.6 ค่าศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในขดลวดปฐมภูมิทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กภายในวงจร ซึ่งเหนี่ยวนำให้เกิดศักดาไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิ

$$V = \frac{d\Phi}{dt} = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.8)$$

1.1.2 การสูญเสียพลังงานภายในสารแม่เหล็ก

1.1.2.1 การสะสมพลังงานแม่เหล็ก

หลักการแปรรูปของพลังงานแม่เหล็กในวงจรต่าง ๆ เราเริ่มพิจารณาวงจรตามรูป 1.7 โดยต้องการหาพลังงานที่สะสมในสนามแม่เหล็กอันเกิดขึ้นจากกระแส i ไหลเข้าสู่ขดลวดในวงจรจำนวน N รอบ



รูป 1.7 วงจรรีเลย์

เพราะฉะนั้นกำลัง (Power) ที่ปลายทั้งสองของขดลวดอันได้จากอัตราการไหลของพลังงานเข้าสู่วงจรโดยผ่านขดลวด

$$P = ie \quad (1.9)$$

P มีหน่วยเป็นวัตต์ หรือ จูล/วินาที

e เป็นศักดาที่ให้แก่ขดลวด

ซึ่งพลังงานทั้งหมดที่ใส่เข้าสู่ขดลวด จากระยะเวลา $t = 0$ ถึง $t = t$ เท่ากับ W_{in} ซึ่งมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$W_{iN} = \int_0^t p dt = \int_0^t i e dt \quad (1.10)$$

ค่าของศักดาไฟฟ้า e ในสมการ (1.10) สามารถแทนค่าได้จากศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมความต้านทานไฟฟ้าขดลวด และจากการเปลี่ยนแปลงของจำนวนเส้นแรงที่เกี่ยวคล้องอยู่

$$e = Ri + \frac{d\Phi}{dt}$$

แทนค่า e ลงในสมการ (1.10) จะได้

$$\begin{aligned} W_{iN} &= \int_0^t i (Ri + \frac{d\Phi}{dt}) dt \\ W_{iN} &= \int_0^t (Ri^2 + i \frac{d\Phi}{dt}) dt \quad (1.11) \end{aligned}$$

อนึ่งพลังงานความร้อนที่สูญเสียจากค่าความต้านทานของขดลวดเท่ากับ

$$W_{\text{รณ}} = \int_0^t Ri^2 dt$$

เพราะฉะนั้น พลังงานที่ไหลเข้าสู่สนามแม่เหล็กจะมีค่า

$$\begin{aligned} W &= W_{iN} - W_{\text{รณ}} \\ W &= \int_0^t (i \frac{d\Phi}{dt}) dt \\ W &= \int_{\Phi(0)}^{\Phi(t)} i d\Phi \quad (1.12) \end{aligned}$$

จะเห็นว่าพลังงานที่ไหลเข้าไปสู่สนามแม่เหล็ก จะมีค่าแปรโดยตรงกับค่าศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำ e_{in} เมื่อ

$$e_{in} = d\Phi / dt$$

จากสมการนี้ ถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงของพลังงานถึงแม้ว่าจะมีกระแสไหลในขดลวด และมีศักดาไฟฟ้าคร่อมขดลวดนั้น นั่นคือจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงของพลังงานแม่เหล็กและถ้าเกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก พลังงานที่เปลี่ยนไปจะมีค่าแปรตามกับเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงไป

เพราะฉะนั้นพลังงานแม่เหล็กสะสม W_F จะมีค่าจากสมการ (1.12) เท่ากับ

$$W_F - W_{F(0)} = W = \int_{\Phi(0)}^{\Phi(t)} i d\Phi \quad (1.13)$$

เมื่อ $W_{F(0)}$ เป็นพลังงานแม่เหล็กสะสม เมื่อเวลา $t = 0$

$\Phi(0)$ เป็นเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวค้ำ เมื่อเวลา $t = 0$

ถ้าตอนเริ่มแรกยังไม่มีการสะสมพลังงานเข้าสู่สนามแม่เหล็กเลย (ก่อนเวลา $t=0$) ดังนั้นพลังงานสะสมเบื้องต้น $W_{F(0)}$ ต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ และไม่มีสนามแม่เหล็กเกิดขึ้น เพราะฉะนั้นเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวค้ำต้องมีค่าเป็นศูนย์ด้วย กล่าวคือ

$$\Phi(0) = 0$$

เพราะฉะนั้น พลังงานสะสมทั้งหมดของวงจรมแม่เหล็กที่เส้นแรงแม่เหล็ก เกี่ยวค้ำ จะ มีค่าเท่ากับ

$$W_F = \int_0^{\Phi} i d\Phi \quad (1.14)$$

การสะสมพลังงานแม่เหล็กในขดลวดซึ่งมีค่าเหนี่ยวนำคงที่ นั่นคือไม่มีการอ้อมตัวในสารแม่เหล็กนั้น จะมีค่าเท่ากับ

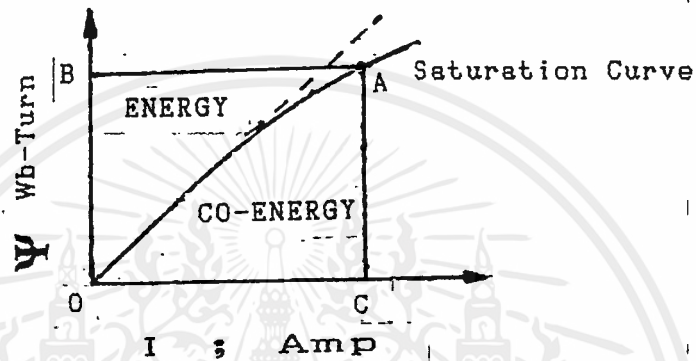
$$W_F = (1/2) Li^2$$

จะเห็นได้ว่าพลังงานสะสม มีค่าแปรตามกำลังสองของกระแสในขดลวดนั้น และแปรโดยตรงกับค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าของขดลวดนั้นด้วย

พลังงานอันเกิดจากสนามแม่เหล็กจะกระจายอยู่ที่บริเวณที่มีสนามแม่เหล็ก สำหรับกรณีสารแม่เหล็กที่ไม่มีการสูญเสีย และมีค่าซึมซาบของแม่เหล็กคงที่ ความหนาแน่นของพลังงานต่อหน่วยปริมาตรจะมีค่า

$$\begin{aligned}
 W_f &= W_f / A_m L_m \\
 &= (1/2) i N \Phi / A_m L_m \\
 &= (1/2) H B \\
 &= (1/2) B^2 / \mu
 \end{aligned}$$

- เมื่อ W_f เป็นความหนาแน่นของพลังงานต่อปริมาตร มีหน่วยเป็นจูลต่อ ลบ. เมตร
- H เป็นความเข้มสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นแอมแปร์-เทิร์นต่อเมตร
- B เป็นความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น เทลลา
- μ เป็นความซึมซาบของสารแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น เฮนรี่ต่อเมตร



รูป 1.8 ENERGY และ CO.ENERGY

การหาค่าพลังงานที่สะสมอยู่ในสนามแม่เหล็ก ถ้าคำนึงการอิมพัลส์ของสารแม่เหล็กด้วยแล้ว จะทำได้ยากมากเพราะ ความสัมพันธ์ระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กค้ำ และ กระแส i ไม่เป็นเส้นตรง การหาค่าพลังงานสะสมจะได้จากสมการ (1.14) จากรูป 1.8 จะเป็นพื้นที่ซึ่งเกิดจากการอินทิเกรต, กระแส i เมื่อเกี่ยวกับเส้นแรงแม่เหล็กค้ำ Φ จะเป็นพื้นที่ OAB เมื่อ $\Phi(0) = 0$ และ $\Phi(t) = B$ ถ้าเราไม่คิดการสูญเสียจากฮิสเตอรีซิสพลังงานสะสมขณะเพิ่มเส้นแรง สามารถคายกลับคืนได้ทั้งหมดเมื่อลดเส้นแรง Φ ลงสู่สภาพเดิม $\Phi(0)$

เราอาจคำนวณหาค่าของแรงทางกลศาสตร์ของวงจร ในรูป 1.7 ได้โดยอาศัยหลักแห่งการทรงจำนวนของพลังงาน พิจารณารูป 1.7 ถ้าเราเพิ่มพลังงานเข้าไปในวงจรในรูปพลังงานไฟฟ้า พลังงานสนามแม่เหล็กที่เพิ่มขึ้น และพลังงานกลศาสตร์ตามลำดับ ดังนั้น

$$\left[\begin{array}{l} \text{พลังงานไฟฟ้าที่} \\ \text{ใส่เพิ่มในวงจร} \end{array} \right] - \left[\begin{array}{l} \text{พลังงานความร้อน} \\ \text{ที่สูญเสียไป} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{l} \text{พลังงาน} \\ \text{กลศาสตร์} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{l} \text{พลังงานที่สะสม} \\ \text{ไว้ในสนามแม่เหล็ก} \end{array} \right]$$

$$\Phi(t)$$

$$W = \int i d\Phi$$

$$\Phi(0)$$

ดิฟเฟอเรนเชียลของสมการนี้จะได้ว่า

$$dW = i d\Phi = f_{\text{mech}} dX + dW_f \quad (1.15)$$

จากสมการ (1.15) ถ้ากรณีไม่มีส่วนใดเคลื่อนที่ $f_f = f_{\text{mech}} dX = 0$

$$\text{จะได้ } dW_f = i d\Phi$$

ถ้ากรณีค่าของเส้นแรงแม่เหล็กคล้องเกี่ยวไม่เปลี่ยนแปลง $d\Phi = 0$ การเปลี่ยนแปลงของพลังงานสะสมมาจาก พลังงานทางกลศาสตร์

$$dW_f = f_{\text{mech}} dX$$

จากสมการ (1.15) เราสามารถเขียนได้เป็น

$$dW_f = i d\Phi - f_{\text{mech}} dX \quad (1.16)$$

ซึ่งจากสมการนี้เราจะเห็นได้ว่า พลังงานแม่เหล็กสะสมในสนามแม่เหล็ก จะแปรตามตัวแปร 2 ตัว ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกันคือ Φ และ X เราอาจเขียนรูปของ $dW_f(\Phi, X)$ ในรูปของ partial derivative ได้เป็น

$$W_f(\Phi, X) = \frac{\partial W_f}{\partial \Phi} d\Phi + \frac{\partial W_f}{\partial X} dX \quad (1.17)$$

เทียบกับสมการ (1.16) เราจะได้

$$i = \frac{\partial W_f(\Phi, X)}{\partial \Phi} \quad (1.18)$$

$$\text{และ } f_{\text{mech}} = -\frac{\partial W_f(\Phi, X)}{\partial X} \quad (1.19)$$

จากสมการ (1.18) และ (1.19) ทำให้เราสามารถคำนวณหาค่ากระแส และค่าแรงงานที่กระทำภายในวงจรได้อีกวิธีหนึ่ง

แรงที่กระทำ f_{mech} ที่ได้จะเป็นในรูปฟังก์ชันของเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้อง ในบางกรณีเราไม่สามารถหาจาก $W_f(\Phi, X)/X$ ได้อย่างง่าย ๆ จึงจำเป็นต้องหาแรงที่กระทำในรูปของฟังก์ชันอื่น กล่าวคือ ในรูปของกระแสในวงจร ดังนั้นเราจึงกำหนดค่าพลังงานเทียบ (Co-Energy) ในรูปของฟังก์ชันของกระแส โดยจากรูป 1.8 พลังงานเทียบกำหนดโดย

$$W = \int_{i(0)}^{i(t)} \Phi di \quad (1.20)$$

จากรูป 1.8 และสมการ (1.20) พลังงานเทียบ W_f' อันเป็นพื้นที่อันเกิดจากการอินทิเกรตเส้นแรง Φ เมื่อเทียบกับกระแส i จะเป็นพื้นที่ OCA เมื่อ $i(0) = 0$ และ $i(t) = c$ จากรูป 1.8 เราจะเห็นได้ว่าพลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กพร้อมกับพลังงานเทียบจะเป็นพื้นที่ OBAC หรือมีค่าเท่ากับผลคูณของ Φ และ i นั่นคือ

$$W_f + W_f' = \Phi i$$

ดังนั้น $W_f'(i, X) = i\Phi - W_f(\Phi, x) \quad (1.21)$

ทำการดิฟเฟอเรนเชียลของฟังก์ชัน (1.21) จะได้

$$dW_f'(i, X) = i d\Phi + \Phi di - dW_f(\Phi, x) \quad (1.22)$$

แทนค่า $dW_f(\Phi, x)$ จากสมการ (1.16) ลงใน (1.22) จะได้

$$dW_f'(i, X) = \Phi di + f_{mech} dX \quad (1.23)$$

ในทำนองเดียวกันกับสมการ (1.16) และ (1.17) เราจะได้

$$dW_f'(i, X) = \frac{\partial W_f'}{\partial i} di + \frac{\partial W_f'}{\partial X} dX \quad (1.24)$$

ซึ่งจะได้ค่า

$$= W_f' / i(i, X)$$

และ $f_{mech} = \partial W_f'(i, X) / \partial X$

จากสมการ (1.16) เราสามารถคำนวณหาแรงทางกลศาสตร์ เมื่อทราบค่าพลังงานเทียบเป็นฟังก์ชันของ i และ x ได้อีกสมการหนึ่ง

1.1.2.2 การสูญเสียภายในแกนเหล็ก

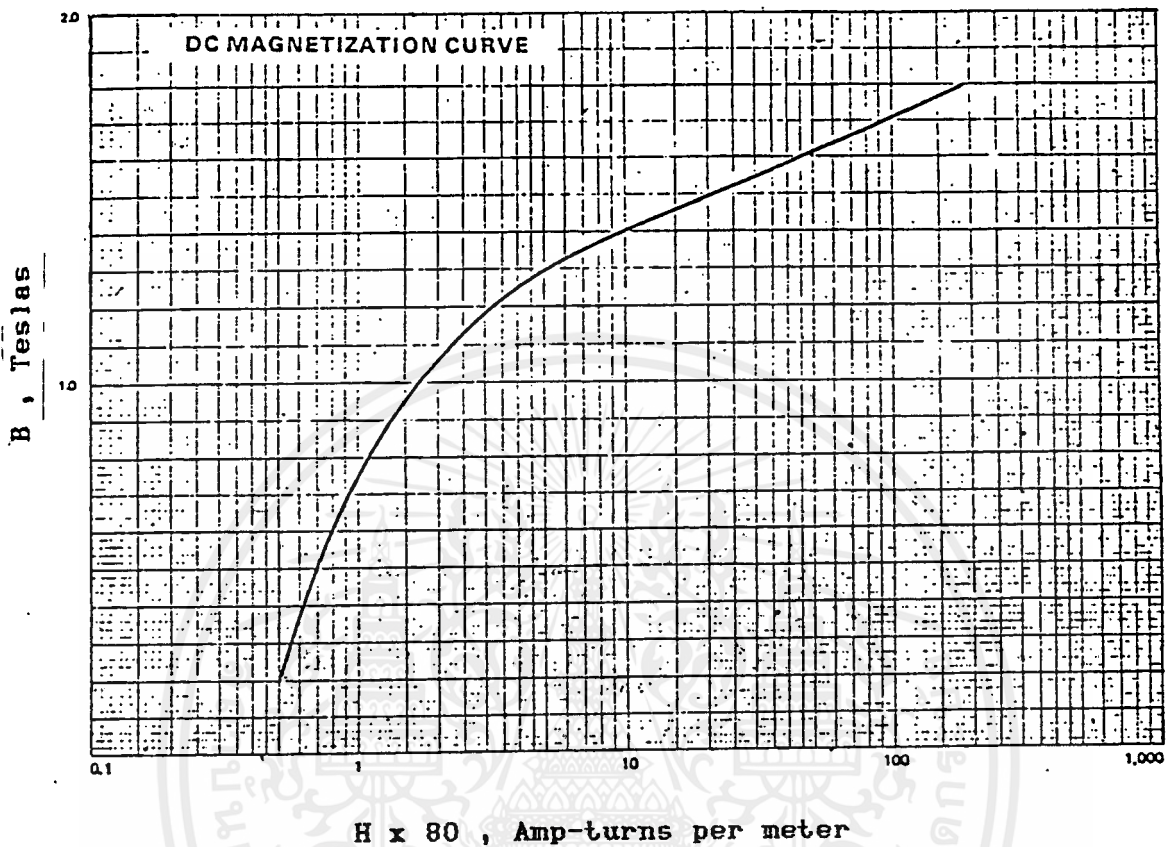
ก. การออกแบบวงจรโดยทั่วไป

การสูญเสียภายในแกนเหล็กของเครื่องจักรไฟฟ้าทุกชนิด พลังงานที่สูญเสียไปจะถูกถ่ายเทออกมาเป็นรูปของพลังงานความร้อน สารแม่เหล็กที่ใช้ทำเครื่องจักรไฟฟ้าจึงพยายามทำให้มีคุณสมบัติในการสูญเสียในแกนให้น้อยที่สุด โดยมีคุณสมบัติในการซึมซาบแม่เหล็ก (μ) สูง แต่อย่างไรก็ตามก็มีความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H ดังแสดงในหัวข้อ 1.1 ไม่เป็นเส้นตรง ดังนั้นค่าของความซึมซาบแม่เหล็กจึงไม่คงที่ การที่จะกำหนดคุณสมบัติของสารแม่เหล็กแต่ละชนิดลงไปเพื่อการออกแบบคำนวณ จึงจำเป็นต้องอาศัยเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรค่าต่าง ๆ เช่น ความหนาของแผ่นแกน ความถี่ ชนิดของสารและแนวของการรีดแผ่นเหล็ก เป็นต้น ตาราง 1.2 แสดงตัวอย่างค่าการสูญเสียภายในแกนเหล็ก (p) ของเหล็กแผ่นซิลิกอนขนาดความหนาประมาณ 0.5 มิลลิเมตร ของบริษัทผู้ผลิตต่าง ๆ กัน ที่ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ 1 เทสลา

ในการเลือกใช้สารแม่เหล็กทำเครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ การออกแบบคำนวณจึงต้องคำนึงถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของสารแม่เหล็กที่นำมาใช้ด้วย เพราะค่าการสูญเสียในแกนเหล็กลดลง หมายถึงการประหยัดเนื้อสารแม่เหล็กที่นำมาใช้ทำเครื่องจักรลง เมื่อขนาดหน้าตัดของวงจรลดลงจะหมายถึงความรวมไปถึงการประหยัดเนื้อสารตัวนำไฟฟ้า กรอบโครงสร้างลง ลดน้ำหนัก ลดค่าใช้จ่าย ลดปริมาตรต่อหน่วยกำลังที่ได้ของเครื่องจักร ทำให้เพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องจักรให้ดียิ่งขึ้น การวัดคุณสมบัติของแม่เหล็กพื้นฐานอย่างแรกคือการวัดความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H ในรูปของการเหนี่ยวนำด้วยไฟกระแสลับ หรือวงของฮิสเทอรีซิส อันได้จะอธิบายวิธีการต่อไป ในข้อ ข. ที่จุดปลายของฮิสเทอรีซิสที่ค่าของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต่าง ๆ กับเมื่อนำมาวาดเป็นกราฟจะได้กราฟที่เรียกว่าเส้นโค้งกำเนิดแม่เหล็กซึ่งค่าของเส้นโค้งกำเนิดแม่เหล็กนี้ได้ แสดงไว้ในรูป 1.9 ซึ่งเป็นลักษณะของเหล็กแผ่นซิลิกอนขนาด 0.5 มิลลิเมตร กราฟเหล่านี้จะช่วยในการคำนวณวงจรแม่เหล็กอย่างละเอียด และใช้สำหรับหาค่ากระแสสูงสุด (Peak current) ในวงจรกระแสสลับด้วย

การสูญเสียภายในแกนเหล็กของสารแม่เหล็ก เป็นการสูญเสียออกมาระหว่างการเปลี่ยนแปลงความเข้มสนามแม่เหล็กภายในเวลาแต่ละรอบ อันแบ่งออกได้เป็นสองรูป คือ การสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส และการสูญเสียจากกระแสไหลวนในตัวสารแม่เหล็กเอง การสูญเสียนี้ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารแม่เหล็กที่ใช้ต่าง ๆ กล่าวคือ ส่วนผสมอัตราส่วนของซิลิกอน ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ใช้ความหนาของแผ่นเหล็ก กรรมวิธีการผลิต และค่าสูงสุดของอัตราความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กที่ใช้ ดังนั้น เมื่อผลิตสารแม่เหล็กออกใช้แล้ว

แต่ละอย่างจะมีค่าอื่นคงที่มีค่าเปลี่ยนแปลงได้ คือค่าของความถี่ที่จะนำไปใช้ และค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก B ที่ใช้



รูปที่ 1.9 เส้นโค้งกำเนิดแม่เหล็กของเหล็กแผ่นซิลิกอน L 63, L 68, L75

คุณสมบัติของสารแม่เหล็กเมื่อใช้กับไฟกระแสลับอีกประการหนึ่ง อาจใช้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า rms volt-Ampere per Kilogram (Pa) ของสารเป็นฟังก์ชันของค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B หรือค่าความสัมพันธ์ระหว่าง rms Amperes - Turn per meter (H_{rms}) ของสารเป็นฟังก์ชันของค่าความหนาแน่นของเส้นแม่เหล็ก B เพื่อช่วยในการคำนวณวงจรแม่เหล็กอย่างละเอียด

โดยทั่วไปในวงจรแม่เหล็กต่าง ๆ เช่น หม้อแปลงไฟฟ้า รีแอกเตอร์ ตลอดไปจนถึงวงจรแม่เหล็กของเครื่องจักรไฟฟ้าหมุนชนิดต่าง ๆ วงจรแม่เหล็กที่ถูกคำนวณออกแบบมีความเข้มสนามแม่เหล็กเท่ากันโดยตลอด ค่าของผลคูณ rms Volt-Amperes สำหรับสารนี้ จะเป็นผลคูณของสาร Pa กับน้ำหนักของสารแม่เหล็กนั้น เราสามารถพิจารณาหาค่า Pa ในสารแม่เหล็กโดยอาศัยวงจรแม่เหล็กเบื้องต้นจากรูป 1.3

กำหนดศักดาไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ f เข้าสู่ขดลวดที่มีค่าเท่ากับ v

$$v = \sqrt{2} V \sin 2\pi t \quad (1.37)$$

เมื่อ V เป็น rms ของศักดาไฟฟ้า หน่วยเป็นโวลต์
 f เป็นค่าความถี่ของกระแสไฟฟ้า หน่วยเป็นเฮิรตซ์
 t เป็นเวลา หน่วยเป็นวินาที

ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กภายในขดลวดได้จากสูตร

$$v = N d\phi / dt$$

$$\phi = (1/N) \int v dt$$

ค่าของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กได้จาก

$$B = \phi / A$$

$$= (1/NA) \int v dt \quad (1.38)$$

เมื่อ N เป็นจำนวนรอบของขดลวดภายในขดลวดแม่เหล็ก
 A เป็นพื้นที่หน้าตัดเฉลี่ยของขดลวดแม่เหล็ก
 แทนค่า v ลงในสมการ (1.38)

$$B = -(\sqrt{2} V / NA 2\pi f) \cos 2\pi ft$$

$$= -B_{\max} \cos 2\pi ft \quad (1.39)$$

เมื่อ $B_{\max} = \sqrt{2} V / NA 2\pi f$
 $= V / 4.44 NAf$

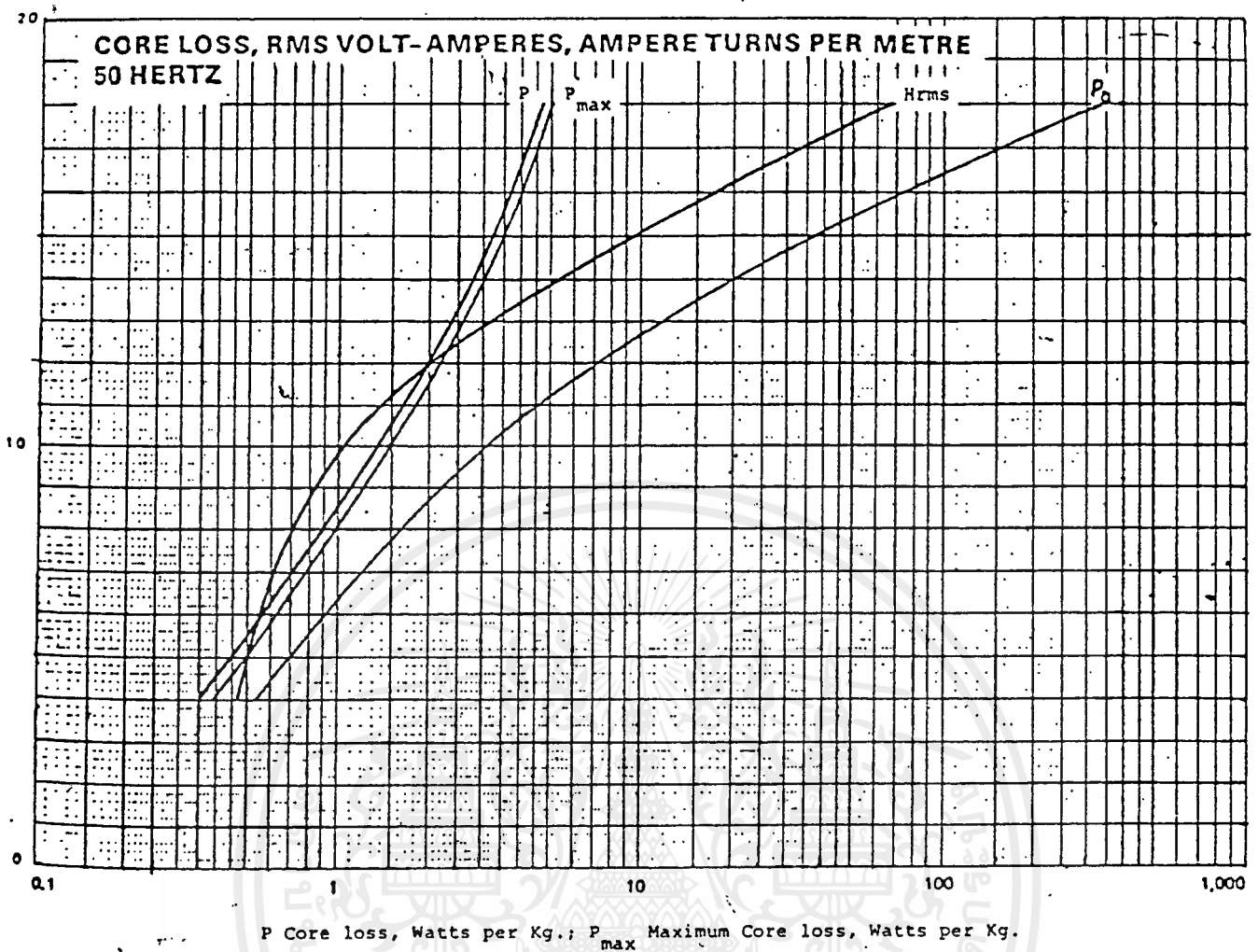
ความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_{rms} กับ B_{\max} เท่ากับ

$$V_{\text{rms}} = 4.44 B_{\max} ANf \quad (1.40)$$

โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H ไม่เป็นเส้นตรง ดังนั้นเมื่อ B เป็นฟังก์ชัน Sinusoidal, H จะไม่เป็นฟังก์ชันตาม B นั่นคือ Non-Sinusoidal เรากำหนดค่านิยามค่า H_{rms} จากค่าของกระแส I_{rms} ได้ดังนี้

$$H_{\text{rms}} = NI_{\text{rms}} / L \quad (1.41)$$

ซึ่งค่า H_{rms} นี้จะขึ้นอยู่กับความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก ดังได้แสดงความสัมพันธ์ไว้ในรูป 1.10



รูปที่ 1.10 การสูญเสียภายในแกนเหล็กแผ่นซิลิกอน L 63 ที่ความถี่ 50 Hz

จากสมการ 1.41 เราสามารถหาค่า I_{rms} ได้ในรูปของ H_{rms} และตัวแปรอื่น ๆ ดังนั้น ค่าผลคูณของ V_{rms} และ I_{rms} ของวงจร 1.3 ซึ่งเห็นว่ามีค่าความเข้มจนถึงค่า B_{max} ได้ค่าดังนี้

$$V_{rms} I_{rms} = 4.44 f (B_{max} H_{rms}) AL \quad (1.42)$$

ข. การสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss)

จาก (1.22) พลังงานที่สะสมอยู่ในสนามแม่เหล็ก มีค่าเท่ากับ

$$\Phi 2$$

$$W = \int i d\Phi$$

$$\Phi 1$$

ซึ่งสามารถเทียบเป็นตัวแปรของ H และ B ได้ดังนี้

$$i = HL/N$$

$$\phi = BA$$

$$N d\phi = NA dB$$

$$B2$$

$$W = \int ALH dB$$

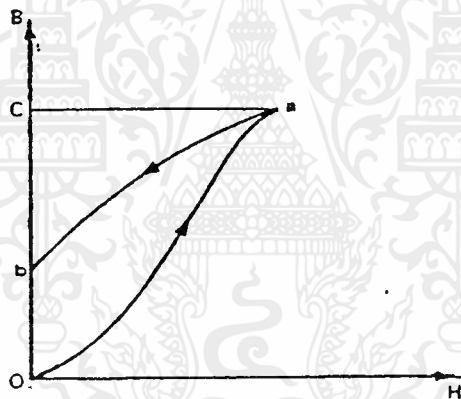
$$B1$$

$$B2$$

$$W = AL \int H dB \quad (1.43)$$

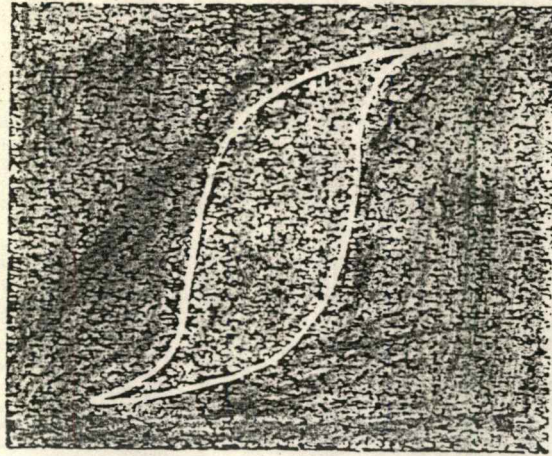
$$B1$$

ค่าของ AL เป็นค่าของปริมาตรของวงจรมแม่เหล็ก เพราะฉะนั้นค่า $\int H dB$ เป็นค่าของความหนาแน่นของพลังงานที่สะสมต่อหน่วยปริมาตร



รูปที่ 1.11 ค่าความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H ในวงจรมแม่เหล็ก

ถ้าวงจรมแม่เหล็กประกอบขึ้นจากสารแม่เหล็กโดยทั่วไป ความสัมพันธ์จะไม่เป็นเส้นตรง ขณะเราเพิ่มสนามแม่เหล็กขึ้น ดังเส้นกราฟ oa ของรูป 1.11 และผลของการอินทิเกรตในสมการ 1.43 จะแสดงถึงพื้นที่ที่เกิดจาก oaco อันเป็นพลังงานที่สะสมขณะเพิ่มสนามแม่เหล็กขึ้น ขณะลดสนามแม่เหล็กลงตามเส้น eb จะคายพลังงานออกเท่ากับพื้นที่ที่เกิดจาก abca ซึ่งไม่ทับกับเส้น oa เดิม ทั้งนี้มีพลังงานส่วนหนึ่งสูญเสียไปในรูปพลังงานความร้อนเท่ากับพื้นที่ oabo



รูปที่ 1.12 ถ่ายจาก CRO แสดง Hysteresis ของเหล็ก Z 10
ที่ได้จากการทดลองขณะ $B_{max} = 1.2$ เทสลา

เมื่อวงจรแม่เหล็กถูกเพิ่ม และลดสนามแม่เหล็ก B ไปเป็น $-B$ แล้วกลับไปกลับมา พลังงานที่สูญเสียไปในรูปของความร้อนจากฮิสเทอริซิส จะเท่ากับพื้นที่ภายในรูปเหมือนดังแสดงไว้ในรูป 1.12 และค่าของจุดที่ความเข้มสนามแม่เหล็ก H เท่ากับศูนย์จะยังมีความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กเหลืออยู่ เราเรียกค่านี้ว่า B_r หรือ residual induction และเมื่อเพิ่มความเข้มสนามแม่เหล็ก H ในทางลบจนกระทั่งค่า B เท่ากับศูนย์ ค่า H ที่ได้เราเรียกว่า H_c หรือ coercive force

ในการใช้ไฟฟ้ากระแสสลับเหนี่ยวนำวงจรให้เกิดอำนาจแม่เหล็กในแต่ละรอบ การสูญเสียภายในแกนเหล็กอันเกิดจากฮิสเทอริซิส จะเท่ากับพื้นที่ภายในลูปนั้นซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของ B และชนิดของสารแม่เหล็ก ดังนั้นค่าของการสูญเสียจากฮิสเทอริซิสของสารแม่เหล็กที่มีความถี่ f จะมีค่าเท่ากับ

$$P_h = K_h \cdot f (B_{max})^x \quad (1.44)$$

เมื่อ	P_h	เป็นการสูญเสียจากฮิสเทอริซิสมีหน่วยเป็นวัตต์
	K_h	เป็นค่าคงตัวของวงจรแม่เหล็กที่ทำการทดลอง
	f	เป็นค่าความถี่ มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์
	B_{max}	เป็นค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด มีหน่วยเป็นเทสลา

x เรียกว่าค่า Steinmetz's Index จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 3 แล้วแต่ชนิดของสารแม่เหล็กและค่า x นี้ของสารแม่เหล็กชนิดเดียวกัน จะเปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ ใน

ค่า B ที่ไม่เท่ากัน ตัวอย่างเช่น Z10 ของประเทศญี่ปุ่นได้กำหนดทดลองหาค่า X จะ
ได้ค่าอยู่ระหว่าง 2 ขณะที่มีความเข้มสนามแม่เหล็กต่ำไปจนถึง 1.1 ขณะที่มีความเข้มถึง
จุดอิ่มตัวแม่เหล็กโดยทั่วไปค่า x จะใช้ค่าเท่ากับ 1.6 โดยประมาณ

ค. การสูญเสียจากการกระแสไหลวนในแกนเหล็ก

การสูญเสียจากการกระแสไหลวนในแกนเหล็กนี้ เกิดขึ้นจากค่าสูญเสีย $i^2 R$ อันเกิด
จากกระแสทวนทิศทางภายในสารแม่เหล็กเอง เมื่อถูกเหนี่ยวนำของวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ
จากขดลวดปฐมภูมิ เราพิจารณาคูวงจรแม่เหล็กในรูป 1.3 วาดรูปภาคตัดขวางของวงจรนี้
ลงเป็นรูป 1.13



รูป 1.13 ภาคตัดขวางของวงจร Reactor core ในรูป 1.3

ในรูป 1.13 เมื่อเราป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดอำนาจ
แม่เหล็กขึ้นภายในแกนเหล็ก จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเหล็กนั้น ซึ่งค่าเส้นแรงแม่เหล็กจะเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ตามค่าของความถี่ของกระแสไฟฟ้า ที่ป้อนเข้าสู่
วงจรทางปฐมภูมิ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กเกิดขึ้นในแกนตัวนำ สมมติ
รูป(ก) โดยใช้แทนเป็นแท่งเหล็กตันตลอดไม่ซ้อนแผ่นค้ำค้ำไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในวงจร
แม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับ

$$e = d\Phi / dt$$

และค่าความต้านทานของแท่งเหล็กตัน

$$R = I / \sigma A$$

ค่าการสูญเสีย $I^2 R$ ในวงจรนี้จะมีค่าเท่ากับ $= (e)^2 / R$ ถ้าเราพิจารณา
โดยรูป (ข) ใช้แผ่นเหล็กเรียงเข้าสองแผ่นแทนที่จะเป็นแผ่นเหล็กตัน ดังนั้นค่าเส้นแรงแม่เหล็ก

แม่เหล็กในแต่ละแผ่นจะมีขนาดเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าเดมั้นคือ $\phi/2$ ดังนั้น คัดดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำในแต่ละแผ่นจะมีค่าเท่ากับ

$$d(\phi/2)/dt = e/2$$

พื้นที่นำไฟฟ้าเฉลี่ยของแต่ละแผ่นลดลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นค่าของความต้านทานไฟฟ้าในแต่ละแผ่นจะเพิ่มขึ้นอีกเท่าหนึ่งคือ

$$R = l / (\sigma A/2) = 2 (l/\sigma A) = 2 R$$

ดังนั้น ค่าสูญเสีย $i^2 R$ ในแต่ละแผ่นเท่ากับ $= (e/2)^2 / 2 R$

ค่าการสูญเสียรวมทั้ง 2 แผ่นเท่ากับ $= e^2 / 8 R$

พิจารณาถึงรูป (ค) โดยใช้แผ่นเหล็กเรียง 3 แผ่น จะได้ค่าการสูญเสียทั้งหมดจาก $i^2 R$

$$\text{เท่ากับ} = e^2 / 9 R$$

ถ้าใช้ n แผ่นเรียง ค่าการสูญเสีย $i^2 R$ จะมีค่าเท่ากับ

$$= e^2 / n^2 R$$

เมื่อ e^2/R เป็นค่าการสูญเสียที่ใช้แก่สารแม่เหล็กต้น โดยไม่เรียงแผ่น

จากการพิจารณาจะเห็นได้ว่าการเรียงแผ่นซ้อน ในวงจรแม่เหล็กจะสามารถลดค่าการสูญเสียจากกระแสไหลวนในวงจรได้ ดังนั้นในการทำเหล็กแผ่นสร้างเครื่องจักรจึงนิยมทำเป็นแผ่นบางเรียงซ้อนกัน โดยแต่ละแผ่นจะใช้สารเคลือบผิวที่มีความต้านทานไฟฟ้าสูง เช่น อาบด้วยวานิช อาจเป็นชั้นเดียว สองชั้น หรือสามชั้น หรืออาบด้วยฉนวนอื่น ซึ่งสามารถทนความร้อนเวลาที่นำมาอบลดความเค้นได้

พิจารณาลักษณะของการสูญเสียชนิดนี้ จะเห็นว่าขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของแผ่นแม่เหล็กและค่าการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก ถ้าขดลวดปฐมภูมิมีไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ f เฮิรท์ ก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กมีความถี่ f เกิดขึ้นด้วยให้ค่าเส้นแรงแม่เหล็ก $\phi(t)$ มีขนาดเท่ากับ

$$\phi(t) = \phi_{max} \sin wt$$

ดังนั้น ค่าคัดดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำในเนื้อเหล็กจะแปรตามค่า ϕ_{max} และค่า w นั่นคือ

$$e \propto \phi_{max} f$$

เมื่อ $w = 2\pi f$

ดังนั้น ค่าการสูญเสียภายในวงจรอันเกิดจากกระแสไหลวนจะแปรตามกำลังสองของ e ดังนั้น

$$P_e \propto (\phi_{max})^2 f^2$$

เราสามารถเขียนเป็นสูตรได้โดยสมมติค่าคงตัวในสารแต่ละชนิด และในวงจร แต่ขนาดได้ดังนี้

$$P_E = K_e f^2 (B_{max})^2 \quad (1.45)$$

เมื่อ P_E เป็นการสูญเสียในวงจรอันเกิดจากกระแสไหลวนมีหน่วยเป็นวัตต์

จากสมการ (1.44) และ (1.45) ค่าการสูญเสียภายในแกนเหล็กรวม P จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} P &= P_h + P_E \\ P &= K_h f (B_{max}) + K_e f^2 (B_{max})^2 \end{aligned} \quad (1.46)$$

การหาค่าของการสูญเสียภายในแกนเหล็กโดยแยกค่าเป็น จากอิทธิพลที่ขึ้นกับกระแสไหลวนอาจทำได้โดยการอ่านค่า P และคำนวณค่า P_h จากพื้นที่รูปกราฟ แล้วค้นหาค่า หรือในบางครั้งเราสามารถแยกอัตราส่วนการสูญเสียทั้งสองจากการสูญเสียรวมโดยอาศัยสมการ (1.46) โดยตรง โดยทำการทดสอบสารแม่เหล็กที่ใช้หาค่า P ที่จุด P_{max} เท่ากัน ที่ความถี่ต่าง ๆ กันจากสมการ (1.46) จะได้

$$\begin{aligned} P/f &= a + b f & (1.46a) \\ \text{เมื่อ} \quad a &= K_h (B_{max})^2 & \text{ซึ่งเป็นค่าคงตัว} \\ b &= K_e (B_{max})^2 & \text{ซึ่งเป็นค่าคงตัว} \end{aligned}$$

ซึ่งสมการ (1.46a) เมื่อนำมาวาดกราฟของ P/f กับ f จะได้สมการเส้นตรง โดยค่าจุดตัดแกน P/f เท่ากับ a และค่าของสโลปของเส้นเท่ากับ b ซึ่งจะนำมาแยกหาค่าของการสูญเสียทั้งสองได้

1.2 หม้อแปลงไฟฟ้า

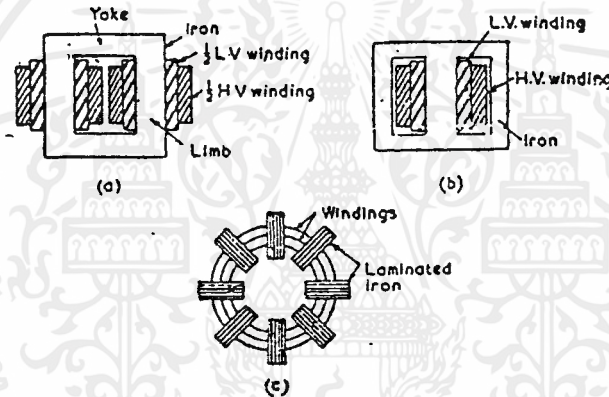
1.2.1 โครงสร้าง

หม้อแปลงไฟฟ้าแบบธรรมดาที่ใช้กันอยู่ทั่วไปนั้น เป็นแบบที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าคงที่ (constant-potential transformer) มีขดลวดพันอยู่รอบ ๆ แกนเหล็กสองชุด โดยแต่ละชุดอาจจะมีจำนวนรอบเท่ากัน หรือไม่เท่ากันก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของการนำไปใช้งาน แกนเหล็กนั้นเป็นแผ่นเหล็กบาง ๆ ที่แต่ละแผ่นถูกเคลือบไว้ด้วยสารบางอย่างที่เป็นฉนวนไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสีย (loss) ภายในแกนเหล็กอันเนื่องมาจากผลการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าหม้อแปลง ที่ใช้ปรับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มีอยู่ทั่ว ๆ

ไปมี 2 ชนิด คือ แบบแรกนั้นใช้สำหรับเพิ่มแรงเคลื่อนไฟฟ้า จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่ำให้กลายเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าสูงเรียกว่า "step-up transformer" ส่วนอีกแบบหนึ่งนั้นใช้เปลี่ยนจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าสูง ให้ลดเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่ำเรียกว่า "step-down transformer" ขดลวดที่รับกำลังไฟฟ้าเข้าไปเรียกว่า ขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) ขดลวดที่จ่ายกำลังไฟออกมาเรียกว่าขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) หม้อแปลงไฟฟ้า แบ่งเป็นชนิดใหญ่ ๆ ได้ 3 ชนิด โดยพิจารณาจากลักษณะของการวาง หรือการจัดรูปของแกนเหล็ก แบ่งได้ดังนี้คือ

1. "Core type" เป็นแบบที่มีวงจรมแม่เหล็กวงจรมเดียว
2. "Shell type" เป็นแบบที่มีวงจรมแม่เหล็ก 2 วงจรม
3. "Berry type" เป็นแบบที่มีวงจรมแม่เหล็กกระจาย (distributed)

ออกไปโดยรอบ ทั้ง 3 แบบนี้ได้แสดงไว้ดังรูป 1.14 (a, b และ c)



รูปที่ 1.14 การแบ่งชนิดของหม้อแปลงไฟฟ้าตามลักษณะการวางแกนเหล็ก (core)
a) Core Type b) Shell Type c) Berry Type

แบบ core type (รูป 1.14a) นั้นครึ่งหนึ่งของขดลวดทาง primary และ secondary พันไว้รอบขาแต่ละข้างของแกนเหล็ก การพันแบบนี้ทำให้ลดการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็ก (flux leakage) ที่เกิดจากขดลวดทั้งสองลงไป ซึ่งทำให้ได้เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้อง (linkage flux or mutual flux) ขดลวดทั้งสองมากยิ่งขึ้น แต่ถ้าพันขด primary และ secondary แยกกันไว้บนขาของแกนเหล็กแต่ละข้างแล้วจะทำให้เกิดการรั่วไหลของ flux มากยิ่งขึ้น (รูป 1.17) ซึ่งมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าอย่างจริงจัง (seriously) ปกติแล้วแบบ core type นี้มักใช้กับหม้อแปลงขนาดใหญ่

แบบ Shell type (รูป 1.14b) นี้มีขดลวดทั้ง primary และ secondary พันไว้ที่แกนกลางของเหล็ก ส่วนที่เหลือของแกนเหล็กอีก 2 ขานี้ก็ทำหน้าที่เป็น low-reluctance flux path นั้นเอง

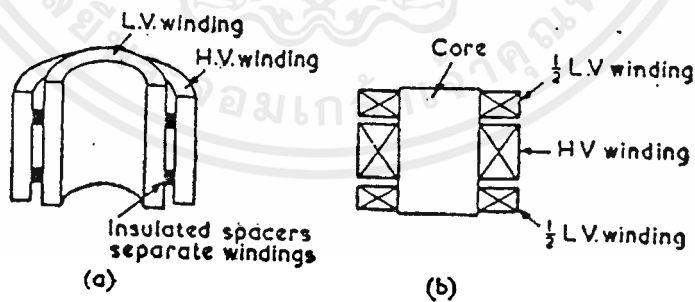
สำหรับแบบ Berry type (รูป 1.14c) นี้มีแกนเหล็กวางอยู่เป็นวงรอบ ๆ ขดลวด แกนเหล็กนี้จำเป็นที่จะต้องมีการสร้างเป็นแบบ shell โดยที่แกนเหล็กกระจายออกไปรอบ ๆ ขดลวดเหล่านั้น แบบนี้เป็นแบบที่ไม่นิยมเพราะมีการสร้างยุ่งยาก

1.2.2 การพันขดลวด

การพันขดลวดของหม้อแปลงแบ่งได้ 2 แบบใหญ่ ๆ คือ

1. แบบ concentric ที่เป็นรูปทรงกระบอก (concentric cylinder) รูป 1.15 (a) แบบนี้มีขดลวดแรงต่ำอยู่ภายใน ทั้งนี้เนื่องจากการทำฉนวนหุ้มเส้นลวดที่ใช้ทำขดลวดนั่นเอง ลวดที่ใช้ในการทำ coil นั้นเป็นทองแดงที่หุ้มฉนวน ฉนวนนี้อาจมีรอยขีดข่วน อันเนื่องมาจากการใส่ winding เข้าไปใน core ฉะนั้นเมื่อให้ด้านแรงต่ำ (L.V. side = Low voltage side) อยู่ข้างในจึงปลอดภัยกว่า และยังระบายความร้อนได้ดีกว่าอีกด้วย

2. แบบประกบซ้อนกัน (sandwich) แบบนี้ (รูป 1.15b) ช่วยในการลดเส้นแรงแม่เหล็กที่รั่วไหล (leakage flux) ให้ลดลงไป ขดลวดแรงต่ำแบ่งเป็น 2 ส่วน แต่ละครึ่งของขดแรงต่ำนั้นประกบหัวท้ายของขดลวดแรงสูง (รูป 1.15b) ขดลวดที่ใช้ทั้งแรงสูง และแรงต่ำนั้นส่วนใหญ่เป็นขดลวดทองแดงที่อาบน้ำยาวานิช (varnish) ซึ่งเป็นฉนวนและมีเส้นด้าย (cotton) พันรอบ ๆ ทองแดงอีกทีหนึ่ง



รูปที่ 1.15 แบบของการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้า

(a) แบบ Concentric

(b) แบบ Sandwich

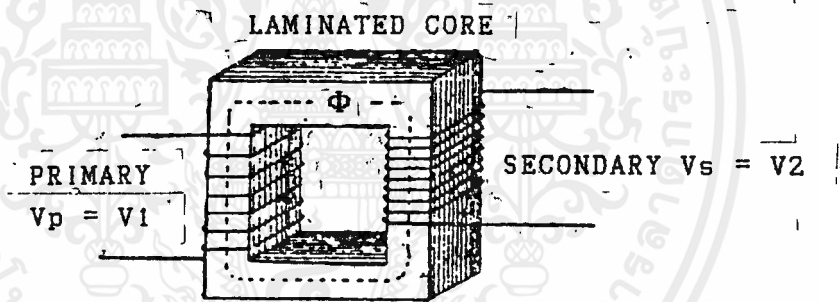
1.3 ทฤษฎีและหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า

(Transformer Theory and Principle)

1.3.1 หลักการของหม้อแปลง (Transformer's Principle)

หม้อแปลงประกอบด้วยขดลวด 2 ชุดที่พันอยู่บนแกนเหล็ก (รูป 1.16) ชุดที่ต่อไปยังแหล่งกำเนิดไฟฟ้าเรียกว่า ชุดปฐมภูมิ (primary winding) โดยที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อมอยู่ V_p (V_1) volts อีกชุดหนึ่งที่ต่อไปยังภาระทางไฟฟ้า (load) เรียกว่าชุดทุติยภูมิ (secondary winding) โดยมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อมที่ load เป็น V_s (V_2) volts จำนวนของขดลวดทาง primary และ secondary มีจำนวนรอบเป็น N_p (N_1) และ N_s (N_2) ตามลำดับ ด้านที่ได้รับกำลังไฟฟ้าอาจจะเป็นด้านแรงต่ำ หรือแรงสูงก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับการใช้งาน

เมื่อหม้อแปลงได้รับแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_p volts เข้าไปที่ขด primary (pri.) จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_s ทางด้าน secondary (sec.) (รูป 1.16) ขึ้นถึงแม้ว่าจะไม่มี load มาต่อก็ตาม ในกรณีเช่นนี้ $V_s = E_2 = V_2$



รูปที่ 1.16 หลักการเบื้องต้นของหม้อแปลง

1.3.2 อัตราส่วนของแรงเคลื่อนและกระแสไฟฟ้า

(Voltage and Current Ratio)

จากรูป (1.16) เมื่อมี load มาต่อทางด้าน sec. ทำให้เกิดกระแส I_s ไหลอยู่ทาง sec. และมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อม load $= V_s$ ($V_s = E_2$) ส่วนทางด้าน pri. นั้นก็มีกระแส I_p และแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_p ออกมาจาก source เมื่อทำการสังเกตต่อไปก็พบว่าอัตราส่วน V_p/V_s นั้นมีค่าใกล้เคียงกับอัตราส่วนของ N_p/N_s และมีค่าใกล้เคียงกับส่วนกลับของอัตราส่วน I_p/I_s นั่นก็คือ $V_p I_p$ มีค่าใกล้เคียงกับ $V_s I_s$ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ I_s เกิดขึ้นทาง sec. นั้นมีผลทำให้ I_p เปลี่ยนแปรด้วย

นั่นคือ

$$V_p I_p = V_s I_s$$

เส้นแรงส่วนใหญ่ (Φ) นี้คล้อง (link) ขดลวดของ pri. และ sec. ดังนั้นจึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นทั้ง 2 ขด (E_1 และ E_2) ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้เป็นสัดส่วนกับจำนวนรอบของขดลวดแต่ละขด ซึ่งได้จากความสัมพันธ์ตามกฎของการเหนี่ยวนำดังสมการ (1.47)

$$e = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.47)$$

เมื่อ $e =$ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นในขณะใดขณะหนึ่ง

$N =$ จำนวนรอบของขดลวดที่ได้รับอัตราการเปลี่ยนแปลง ของเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยเวลา

$\frac{d\Phi}{dt} =$ อัตราเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยเวลา

นั่นคือ $E_1/E_2 = N_p/N_s = a =$ อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของหม้อแปลง (Transformation Ratio) (1.48)

เมื่อ E_1 และ E_2 คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในขดลวด pri. และ sec. ตามลำดับ N_p กับ N_s ก็คือจำนวนรอบของขดลวดทาง pri. และ sec. เช่นกัน สำหรับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วของ pri. และ sec. ทั้ง 2 ข้างนั้นแตกต่างจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำก็เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ฉะนั้นจึงไม่ทำให้ vector ของ V_p และ V_s มีมุมแตกต่างไปจาก vector ของ E_1 และ E_2 มากนัก ดังนั้น ถ้าหากจะพิจารณาว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้ว (terminal voltage) นั้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับจำนวนขดลวดของแต่ละด้านโดยประมาณแล้ว ก็จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (1.49)

$$V_p/V_s = N_p/N_s = \text{Transformation ratio} \quad (1.49)$$

ถ้าหากว่าการสูญเสียกำลังไฟฟ้าจากภายในหม้อแปลงนั้นมีเป็นจำนวนเล็กน้อย ก็ตัดค่าที่เสียนั้นทิ้งไป นั่นก็คืออาจพิจารณาได้ว่ากำลังที่ได้รับ (power output) กับกำลังที่ใส่เข้าไป (power input) มีค่าเท่ากัน นั่นก็คือ

$$V_p I_p \cos \theta_p = V_s I_s \cos \theta_s \quad (1.50)$$

ค่า $\cos \theta$ นั้นหาได้จากชนิดของ load แต่เนื่องจากว่า power factor ของทาง pri. และ sec. มีความแตกต่างเพียงเล็กน้อย ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่า

$$V_p I_p = V_s I_s \quad (1.51)$$

$$\text{หรือ } V_p / V_s = I_s / I_p = N_p / N_s \quad (1.52)$$

จาก (1.51) ได้

$$I_s N_s = I_p N_p \quad (1.53)$$

หม้อแปลงนี้จะทำหน้าที่ต่อเมื่อไฟที่ใส่เข้าไปทางด้าน pri. นั้นเป็นไฟสลับ หรือไฟที่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นจังหวะ η (pulse) ถ้าเป็นไฟตรงก็เป็นแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงกระเพื่อมขึ้นลง (fluctuating) หรือมีฉะนั้นก็มีการเปิดปิดไฟตรงด้วยอัตราเร็วอัตราใด อัตราหนึ่งหรือหลายอัตราก็ได้ จึงจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นทาง sec. อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรง (flux change) นั้น ฉะนั้นถ้าไฟตรงที่ใส่เข้าไปทาง pri. มีค่าคงที่ตลอดเวลาก็จะทำให้ไม่มีไฟเกิดขึ้นทาง sec. ดังนั้นจึงทำให้หม้อแปลงมีลักษณะเด่นในการเปลี่ยนค่าของแรงเคลื่อนและกระแสไฟในวงจรกระแสไฟสลับเท่านั้น

1.3.3 การแยกส่วนที่สูญเสียในแกนเหล็ก

ส่วนที่สูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) ของหม้อแปลงนั้นขึ้นอยู่กับความถี่ของไฟที่จ่ายให้กับหม้อแปลง และยังขึ้นอยู่กับความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงที่เกิดขึ้นในแกนเหล็กนั้น η ในเมื่อปริมาตรและความหนาของแกนเหล็กแต่ละแผ่นได้กำหนดไว้แล้ว อย่างไรก็ตามก็ดี ส่วนที่สูญเสียในแกนเหล็กนี้มีอยู่สองอย่างคือ

ก) เสียไปเนื่องจาก hysteresis $W_h = P(B_{max})^{1.6} f$

ข) เสียไปเนื่องจากกระแส eddy $W_e = Q(B_{max})^2 f^2$

เมื่อ P และ Q เป็นค่าคงที่ของข้อ (ก) และ (ข) ตามลำดับ

B_{max} เป็นความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงในแกนเหล็ก

f เป็นความถี่ของการแปรเปลี่ยนของเส้นแรงแม่เหล็ก อันเนื่องมาจากไฟที่หม้อแปลงได้รับ

$$\begin{aligned} \text{นั่นคือส่วนที่สูญเสียทั้งหมดในแกนเหล็ก } W_t &= W_h + W_e \\ &= PB_{max}^{1.6} f + QB_{max}^2 f^2 \end{aligned}$$

ดังนั้นเมื่อต้องการหาค่าคงที่ของ P และ Q ก็ทำได้โดยการใส่ไฟที่มีความถี่ต่างกัน สองความถี่เข้าไปที่หม้อแปลง โดยให้ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าคงที่ แล้ววัดค่าส่วนที่สูญเสียทั้งสองครั้งได้จากวัตต์มิเตอร์ ก็ทำให้คำนวณหาค่า P และ Q ได้ ดังนั้นก็ทำให้คำนวณหาค่าสูญเสียของแต่ละอย่างได้

1.3.4 การให้เครื่องหมายขั้วของหม้อแปลง (Polarity Marking)

การให้เครื่องหมายที่ปลายสายที่ออกมาจากหม้อแปลงทั้งทางด้านรับไฟ และ ด้านจ่ายไฟนั้นเป็นสิ่งสำคัญ มาตรฐานที่ใช้ตามโรงงานในทางปฏิบัติของอเมริกาหรือ อังกฤษนั้น ให้เครื่องหมายของปลายสายทางด้านแรงสูงเป็น H_1 และ H_2 ตามลำดับ ส่วนทางด้านแรงต่ำเป็น X_1 และ X_2 การให้เครื่องหมายนี้ขึ้นอยู่กับวิธีการพันขดลวด ที่อยู่บนแกนเหล็กนั้น ๆ โดยที่ H_1 และ X_1 มีขั้วสอดคล้องกัน นั่นก็คือว่า ถ้า H_1 เป็น + หรือต้น coil แล้ว X_1 ก็มีขั้วเป็น + หรือต้น coil เช่นเดียวกัน และในทำนองเดียวกัน H_2 และ X_2 ก็สอดคล้องซึ่งกันและกันด้วย นั่นคือเป็น - หรือปลาย coil ฉะนั้นจากหลักการที่กำหนดให้นี้จึงทำให้ เมื่อนำขั้ว H_1 กับ X_1 มาต่อเข้าด้วยกัน แล้วจ่ายไฟเข้าไปที่ H_1, H_2 แล้ววัด Voltage ที่ H_2, X_2 จะได้ค่า Voltage ที่มีค่าต่ำกว่า Voltage ที่ H_1, H_2 ดังรูป 1.17 นั่นคือ

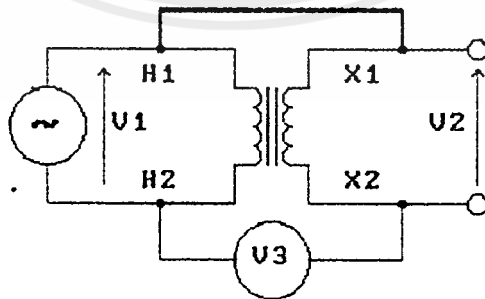
$$V_3 = V_1 - V_2 \quad (V_1 > V_2) \quad (1.54)$$

$$\therefore V_3 < V_1 \quad \text{หรือ} \quad V_3 < V_{H.V.}$$

แต่ถ้านำ H_1 ต่อกับ X_2 แล้ววัด Voltage ที่ H_2 กับ X_1 จะได้ค่าสูงกว่า voltage ที่ H_1, H_2 ดังรูป 1.18 นั่นคือ

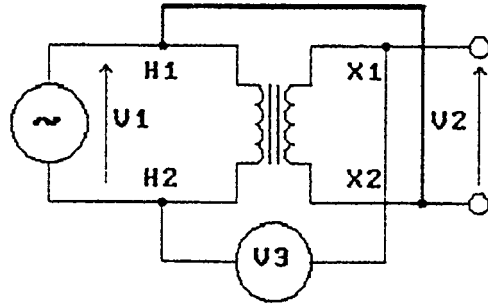
$$V_3 = V_1 + V_2 \quad (V_1 > V_2) \quad (1.55)$$

$$\therefore V_3 > V_1 \quad \text{หรือ} \quad V_3 > V_{H.V.}$$



รูป 1.17 แสดงการให้เครื่องหมายขั้วของหม้อแปลง เมื่อนำขั้วเหมือนกันมาต่อเข้าด้วยกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 1.18 แสดงการให้เครื่องหมายขั้วของหม้อแปลง
ที่นำขั้วต่างกันมาต่อกัน

เมื่อทำการตรวจสอบทั้งสองวิธีแล้ว (รูป 1.18) และได้ผลลัพธ์ตามสมการ 1.54 และ 1.55 นั่นก็หมายความว่า การให้เครื่องหมายขั้ว หรือปลายสายของหม้อแปลงนั้นถูกต้องแล้ว ตามสมการ 1.54 นั้นได้ V_3 น้อยกว่า V_1 เพราะว่าขดลวดทั้งสองชุดนั้นมีทิศทางของแรงเคลื่อนไฟเหนี่ยวนำสวนกันเมื่อต่อ H_1 เข้ากับ X_1 แต่เมื่อต่อ H_1 เข้ากับ X_2 ทำให้ทิศทางของแรงเคลื่อนไฟเหนี่ยวนำเสริมกัน ดังนั้นจึงทำให้ V_3 มากกว่า V_1

ในทางปฏิบัตินั้น การให้เครื่องหมายขั้วของหม้อแปลงนั้นหาได้โดยกำหนด H_1 และ H_2 ขึ้นตามใจชอบก่อน หลังจากนั้นจึงทำการต่อดังรูป 1.17 หรือรูป 1.18 ก็ได้ เพื่อให้ได้คุณสมบัติตามสมการ 1.54 หรือ 1.55 ก็จะทำให้รู้ว่า ปลายสายใดทางด้าน L.V. เป็น X_1, X_2

หลักการวัด และการสร้าง

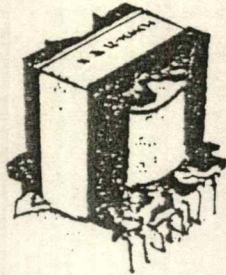
หลักการพื้นฐานของการวัดหาคะสมบัติของวัสดุแม่เหล็กที่ใช้ในย่านความถี่ต่าง ๆ ซึ่งความหมายของพารามิเตอร์ต่าง ๆ และวิธีการวัดจะได้อธิบายในปริกฏยานิพนธ์เล่มนี้ การคำนวณหาคะสมบัติของวัสดุแม่เหล็กที่ใช้สำหรับวัสดุแม่เหล็กสำหรับการบันทึก (magnetic recording) และสำหรับการสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง ซึ่งในปัจจุบันวิศวกรผู้ออกแบบสิ่งดังกล่าวกำลังสับสนเป็นอย่างมากที่ไม่สามารถจะแก้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นได้เช่น ความไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) ของวัสดุแม่เหล็ก, การสูญเสียของสัญญาณที่จะเกิดขึ้นตามขนาดของแอมพลิจูดที่ใหญ่ ๆ และค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ อีกมากมายที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณออกแบบ

2.1 การกำหนดชนิดของอุปกรณ์ทางแม่เหล็กที่ใช้ในย่านความถี่ 10 KHz และ ความถี่อื่น ๆ ที่สูงกว่า

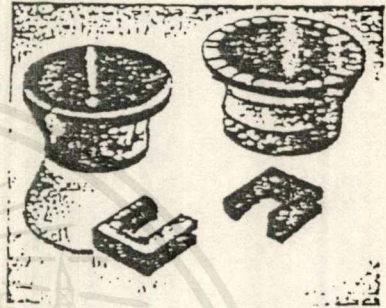
ในรูปที่ 2.1 แสดงถึงตัวอย่างของอุปกรณ์ที่เป็นวัสดุทางแม่เหล็กที่ใช้ในย่านความถี่สูง และตารางที่ 2.1 แสดงถึงค่าความถี่ที่ใช้กับวัสดุทางแม่เหล็กแบบต่าง ๆ ที่ใช้ในย่านความถี่ตั้งแต่ 10 KHz เป็นต้นไป ในรูปที่ 2.2 แสดงถึงย่านความถี่ที่ใช้ในวัสดุแม่เหล็กแต่ละแบบสำหรับวัสดุแม่เหล็กที่ใช้ทำขดลวดหักเหในโทรทัศน์ (TV deflection Yokes) จะใช้ในย่านความถี่ตั้งแต่ 16 KHz ถึง 64 KHz , flyback transformer จะใช้ในย่านความถี่ตั้งแต่ 16 KHz ถึง 64 KHz อินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ในความถี่ตั้งแต่ 40 KHz เป็นต้นไป ดังนั้นจะเห็นว่าการวัดจะมีความต้องการในลักษณะที่เหมือนกันคือต้องการความถี่สำหรับทดสอบที่ 10 KHz เป็นต้นไป

โดยเฉพาอย่างยิ่ง สำหรับการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง จะเป็นการดีถ้าหากวัสดุแม่เหล็กที่ใช้มีค่าการสูญเสียที่ต่ำ ซึ่งจะเป็นสิ่งจำเป็น เพราะต้องการให้อุปกรณ์มีขนาดที่เล็ก ๆ กะทัดรัด เพื่อที่จะให้การวัดค่าการสูญเสียที่มีค่าต่ำ ๆ เกิดความถูกต้อง ดังนั้นความแม่นยำของการวัดจะต้องดีมาก ๆ

(a)



(b)



(c)



(d)



รูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างของอุปกรณ์ที่ทำขึ้นจากวัสดุแม่เหล็กที่ใช้ในย่านความถี่สูง

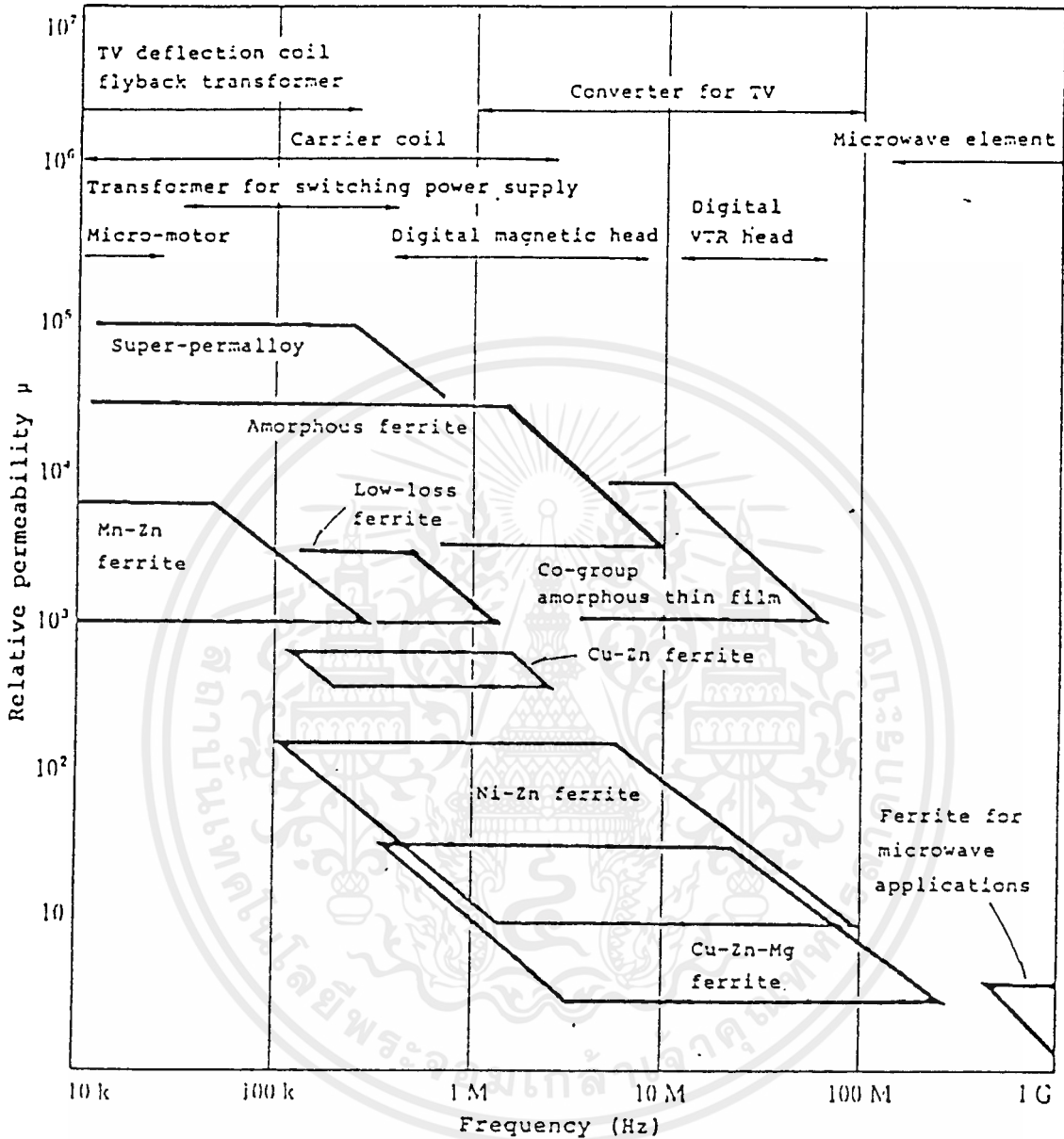
- (a) เป็นหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์
- (b) ขดลวดหักเหสำหรับใช้ในโทรทัศน์ (Deflection Yoke For T.V.)
- (c) หัวแม่เหล็กบันทึกสำหรับ HDD (d) หัวแม่เหล็กบันทึกสำหรับ VTR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Classification	Use	Frequency bandwidth	Major materials	Characteristics
Transformer	Transformer for switching power supply	20 kHz - 500 kHz	Mn-Zn ferrite	High magnetic flux density, low loss
	Flyback transformer for TV	16 kHz - 64 kHz	Mn-Zn ferrite	High magnetic flux density, low loss
Deflection yoke for TV	Deflection yoke for TV	16 kHz - 64 kHz	Mn-Zn ferrite Mn-Cu ferrite	High magnetic flux density, low loss, cost
Circuit element	Inductance transformer	Several ten kHz - 100 MHz	Ni-Zn ferrite Cu-Zn ferrite Dust core	High frequency magnetic permeability, High-Q, small amplitude operation
Magnetic recording	Magnetic head	100 kHz - 10 MHz	Ferrite Sendust Amorphous alloy	High magnetic flux density, high magnetic permeability, thin-film form, hardness
	Recording media	100 kHz - 10 MHz	γ -ferrite Ba-ferrite	High magnetic flux density, high coercive force
Mechanism	Yoke for micro-motor	Several ten Hz - 10 kHz	SiFe	High magnetic flux density, high magnetic permeability, low loss

**ตารางที่ 2.1 แสดงวัสดุแม่เหล็กที่ใช้ในความถี่สูงที่สำคัญ
และนิยมนำมาใช้งานกันมาก**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

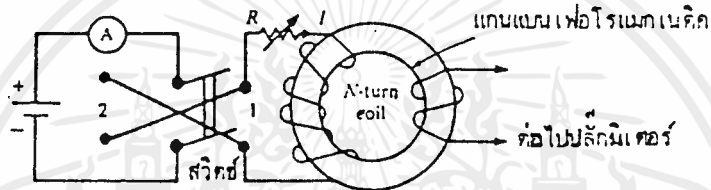


รูปที่ 2.2 แสดงชนิดของวัสดุแม่เหล็กที่ใช้ในย่านความถี่ที่ 10 KHz และความถี่ที่สูงกว่า ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่า ซิมชาบสัมพัทธ์ (relative permeability)
 รูปแผนภูมิข้างบนนี้ วาดอ้างอิงจาก Electric Engineering Handbook

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

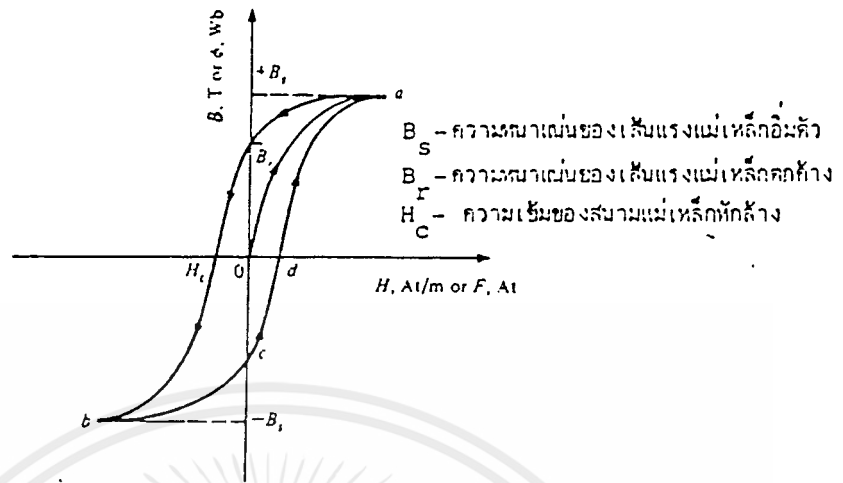
2.2 หลักการวัดแบบพื้นฐาน

ในรูปที่ 2.3 จะแสดงวงจรแม่เหล็กที่ใช้วัสดุเฟอร์โรแมกเนติกบนแกนมีขดลวด 2 ชุด และต่อตามรูป สมมติว่าวัสดุแม่เหล็กนี้ยังไม่เคยผ่านสนามแม่เหล็กมาเลย จุดประสงค์ของการทดลองนี้คือ หากกราฟคุณลักษณะของ BH ของวัสดุ ขณะที่สวิตช์ยังเปิดอยู่นั้นกระแสมีค่าเป็นศูนย์ เส้นแรงแม่เหล็กก็มีค่าเป็นศูนย์ด้วย เราจะเริ่มต้นกันที่จุดศูนย์ในรูปที่ 2.4 เมื่อเราให้สวิตช์ปิดไปตำแหน่ง 1 แล้วเพิ่มกระแสขึ้นโดยการปรับค่าความต้านทาน R ทุก ๆ ค่าของกระแสบันทึกค่าของเส้นแรงแม่เหล็กไว้เราจะได้กราฟช่วง oa ที่จุด a แกนเหล็กถึงจุดอิ่มตัวจากที่จุดนี้เราเริ่มลดกระแส ในขณะที่นั้นยังวัดเส้นแรงแม่เหล็ก ทุก ๆ ค่าของกระแสแล้วเราลากกราฟ aBr พิจารณาจากรูปที่ 2.4 เส้นลากกลับของกราฟเมื่อลด



รูปที่ 2.3 รูปการทดลองหากราฟคุณลักษณะ BH

ค่ากระแสจะไม่กลับมาตาม ao ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก Br เป็นค่าที่ค้างอยู่ในแกนเป็นตัวบอกระดับของการกระตุ้นให้เป็นแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ทำแกนจากรูปที่ 2.4 ขณะที่ความหนาแน่นมีค่า Br ค่าของ H มีค่าเป็นศูนย์ จากนั้นทิศทางการไหลของกระแสไฟโดยเลื่อนสวิตช์ไปตำแหน่งที่ 2 หลังเพิ่มกระแสไปในทางลบ ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กจะลดลงจนกระทั่งถึงศูนย์ที่ค่ากระแส $-I$ หรือมีค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก Hc จึงจะเรียกว่าความเข้มสนามแม่เหล็กหักล้าง หรือถ้าพิจารณาในรูปของแรงเคลื่อนแม่เหล็กก็คือแรงเคลื่อนแม่เหล็กหักล้าง หมายความว่า เราต้องการค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็ก ให้เท่ากับแรงเคลื่อนแม่เหล็กหักล้าง ในการที่จะล้างอำนาจแม่เหล็กหรือลดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างให้เป็นศูนย์

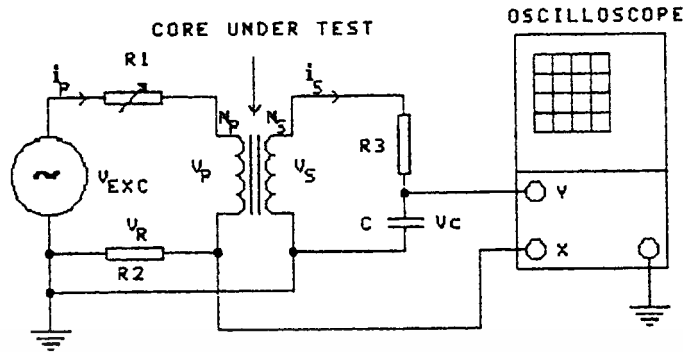


รูปที่ 2.4 ฮิสเตอร์ีซิสลูป และค่าต่าง ๆ

จากนั้นเพิ่มกระแสในทางลบแล้วลากเส้นกราฟ $H_c b$ จนถึงจุดอิมิตัวของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กทางลบคือ $-B_s$ เครื่องหมายลบแสดงให้รู้ว่า เส้นแรงแม่เหล็กกลับทิศทางจาก $+B_s$ จุดสุดท้ายเราลดกระแสแล้วลากกลับเส้น b ถึงจุดที่กระแสเป็นศูนย์ จากนั้นโยกสวิตช์กลับไปตำแหน่งที่ 1 เพิ่มกระแสทางบวก (ขณะนี้ยังคงวัดเส้นแรงแม่เหล็กอยู่) หลังจากทีส่วนโครงสร้าง $bcde$ ลูปของ $bcde$ เรียกว่า ฮิสเตอร์ีซิสลูป (Hysteresis Loop) สภาพของฮิสเตอร์ีซิส คือ คุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กที่ใช้ในงานทางไฟฟ้า และ อิเล็กทรอนิกส์

จากรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นว่าฮิสเตอร์ีซิสลูป จะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กตามเวลา ตัวอย่างที่เห็นได้ง่าย ๆ ของแหล่งกำเนิดสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาก็คือแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เคลื่อนขานัย ในไฟสลับ (ac) โดยที่ถ้ากระแสไหลผ่านขดลวดเป็น ac แรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในวัสดุแม่เหล็กก็จะเป็น ac และสร้างลูปที่เหมือนกัน รูปที่ 2.4 พื้นที่ภายในรูปจะแปรผันตามค่าพลังงานสูญเสีย (ในรูปความร้อน) ในวัสดุในหนึ่งช่วงคลื่น พลังงานสูญเสียนี้เรียกว่าค่าสูญเสียฮิสเตอร์ีซิส ดังนั้นในการหาค่าสูญเสียในอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสนามแม่เหล็ก ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะต้องคำนึงถึงค่าสูญเสียฮิสเตอร์ีซิสด้วย

สำหรับการวัดฮิสเตอร์ีซิส เมื่อใช้แรงดันกระตุ้นเป็นแรงดันไฟกระแสสลับ (ac) ซึ่งจะสามารถแสดงรูปฮิสเตอร์ีซิสลูป บนจอออสซิลโคปได้ โดยมีวงจรดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงการวัด BH-Loop โดยการใช้การกระตุ้นแบบ AC

วิธีการที่นิยมใช้ในการแสดงคุณสมบัติทางไดนามิกของ BH-Loop จะใช้ x-Y recorder หรือใช้ออสซิลโลสโคปที่ทำงานในโหมด x-y เป็นตัวแสดง ดังในรูปที่ 2.5 แสดงถึงวงจรที่ใช้วัด BH-Loop แหล่งจ่ายไฟเพื่อกระตุ้น (excitation source) อาจจะใช้แรงดันไฟฟ้าบ้าน (ที่ 50 Hz หรือ 60 Hz) หรือแรงดันไฟสลับอื่น ๆ ถ้าต้องการที่จะกระตุ้นโดยสามารถปรับความถี่ของแรงดันไฟรูปร่างอื่น ๆ ได้ หรือแรงดันไฟรูปสี่เหลี่ยมคางหมูจะใช้ฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ ที่ถูกขับโดยวงจรขยายอิเล็กทรอนิกส์กำลังสูง เป็นแหล่งจ่ายในการกระตุ้น

ขดลวดสำหรับคัปปลิงสองขดจะถูกพันอยู่บนแกนที่จะทดสอบ ด้วยจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ N_p และโดยทั่วไปจะพันให้มีความถี่เท่ากับขดทางทุติยภูมิ N_s การพันขดลวดทั้งสองแกนอาจจะเป็นแบบไบฟิลา (Bifilar) คือการพันขดลวดไปพร้อม ๆ กันลงในบ๊อบบี้กันเดียวกัน ขด N_p จะใช้เป็นขดกระตุ้น ในขณะที่ขด N_s จะใช้เป็นขดตรวจจับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นตามอัตราการเปลี่ยนแปลง ของเส้นแรงแม่เหล็กคัลลิ่ง ในขดทางทุติยภูมิ

$$V_s = N_s \frac{d\phi}{dt} = N_s \cdot A_m \frac{dB(t)}{dt}$$

ข้อดีของการใช้วิธีแยกการตรวจจับโดยขดลวด ซึ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทาน iR ของขดลวดทางปฐมภูมิ โดยมันจะไม่มีผลต่อการวัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก แรงดันไฟที่ตกคร่อมความต้านทานของขดทุติยภูมิสามารถที่จะตัดทิ้งได้ เพราะว่าความต้านทาน R_s จะสูงกว่ามาก ดังนั้นกระแสทางขดทุติยภูมิที่ย้ายมาทางขดปฐมภูมิคือ $(N_s/N_p) i_s$ จะมีค่าเล็กน้อยและตัดทิ้งได้โดยเราจะสนใจเฉพาะกระแสกระตุ้น สำหรับ

แกนที่จะทดสอบรูปคลื่น $v_s(t)$ จะถูกอินทิเกรตเพื่อที่จะได้รูปคลื่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องอยู่กับขดลวดทางขดทุติยภูมิ ในแกนเหล็กโดยการหารค่าของเส้นแรงแม่เหล็กคล้องด้วยพื้นที่หน้าตัดของแกน A_m ที่จะทดสอบและจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ N_s ผลของรูปคลื่นที่ได้ จะมีค่าประมาณผลคูณของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก $B(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 วิธีการง่าย ๆ ที่จะให้ได้รูปคลื่นของเส้นแรงแม่เหล็กโดยการใช้วงจรอินทิเกรตแบบ RC ถ้าความต้านทานของคาปาซิเตอร์ $X_c = 1/2\pi fC$ (เมื่อ f คือความถี่ฟันดาเมนทอลของรูปคลื่นที่ป้อนเข้าสู่อินพุท ของวงจรอินทิเกรต) ซึ่งจะต้องมีค่าน้อยกว่าความต้านทาน R_s ดังนั้นรูปคลื่นที่ป้อนเข้าสู่ แชนแนล Y ของออสซิลโลสโคป คือ

$$\begin{aligned} V_c(t) &= \frac{1}{R_s C} \int v_s(t) dt \\ &= \frac{N_s A_m}{R_s C} \cdot B(t) \end{aligned}$$

เพื่อที่จะให้ความผิดพลาดที่เกิดจากวงจรอินทิเกรตมีค่าน้อยที่สุดควรจะให้ค่า time constant ของวงจรอินทิเกรต ซึ่งมีค่าเท่ากับ $R_s C$ มีค่าน้อยกว่า 20 เท่าของเวลาในการตอบสนองหนึ่งรูปคลื่นความถี่ f ด้วยการเลือกค่าอุปกรณ์ที่ใช้ให้เหมาะสม RC ในวงจรอินทิเกรตจะหาได้โดยง่าย และจะเป็นวิธีที่ทำให้รูปคลื่นของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก $B(t)$ ที่ดี อย่างไรก็ตามที่ความถี่ต่ำ ๆ ค่า time constant $R_s C$ จะต้องมีค่ามาก ดังนั้นจึงต้องให้จำนวนรอบของขดทุติยภูมิมีจำนวนมาก หรือใช้ขดออกซิลโลสโคปที่มีความไวสูง ๆ

กระแสไฟทางขดปฐมภูมิจะถูกตรวจจับ โดยการวัดแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานตรวจจับกระแส R_2 โดยการใช้ตัวต้านทานตรวจจับกระแสที่มีค่าเหนี่ยวนำ (inductance) และค่าความจุ (capacitance) ที่ต่ำ ๆ ความผิดพลาดเนื่องจากการเลื่อนของเฟสในการวัดรูปคลื่นของกระแสทางขดปฐมภูมิ $i_p(t)$ จึงถูกลดลงไปอย่างมาก ถ้าต้องการที่จะวัด BH-Loop ของแกนที่จะทดสอบภายใต้เงื่อนไขกระแสกระตุ้นที่คงที่ R_1 จะต้องปรับให้มีค่ามาก สำหรับการให้แรงดันกระตุ้นที่คงที่ R_1 จะต้องปรับให้มีค่าเป็นศูนย์ และตัวต้านทานตรวจจับกระแส R_2 จะมีค่าที่ต่ำ ๆ เพื่อที่จะให้แรงดันไฟที่จ่ายเข้าทางขด N_p และแรงดันกระตุ้น v_{exc} มีค่าใกล้เคียงกันมาก ๆ โดยทั่วไปจะใช้ R_2 ค่า 1 ohm

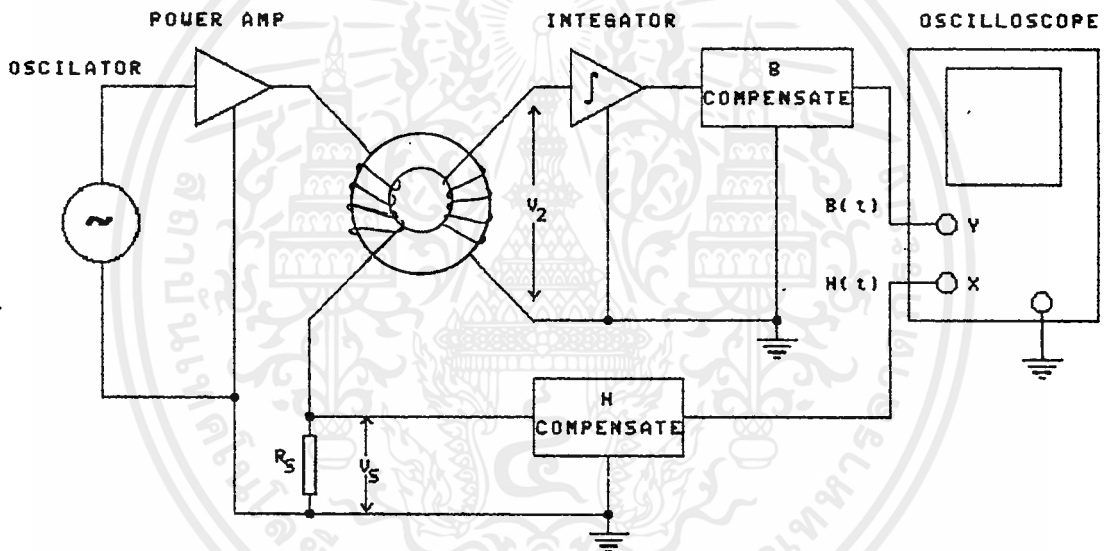
กระแสกระตุ้นที่จ่ายให้แก่แกนที่จะทดสอบจึงมีค่าเท่ากับกระแสที่ขดปฐมภูมิ ($i_p(t)$) โดยการใช้กฎของแอมแปร์ กระแสกระตุ้น $i_p(t)$ คูณด้วยจำนวนรอบ N_p จะเท่ากับค่าความยาวของแกนเหล็ก L_m คูณกับความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก $H(t)$ ดังนั้นรูปคลื่น

ที่เกิดจากแอมป์รอบหารด้วยความยาวของวัสดุแม่เหล็ก 1 หน่วย ($N_p i_p / L_m$) ก็คือรูปคลื่นของความเข้มเส้นแรงแม่เหล็ก โดยจะป้อนสัญญาณ $H(t)$ เข้าทางแกนแนล X ของออสซิลโลสโคป

อัตราส่วนของ $B(t)$ ซึ่งป้อนเข้าทางแกนแนล Y และของ $N_p i_p / L_m$ ซึ่งป้อนเข้าทางแกนแนล X จะได้เป็นรูป BH-Loop แสดงออกมาบนจอออสซิลโลสโคป เมื่อออสซิลโลสโคปทำงานในโหมด X-Y

2.3 การวัดที่ความถี่สูง

ดังที่ทราบมาแล้วว่าจุดประสงค์ของโครงการนี้ก็คือสามารถวัด BH-Loop ของวัสดุแม่เหล็กที่ความถี่สูง โดยที่มีหลักการวัดที่แตกต่างไปจากหลักการวัดแบบพื้นฐานดังกล่าวแล้วข้างต้น บล็อกไดอะแกรมแสดงการวัดดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการวัด BH-Loop ที่ความถี่สูง

จากรูปที่ 2.6 มีการทำงานดังนี้คือ วงจร Oscillator จะเป็นตัวกำหนดความถี่ทดสอบ และแรงดันกระตุ้น โดยสามารถให้ความถี่ทดสอบได้สูงถึง 200 KHz ซึ่งแรงดันกระตุ้นจะเป็นแบบรูปไซน์ สัญญาณเอาท์พุทจากออสซิลเลเตอร์จะถูกขับโดย Power Amp. ซึ่งสามารถจ่ายกำลังได้สูงถึง 100 w. จึงได้แรงดันไฟกระตุ้นสำหรับการทดสอบแกน ออกทางเอาท์พุทของ Power Amp. ป้อนเข้าสู่ขดปฐมภูมิของแกนที่จะทดสอบ จากนั้นก็ทำการวัดค่าของ $H(t)$ ในรูปของแรงดันไฟตกคร่อม R_s นั่นคือ $H(t) = N_p V_s / L_m R_s$ ดังนั้นเพื่อให้ได้ค่า $H(t)$ ที่ถูกต้องก่อนป้อนเข้าแกนแนล X ของ ออสซิลโลสโคปจะต้องนำ

สัญญาณ $N_p V(s) / L_M R_u$ นี้ผ่านวงจร Compensate (A) เพื่อทำการคูณด้วย $L_M R_u$ และหารด้วย N_p เสียก่อน และในการวัดค่า $B(t)$ ก็เช่นกันก็ทำการวัดแรงดันที่ขดขั้วขมูมิแล้วผ่านวงจรอินทิเกรตเนื่องจาก

$$B(t) = \frac{1}{A_M N_p} \int V_2 dt$$

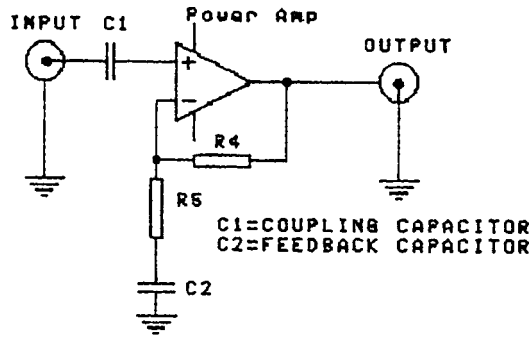
แล้วนำสัญญาณนี้ผ่านวงจร Compensate (B) ก่อนป้อนเข้าสู่แชนแนล Y ของออสซิลโลสโคป โดยที่หลักการทำงาน และคุณสมบัติของแต่ละบล็อกในรูปที่ 2.6 จะอธิบายต่อไป R_u จะใช้ความต้านทานแบบ metal film ซึ่งเป็นความต้านทานที่มีค่าความเหนียวนำ และความจต่ำจึงทำให้ไม่เกิดการเพี้ยนของรูป BH-Loop ที่ได้โดย R_u จะมีค่าเท่ากับ 1 ohm ทนกำลังได้ไม่ต่ำกว่า 25 w. (สำหรับกระแสกระตุ้นสูงสุด ± 5 A) ออสซิลโลสโคปที่ใช้วัดจะตั้งทำงานอยู่ในโหมด X-Y

2.4 รายละเอียดแต่ละส่วนของเครื่อง

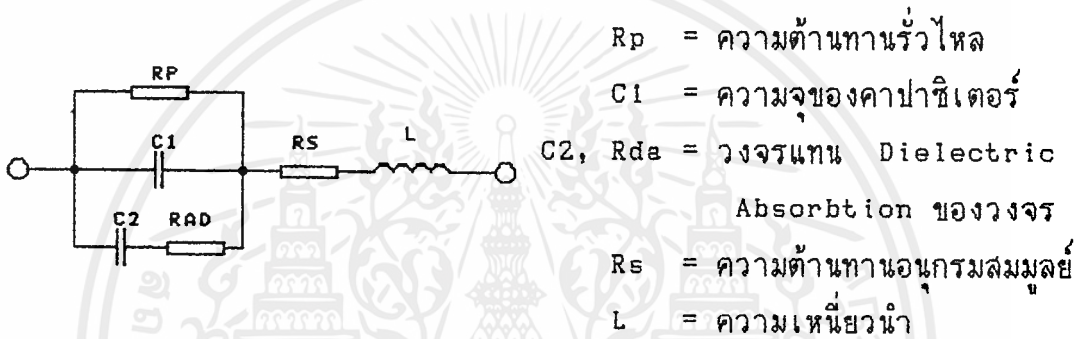
2.4.1 Power amplifier

คุณสมบัติที่สำคัญของ Power Amp. ที่จะนำมาใช้ในโครงการนี้ก็ คือ จะต้องสามารถตอบสนองความถี่ได้ในย่านที่กว้างมาก ๆ และตอบสนองความถี่ได้สูง ๆ ตั้งแต่ $50 \text{ Hz} - 200 \text{ KHz}$ โดยที่กำลังของ Power Amp. จะต้องไม่ตกลง ฉะนั้นในโครงการนี้จึงเลือกใช้ Power Amp. แบบ DC Servo Power Amp. ซึ่งเป็น Power Amp. ที่เป็นแบบ Direct Coupling จึงสามารถที่จะตอบสนองความถี่ได้ตั้งแต่ 0 Hz ขึ้นไปจนถึงความถี่สูงประมาณ 200 KHz

Power Amp. นี้จะเป็นแบบ direct Coupling แยกจากอินพุตถึงเอาต์พุต และการ Feedback ก็ปราศจาก Coupling Capacitor โดยสิ้นเชิง ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาไม่มีความเพี้ยนจากผลของ Capacitor เลยซึ่งจะให้ผลที่ดีกว่า Coupling Capacitor ถึงแม้จะใช้ Capacitor คุณภาพดี ขนาดไหนก็ตามมันก็ต้องมีความเพี้ยนส่วนตัวของมันเองเป็นคุณสมบัติส่วนตัวอยู่ อันเป็นผลมาจาก Purity ของสารที่ใช้ทำแผ่น Dielectric, ESR, Dielectric Absorbtion ทางที่ดีที่สุดคือพยายามตัด Capacitor เหล่านี้ออกจากวงจรไปให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้จากรูปที่ 2.7 คือ Power Amp. โดยทั่วไป ซึ่งเราจะเห็นว่าจะใช้ Coupling Capacitor

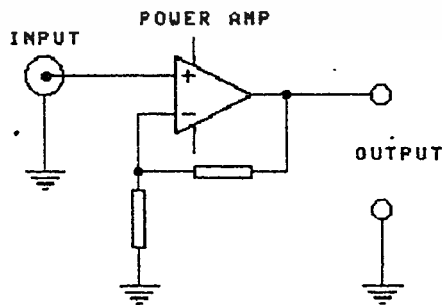


รูปที่ 2.7



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของตัวเก็บประจุ

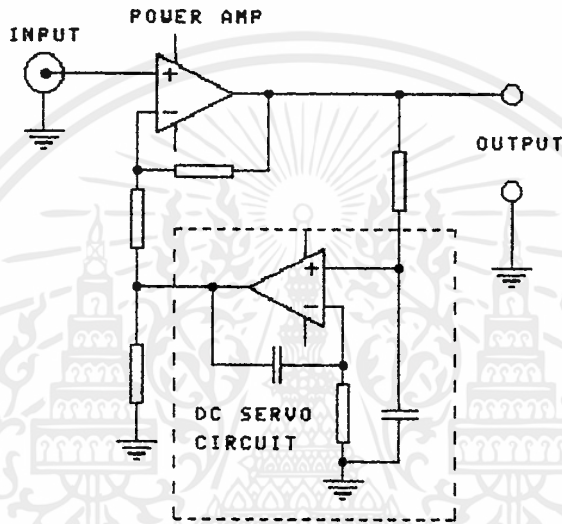
C1 จะมีค่าประมาณ 1-10 μF ซึ่งค่าต่ำขนาดนี้เราสามารถหา C ชนิด Film ซึ่งมีคุณภาพดี ๆ ได้แต่ราคาก็แพงมากและที่ล้าคณูก็ยังมี Capacitor Distortion อยู่นั่นเอง ส่วน C2 ซึ่งเป็น Feedback Capacitor นั้นมีค่า 10 μF -1000 μF ซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะเป็นชนิด electrolytic ซึ่งคุณสมบัติของมันจะแย่มากอยู่แล้วเราจึงสามารถตัด Capacitor เหล่านี้ออก ซึ่งเราก็จะได้ Power Amp. ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางทฤษฎี Power Amp. ดังรูปที่ 2.9 จะ เป็น power Amp. ที่ให้การตอบสนองสัญญาณดีกว่ารูปที่ 2.7 แน่นนอนแต่มีผลข้างเคียงที่ตามมา คือจะมี offset voltage ออกมาทางเอาต์พุต ทำให้สัญญาณออกทางเอาต์พุตมีแรงดัน DC ออกมาด้วย offset voltage นี้เกิดจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่นำมาเป็น Differential Amp. ในภาคอินพุทของ power Amp. ซึ่งย่อมไม่เหมือนกันทุกตัว นอกจากนั้นการที่อุณหภูมิเปลี่ยนไปก็ทำให้เอาต์พุต offset voltage เปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้เราจำเป็นต้องปรับแรงดัน DC เอาต์พุตให้เป็น 0V อยู่เสมอ ดังนั้นเพื่อเป็นการสะดวกเราจึงนำ DC servo มาคอยช่วยปรับเอาต์พุต offset voltage ให้เป็น 0V. อยู่ตลอดเวลา ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 DC servo circuit

ซึ่งการทำงานของวงจร DC servo นี้ก็คือ การคอยเช็คว่ามีแรงดัน DC ออกมาจากเอาต์พุต power Amp. เท่าใดจากนั้นวงจร DC servo ก็จะคอยส่งสัญญาณไปปรับแรงดัน DC นี้ลดลงเป็น 0V ทางภาค Diff. Amp. ผลที่ตามมาก็คือ เราจะได้ Direct coupling power Amp. ที่ปราศจากความเพี้ยนใด ๆ และสามารถตอบสนองความถี่ได้สูง

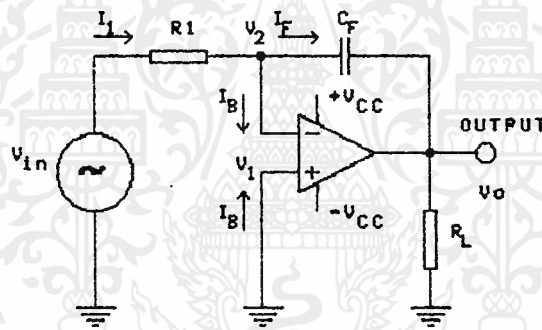
การทำงานของวงจร

วงจรนี้เป็นวงจร All complementary symetry ตลอดตั้งแต่อินพุท จนถึงเอาต์พุต และ Direct coupling ตลอดตั้งแต่อินพุทจนถึงเอาต์พุตเช่นกัน โดยสัญญาณอินพุทจะถูกส่งเข้ามายัง R6 และ C2 ซึ่งทำงานร่วมกันทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้ความถี่สูงเกินไป ถูกนำไปขยาย Q7, Q8 และ Q9, Q10 ทำหน้าที่เป็น Differential Amp. ทางซิกบวกลบตามลำดับ โดยทำงานแบบ cascode ร่วม Q11, Q12 และ Q5, Q6 ซึ่งวงจร cascode นี้เป็นวงจรที่ทำให้ภาค Differential Amp. ทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ

ตลอดย่านคงที่ สำหรับ Q1,Q2 และ Q3,Q4 ทำหน้าที่เป็น constant current source ให้กับภาค Differential Amp. ซึ่กบวกลบและซึ่กลบตามลำดับ Q13,Q15 และ Q14,Q16 ทำหน้าที่เป็น Voltage Driver โดยมี Q18,Q19 เป็น Current Driver Q17 เป็นตัวกำหนด Bias ของวงจรเข้าที่พุก และ Q20-Q23 เป็นเข้าที่พุกทรานซิสเตอร์ D5-D8 จะคอยช่วยป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขา Gate ของเข้าที่พุกทรานซิสเตอร์เกิน 10 V เมื่อเทียบกับขา Source ซึ่งเป็นอันตราย อย่างมากกับตัว POWER MOSFET สำหรับ IC1 นั้นทำหน้าที่เป็นตัว DC servo คอยปรับแรงดัน offset ที่เข้าที่พุก R36, C21, R37, L1, R38, C22 ทำหน้าที่เป็นโซเบลเนทเวอร์คอยชดเชย เข้าที่พุกอิมพีแดนซ์ที่ความถี่สูง

2.4.2 วงจร Integrate

วงจรพื้นฐานแสดงดังรูปข้างล่างซึ่งมีค่า R_F ต่อไว้คร่อม C_F เพื่อสำหรับค่าผิดพลาด แต่ในกรณีที่มีค่าความถี่มาก ๆ จะทำให้ค่า X_C มีค่าเป็น 0 ได้ เปรียบเสมือนลัดวงจร จึงต้องมีการต่อค่า R_F ไว้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.11 วงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐาน

v_o ที่ออกมาสามารถนิยมนได้ด้วยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ สมมติให้เป็นโหนด v_1 และ v_2 ดังรูป 2.11

$$I_i = I_F + I_B \quad (2.1)$$

I_B มีค่าน้อยมากซึ่งความต้านทานทางอินพุตมีค่าสูงมาก

$$I_i = I_F \quad (2.2)$$

กระแสที่ไหลผ่าน C_F

$$I_{CF} = C_F \frac{dv_c}{dt}$$

จากสมการ (2.2)

$$\frac{V_{in} - V_2}{R_L} = C_F \frac{d(V_2 - V_o)}{dt}$$

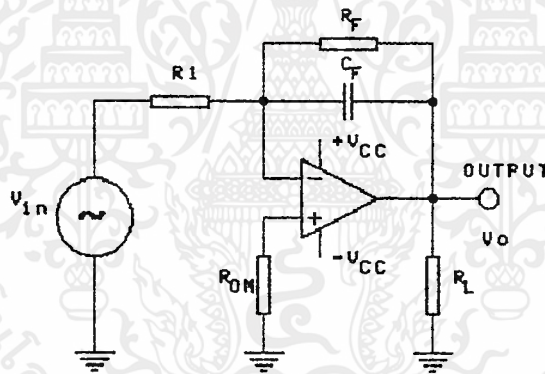
กำหนดให้ $V_1 = V_2 = 0$ เพราะว่า Z_1 สูงมาก

$$\frac{V_1}{R_L} = C_F \frac{d(-V_o)}{dt}$$

$$\frac{V_{in}}{R_L} = C_F \frac{d(-V_o)}{dt}$$

$$V_o = \frac{-1}{R_L C_F} \int V_{in} dt \quad (2.3)$$

เมื่อ $V_{in} = 0$ ในวงจรอินทิเกรเตอร์จากรูปที่ 2.11 เป็นการ open loop Amplifier ค่า C_F เมื่อไม่มีความถี่ป้อนจะมีค่า $(X_{C_F} = \infty)$ จึงต้องมีการต่อ R_F เพื่อให้กลายเป็น close-loop Amplifier เมื่อไม่มีความถี่ย้อนเข้าไปและ R_F ยังช่วยลดค่าผิดพลาดทางเข้าที่พ่วงด้วย จึงสามารถสร้างวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 2.12



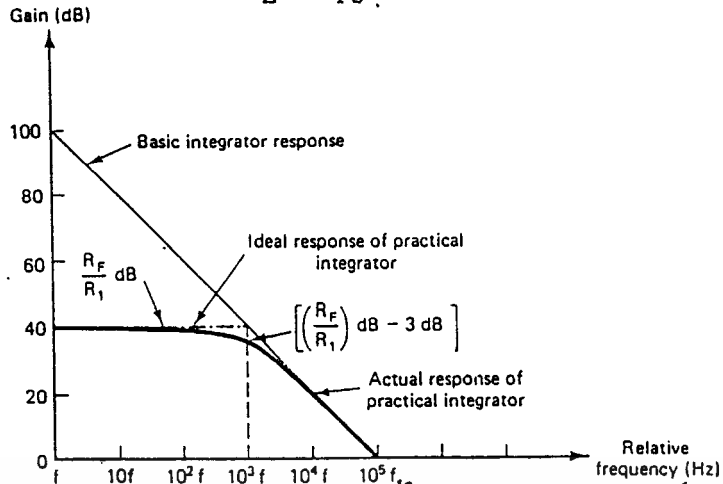
รูปที่ 2.12 วงจรอินทิเกรเตอร์ใช้งานจริง

ความถี่ตอบสนองพื้นฐานในวงจรอินทิเกรเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.13 ความถี่ f_b มีค่าเกินเป็น 0dB โดยสามารถหาได้ดังนี้

$$f_b = 1/2\pi R_L C_F \quad (2.4)$$

ในรูปที่ 2.14 ความถี่จาก f ถึง f_a มีเกินเป็นค่า R_F/R_L หลังจากค่าความถี่ f_a แล้วเกินจะลดลงด้วยอัตรา 20dB/decade

$$f_a = 1/2\pi R_F C_F \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองของความถี่ในวงจรอินทิเกรเตอร์

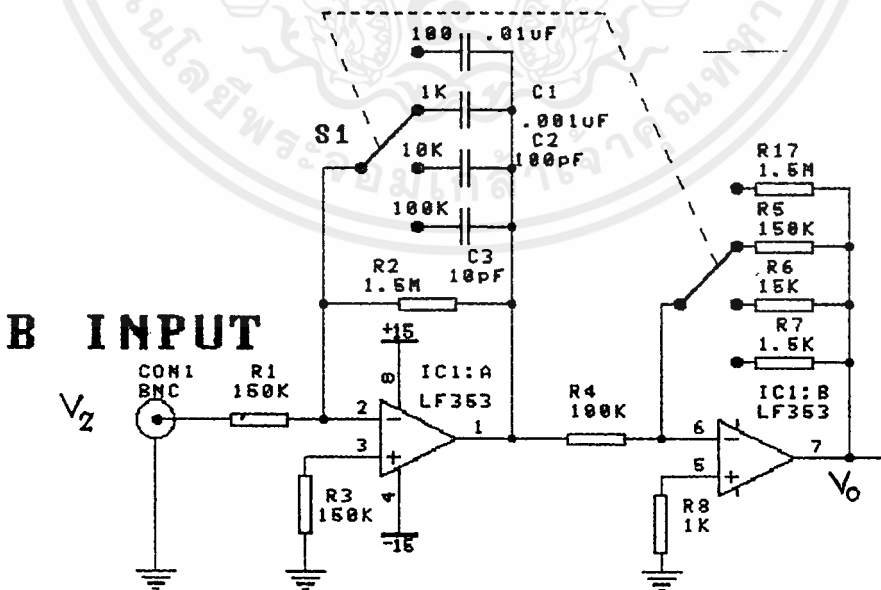
การหาค่าอุปกรณ์ในวงจร

ค่า f_a และ $R_F C_F$ และ $R_F C_F$ ควรจะเลือกให้ $f_a < f_b$ สำหรับตัวอย่าง ถ้า $f_a = f_b/10$ นอกจากนั้น $R_F = 10R_L$

เมื่อ $T = R_F C_F$
 $R_F C_F = 1/(2\pi f_a)$

ซึ่งสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 2.14 โดย S1 ทำหน้าที่เลือกช่วงความถี่ที่ต้องการและได้ความล้มพันธ์ของ V_o คือ

$$V_o = 10^4 \int V_z dt \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.14 วงจรอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 วงจร Compensate

วงจร Compensate นั้นจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ B Compensate และ H Compensate ซึ่งเราได้รับความสัมพันธ์ของ B(t) และ H(t) ดังนี้

$$B(t) = \frac{1}{A_M N_S} \int V_2 dt \quad [\text{Wb/m}^2]$$

$$H(t) = \frac{N_P \cdot V_S}{L_M R_S} \quad [\text{AT/m}]$$

- เมื่อ A_M = พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (m^2)
 N_P = จำนวนรอบของขดลวดทางปฐมภูมิ (รอบ)
 N_S = จำนวนรอบของขดลวดทางทุติยภูมิ (รอบ)

วงจร B COMPENSATE

จาก $B(t) = \frac{1}{A_M N_S} \int V_2 dt$ โดยที่ A_M [m^2], N_S [รอบ]

หรือ $B(t) = \frac{10^{-4}}{A_M N_S} \int V_2 dt$ โดยที่ A_M [cm^2], N_S [รอบ]

และ $10^{-4} \int V_2 dt = V_O$ ซึ่งได้จากวงจรอินทิเกรเตอร์ ในรูปที่ 2.14 ดังนั้น

$$B(t) = \frac{1}{A_M N_S} \cdot V_O \quad [\text{Wb/m}^2] \quad (2.7)$$

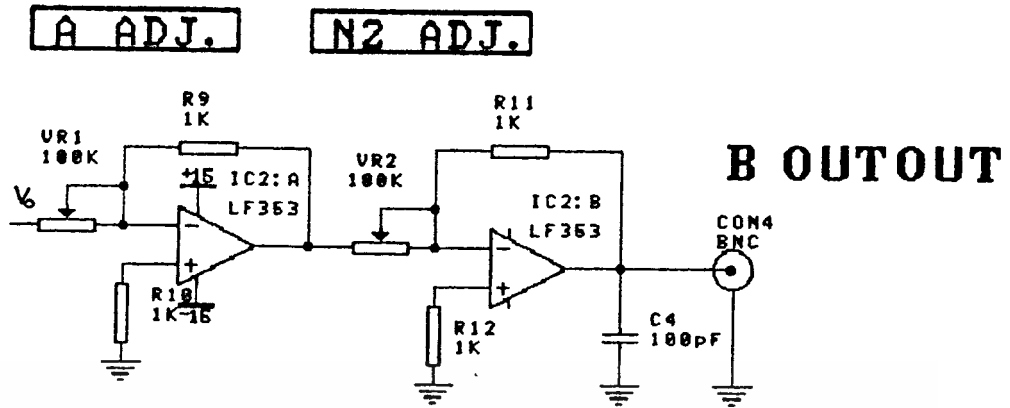
- เมื่อ A_M = พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (cm^2)
 N_S = จำนวนรอบของขดลวดทางทุติยภูมิ (รอบ)

จะเห็นว่า B(t) ที่แท้จริงก็คือค่า V_2 ที่ถูกอินทิเกรตออกมาแล้วหารด้วยค่าของ A_M และ N_S B(t) มีหน่วยเป็น Wb/m^2

ในวงจรชดเชย หรือวงจรคณ และหารค่าต่าง ๆ จะใช้การคำนวณแบบอนาล็อกโดยใช้ Op Amp ซึ่งจะมีการต่อดังรูปที่ 2.15 โดยที่ VR1 ทำหน้าที่ปรับค่าพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก มีหน่วยเป็น [cm^2] VR2 เป็นการปรับจำนวนรอบของขดลวดทางทุติยภูมิ

VR1 และ VR2 เป็นความต้านทานแบบปรับละเอียด และนับจำนวนรอบ

- โดยที่ N_S สามารถปรับชดเชยได้ตั้งแต่ 1-100 รอบ
 A_M สามารถปรับชดเชยได้ตั้งแต่ 1-100 cm^2



รูปที่ 2.15 วงจร B COMPENSATE

วงจร H COMPENSATE

จาก
$$H(t) = \frac{N_p \cdot V_s}{L_m R_g} \quad [\text{AT/m}]$$

แต่
ดังนั้น
$$R_g = 1 \text{ ohm}$$

$$H(t) = \frac{N_p \cdot V_s}{L_m} \quad [\text{AT/m}]$$

หรือ
$$H(t) = \frac{N_p \cdot V_s}{L_m} \quad [\text{AT/cm}] \quad (2.8)$$

เมื่อ N_p = จำนวนรอบของขดลวดทางปฐมภูมิ (รอบ)

L_m = ความยาวของแกนเหล็ก (cm)

ดังนั้นสามารถออกแบบวงจร H COMPENSATE ได้ดังรูป 2.16 โดยที่

VR3 ปรับค่าความยาวของแกนเหล็ก มีหน่วยเป็น cm

VR4 ปรับจำนวนรอบของขดลวดทางปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ

ซึ่ง $H(t)$ มีหน่วยเป็น AT/cm ถ้าจะทำให้หน่วยเป็น AT/m ต้องคูณด้วย 100

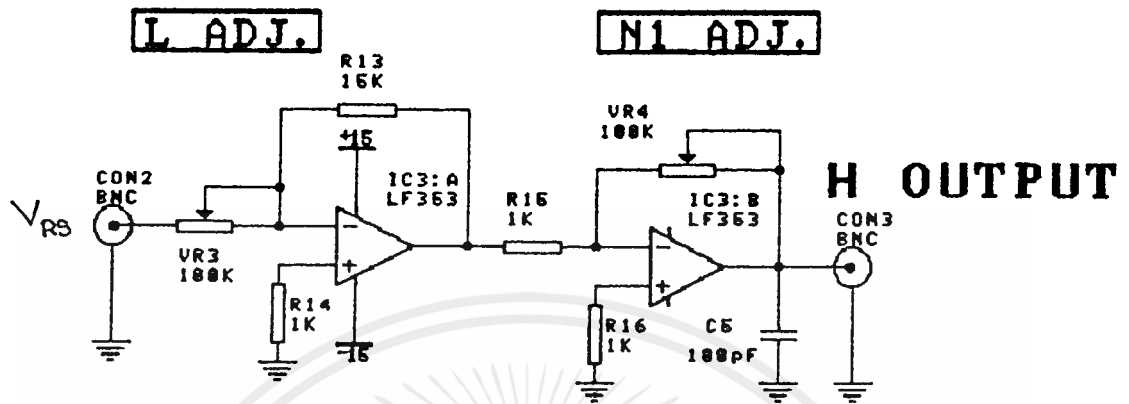
จะเห็นว่าค่า $H(t)$ ที่แท้จริงคือ V_s คูณด้วย N_p แล้วหารด้วย L_m ในวงจร

ชดเชยจะใช้การชดเชยแบบการคำนวณทางอเนล็อกโดยใช้ Opamp มีวงจรดังรูปที่ 2.16

โดยที่ N_p สามารถปรับชดเชยได้ตั้งแต่ 1-100 รอบ

L_m สามารถปรับชดเชยได้ตั้งแต่ 1-100 cm.

ฉะนั้นจะได้ค่าของ $H(t)$ เป็น At/cm.



รูปที่ 2.16 วงจร H COMPENSATE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

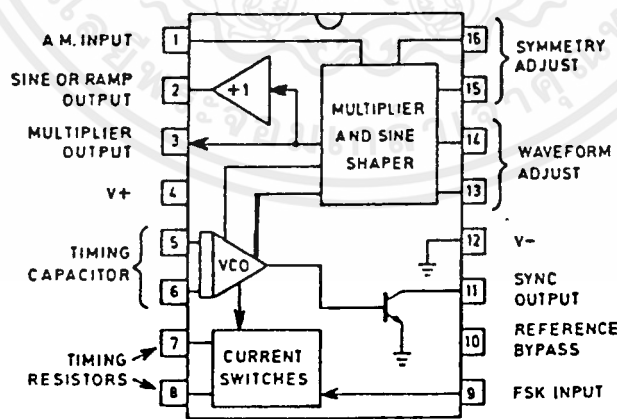
2.4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์

ไอซีเบอร์ XR-2206 นี้เป็นโมโนลิทิก ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ มีความสามารถในการผลิตคลื่นรูปไซน์ (sine) รูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangle), สี่เหลี่ยม (square), แรมป์ (ramp) ได้ โดยที่มีความถี่ตั้งแต่ไม่กี่ Hz จนถึงหลายร้อยกิโลเฮิรต์ โดยต่อกับวงจรภายนอกอีกนิดหน่อย

สำหรับ XR-2206 นี้ผลิตโดยบริษัท Exar Intergrated System Inc ซึ่งอยู่ในแพคเกจไอซี 16 ขา สามารถที่จะใช้กับไฟเลี้ยง (power supply) ตัวเดียวคือในช่วง 10 ถึง 26 Volt ได้ หรืออาจจะใช้ไฟเลี้ยงคู่ได้ในช่วง 5 ถึง 13 Volt ขณะที่ต้องผลิตสัญญาณคลื่นไซน์ (sine) นั้นค่า t.h.d. ของสัญญาณนั้นจะมีค่า 2.5% เมื่อยังไม่มีการปรับแต่ง แต่ก็สามารถปรับให้เหลือเพียง 0.5% ได้ โดยการควบคุมของวงจรที่นำมาต่อร่วม โดยที่สัญญาณ output รูปไซน์นี้จะมีขนาดสูงสุด 2 V(r.m.s.) และมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม

การทำงานของ XR-2206

รูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมแต่ละส่วนของ XR-2206 ซึ่งเป็นแพคเกจขนาด 16 ขา หัวใจสำคัญของส่วนนี้คือ V.C.O. (Voltage control oscillator) ซึ่งจากรูปจะเห็นว่ามีความจำเป็นต้องใช้ตัวเก็บประจุ (timing capacitor) ซึ่งมีค่าได้ในช่วง 1000 pF ถึง 100 μ F ต่อที่ขา 5 และ 6 ซึ่งเป็น input ของ V.C.O.



รูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานและขาต่าง ๆ ของ XR-2206

สำหรับตัวต้านทานจัดเวลา (timing resistor) นั้นจะต่อกับขา 12 (V) และขา 7 หรือ ขา 8 ซึ่งจะมีค่าระหว่าง 1 k Ω ถึง 2 M Ω ค่าของตัวต้านทานจัดเวลา และตัวเก็บประจุจัดเวลานั้นจะมีผลต่อความถี่ในการออสซิลเลทซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$f_o = 1/RC \quad [\text{Hz}]$$

จะเห็นว่าเราสามารถที่จะเปลี่ยนค่า R หรือ C เพื่อให้ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ แต่เพื่อที่จะให้เกิดการคงตัวของอุณหภูมิ (temperature stability) และความเพี้ยนของสัญญาณไซน์ (sine) น้อยที่สุด ควรจะให้ค่าของรีซิสเตอร์มีค่าอยู่ระหว่าง 4 k Ω ถึง 200 k Ω

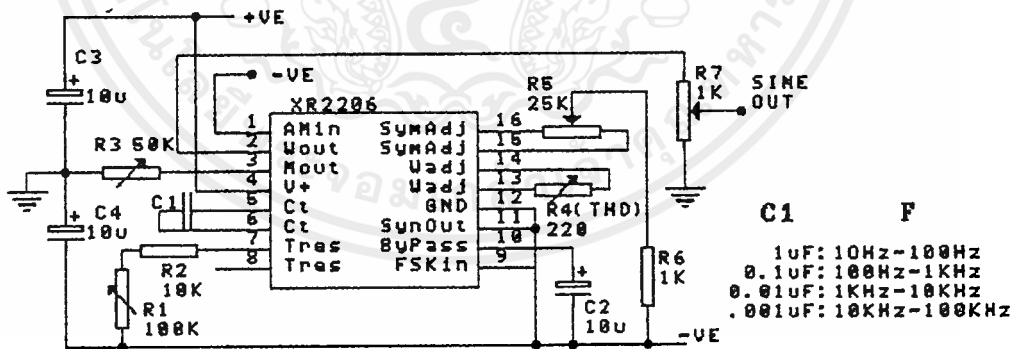
ในการเลือกต่อตัวต้านทานจัดเวลา (timing resistor) นั้นจะต่อกับขา 7 หรือขา 8 นั้น เราพิจารณาโดยดูว่ามีการป้อนสัญญาณที่ขา FSK INPUT หรือไม่ ถ้าขา FSK INPUT (ขา 9) นั้นเปิดวงจรหรือต่อกับสัญญาณแรงดัน ขนาดมากกว่า 2 Volt จะต่อตัวต้านทานเข้ากับขา 7 ในทางกลับกัน ถ้าขา FSK INPUT นี้ต่อกับแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า 1 Volt ขา 8 จะต้องต่อตัวต้านทานด้วย

ส่วนของ V.C.O. ของ I.C. นั้นผลิตรูปคลื่นได้ 2 ชนิดคือ รูปคลื่นแรมพ์ ซึ่งจะป้อนไปที่ส่วนของ multiplier and sineshaper block อีกทีหนึ่ง และรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (rectangular) ซึ่งจะป้อนออกที่ขา output ที่ขา 11 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งการผลิตรูปคลื่นนี้ก็ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุจัดเวลา (timing capacitor) โดยตัวเก็บประจุนี้จะเริ่มต้นเก็บประจุ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดเป็นคลื่นรูปแรมพ์ (ramp) ที่กำลังพุ่งขึ้น และที่อีกเอาท์พุทจะได้สัญญาณ "high" ที่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (rectangular) จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้านั้นจะถึงจุดหนึ่งเรียกว่า "firing voltage" ที่จุดนี้จะทำให้สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจะกลับกลายเป็น "low" และตัวเก็บประจุจัดเวลา (timing capacitor) จะเก็บประจุในทิศทางกลับกันตอนต้นเป็นผลทำให้สัญญาณรูปแรมพ์จะตกลง ซึ่งก็จะตกลงจนถึงจุด "firing voltage" เช่นกัน จะทำให้คลื่นรูปสี่เหลี่ยมกลับกลายเป็นสัญญาณระดับ "high" และขบวนการต่าง ๆ ก็จะกลับไปกลับมาเช่นนี้เหมือนเดิม

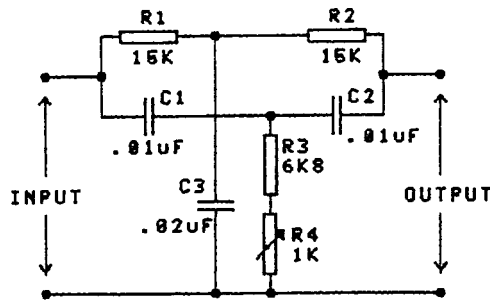
จากการอธิบายข้างต้นจะเห็นว่า V.C.O. ส่วนนี้จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่สมมาตรออกมา ถ้าเกิดนำเอาสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากขา 11 นี้มาต่อเข้ากับขา FSK INPUT (ขา 9) ของไอซี จะมีผลทำให้ได้คลื่นรูปแรมพ์ และรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรออกมาแทน

รูปคลื่นแรมพ์ที่ได้จากส่วนของ V.C.O. ของไอซี XR-2206 นี้จะถูกนำไปเข้ายังส่วนของ multiplier and shaper block อีกทีซึ่งส่วนนี้นั้นทำหน้าที่คล้ายกับวงจรขยายความต่าง ซึ่งจะทำให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ที่ขา 3 มีค่าสูง และที่ขา 2 จะเป็น

ผลิตรูปไซน์ที่มีความถี่ได้หลายย่าน โดยการให้ค่าของตัวเก็บประจุเปลี่ยนไป โดยที่เมื่อ C_1 นั้นมีค่า $1 \mu F$ ความถี่ที่ได้จะอยู่ในช่วง 10 Hz ถึง 100 Hz โดยการปรับค่า R_1 ถ้า C_1 นั้นมีค่า $0.001 \mu F$ ความถี่ที่ได้จะมีค่า 10 kHz - 100 kHz ขอให้สังเกตว่าตัวต้านทานจัดเวลา (timing resistor) นั้นใช้แค่ขา 7 ของไอซีเท่านั้น เหตุผลเพราะขา FSK INPUT (ขา 9) นั้นมิได้ป้อนสัญญาณใด ๆ ตามที่เคยกล่าวไว้ตอนต้น วงจรนี้จะผลิตรูปไซน์เพราะว่าต่อตัวต้านทาน 220Ω ที่ต่อเข้ากับขา 13 และ 14 ของไอซี สำหรับตัวอย่างนี้คลื่นรูปไซน์จะมีความเพี้ยนของสัญญาณน้อยกว่า 2.5% สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่ขา 3 ของไอซีนี้มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยง โดยการให้วงจรแบ่งแรงดัน R_6-R_7 ซึ่งต่อขนานกับ C_3-C_4 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ดังนั้นสัญญาณรูปไซน์ที่ขา 2 ควรจะมีค่าราว ๆ ครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงส่วนเอาต์พุตที่ได้จะถูกกรองสัญญาณแรงดันดีซีออกโดย C_5 และทำให้มีค่าเปลี่ยนแปลงขนาดได้โดย R_5 ซึ่งเป็นเอาต์พุตสุดท้ายนี้เอง และค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ที่มีค่าสูงสุดที่จะได้ถูกตั้งไว้โดย R_3 ซึ่งในการตั้ง R_3 นี้ ก่อนอื่นจะต้องถอด R_4 จากขา 13 เสียก่อน ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปสามเหลี่ยมแทน จากนั้นค่อย ๆ ลดค่า R_3 จนกระทั่งส่วนที่ถูกขลิบของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจะหมดไป ซึ่งขณะนี้ถือว่าเสร็จการตั้งค่า R_3 เรียบร้อยแล้วหลังจากนั้นจึงต่อ R_4 เข้าที่อย่างเดิม ซึ่งจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ที่ดีพอควรสำหรับ ตัวอย่างในรูป 2.18 นี้สามารถใช้ได้กับแรงดันไฟเลี้ยงที่มีค่าอยู่ในช่วง 10 V ถึง 24 V ซึ่งสามารถดัดแปลงให้ใช้ในการจ่ายไฟเลี้ยงได้ 2 ชุด โดยการแทนกราวด์ด้วยไฟเลี้ยงที่มีค่าเป็นลบแทน และก็นำ R_3 ต่อลงกราวด์แทน ดังแสดงในตัวอย่างรูป 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรผลิตรูปไซน์

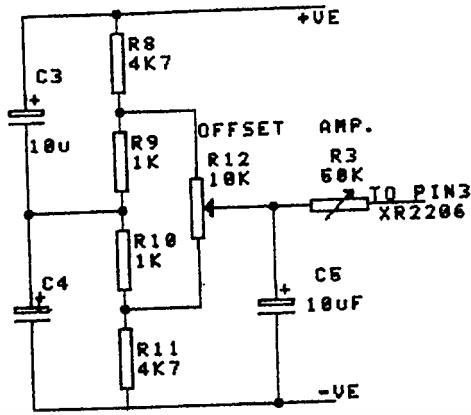


รูปที่ 2.20 วงจรทวินทีอย่างง่ายที่ใช้สำหรับปรับค่าความเพี้ยน

สังเกตตัวอย่างนี้จะเห็นว่า R6-R7 วงจรแบ่งแรงดัน และ C5 จะไม่ใช่ เพราะวาลัญญาณเอาท์พุทรูปไซน์จะปรับจุดศูนย์กลางที่ระดับแรงดันศูนย์โดยอัตโนมัติ สำหรับตัวอย่างนี้จะแสดงให้เห็นถึงการลดค่าความเพี้ยนทางฮาร์โมนิคทั้งหมด (total harmonic distortion (t.h.d.)) ให้เหลือ 0.5% โดยการเพิ่ม R4 และ R5 ซึ่ง R5 จะทำหน้าที่ปรับค่า t.h.d. ในขณะที่ R5 จะทำหน้าที่ปรับความสมมาตร ซึ่งการปรับค่า R4 และ R5 ต้องปรับหลังจากปรับค่า R3 ซึ่งปรับให้ได้คลื่นรูปสามเหลี่ยมที่ไม่มีการขลิบของสัญญาณเรียบร้อยแล้วตามที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น

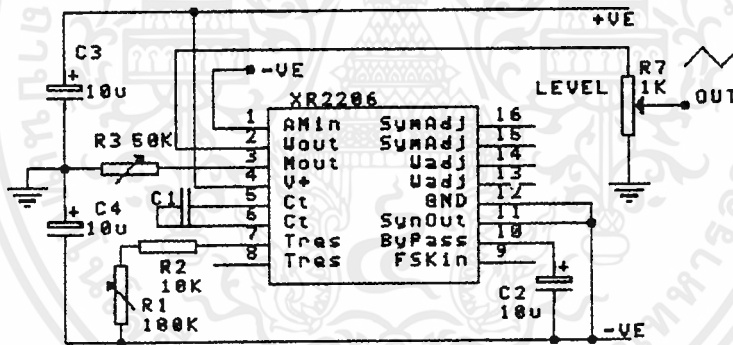
ในกรณีที่ไม่มีมิเตอร์วัดแอมป์เตอร์ความเพี้ยนนั้น ขอแนะนำให้ใช้ฟิลเตอร์แบบทวินที (twin-T) 1 kHz อย่างง่าย ๆ ตามในรูปที่ 3.20 ซึ่งใช้ร่วมกับออสซิลโลสโคปหรือมิลลิโวลท์มิเตอร์ในการปรับค่าความเพี้ยนของคลื่นรูปไซน์ให้มีค่าน้อยที่สุดที่ 1kHz สำหรับขั้นตอนในการใช้ฟิลเตอร์นี้ โดยการจ่ายสัญญาณเอาท์พุทรูปไซน์ที่ผลิตได้เป็นอินพุทให้กับวงจรฟิลเตอร์นี้ที่ 1 V r.m.s. ความถี่ประมาณ 1 kHz และนำเอาท์พุทของวงจรฟิลเตอร์นี้ไปเป็นอินพุทให้กับออสซิลโลสโคป หรือมิลลิโวลท์มิเตอร์ จากนั้นทำการปรับความถี่อินพุทของเจเนอเรเตอร์และ R4 ของวงจรฟิลเตอร์เพื่อให้ค่าเอาท์พุทที่อ่านได้มีค่าน้อยที่สุด และจากนั้นจึงปรับ R4 และ R5 ซึ่งเป็นตัวควบคุมความเพี้ยนของเจเนอเรเตอร์เพื่อที่จะลดค่าเอาท์พุทที่อ่านได้จากฟิลเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ซึ่งก็จะได้สัญญาณรูปไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำ ซึ่งค่าที่ได้นี้จะมีค่าประมาณ 0.1% t.h.d./mV โดยที่เกิตอ่านค่าในสโคปหรือมิลลิโวลท์มิเตอร์ได้ 5 mV r.m.s. ก็จะได้ค่า t.h.d. ประมาณ 5% เป็นต้น

เมื่อได้สัญญาณไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำแล้ว จะสังเกตเห็นว่าสัญญาณที่ขา 3 นั้นมีความใกล้เคียงกับเอาท์พุทที่ขา 2 แต่สัญญาณที่ขา 3 มีความเพี้ยนของสัญญาณที่ต่ำกว่าและมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สูงกว่าขา 2 ในกรณีที่ต้องการดิซีออฟเซท (d.c.offset) ซึ่งออกมากับสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 2 และ 3 ของตัวอย่างรูป 2.19 นั้นโดยการเพิ่มวงจรบางส่วนในรูป 2.21 เข้าไปในวงจรรูป 2.19



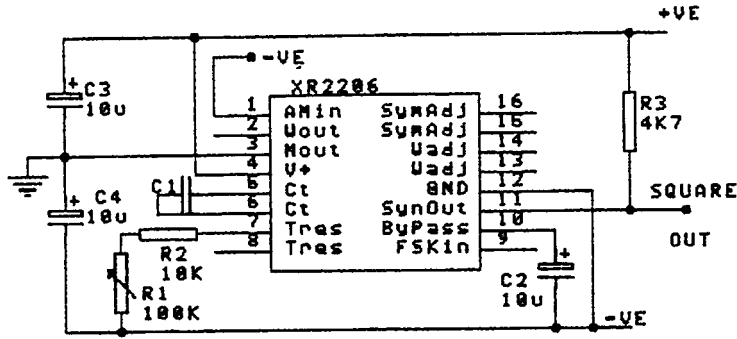
รูปที่ 2.21 วงจรเพิ่มเติมเพื่อลอคออฟเซตคิซีในวงจรรูป 2.19 โดยต่อเข้ากับขา 2 และ 3

ไอซี XR-2206 ยังสามารถที่จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมได้โดยการใช้วงจรพื้นฐานในรูป 2.20 และ 2.24 ได้โดยปราศจากรีซีลเตอร์ที่ขา 13 และขา 14 ซึ่งจะเห็นจากตัวอย่างในรูป 2.22

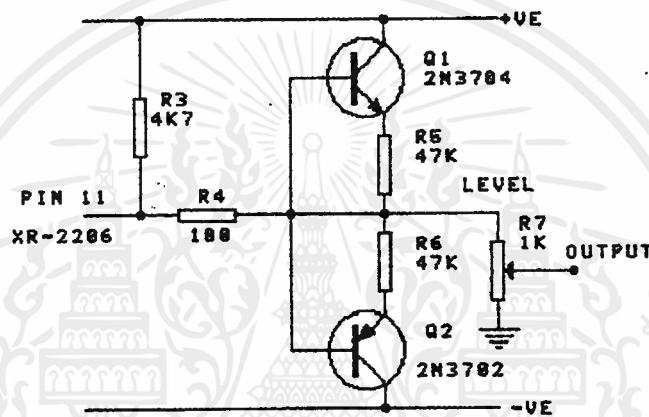


รูปที่ 2.22 วงจรกำเนิดคลื่นรูปสามเหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่ได้

จากรูป 2.22 นี้แสดงให้เห็นถึงวงจรที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรผลิตรูปคลื่นสามเหลี่ยม ถ้าเกิดป้อนไฟเลี้ยงในขนาด 9 V-0-9 V จะทำให้ไอซีสามารถผลิตสัญญาณในขณะที่ยังมีได้ต่อโหนดได้ขนาดถึง 12 V จากยอดถึงยอด (peak-to-peak) นอกจากนี้ไอซี XR-2206 ยังสามารถที่จะผลิตสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีขนาดคงที่ได้ที่ขา 11 ได้โดยต่อโหนดตัวต้านทานระหว่างขา 11 กับไฟเลี้ยงที่เป็นบวก รูปที่ 2.23 นี้แสดงถึงวงจรตัวอย่างที่แสดงถึงวงจรที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ ซึ่งผลิตคลื่นรูปสี่เหลี่ยมเท่านั้น



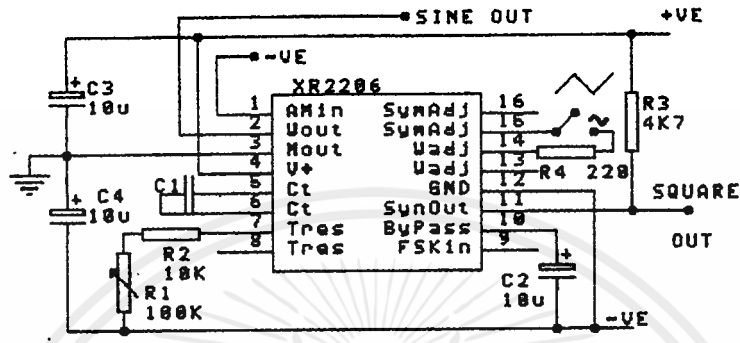
รูปที่ 2.23 วงจรผลิตคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่ได้ง่าย



รูปที่ 2.24 วงจรเพิ่มเติมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำที่สามารถปรับขนาดได้

ที่ขา 11 จากรูป 2.17 จะเห็นว่าขาที่ถูกเรียกว่า ซิงค์เอาต์พุต (sync output) เพราะว่าสัญญาณที่ปรากฏที่จุดนี้นั้นไม่เหมาะกับการที่จะนำไปขับโหลด ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำโดยตรง แต่กลับเหมาะที่จะนำไปขับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง เช่น ออสซิลโลสโคป เวลาของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ขอบขาขึ้นและขอบขาลงนั้นมีค่าเท่ากับ 250 ns และ 50 ns ตามลำดับ เมื่อโหลดที่นำมาต่อกับขา 11 มีค่าเท่ากับ 10 pF วงจรรูป 2.24 นี้เป็นวงจรที่เป็นบัฟเฟอร์เพื่อช่วยในการขับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งวงจรนี้เป็นวงจรคอมพลีเม้นทารีอิมิตเตอร์ ฟอลโลเวอร์ (complementary emitter follower) ธรรมดาเท่านั้นเอง แต่ควรจะต้อง R3 ที่ค่า 4.7 k ไว้ด้วย เพื่อเป็นการป้องกันการลัดวงจรที่เอาต์พุต

จากตัวอย่างในรูปที่ 2.18 เรื่อยมาจนกระทั่งตัวอย่างในรูป 2.24 นั้น สามารถที่จะนำไปตัดแปลงแก้ไขเพื่อให้ได้วงจรที่สามารถผลิตรูปคลื่นได้หลายแบบ ดังเช่น ตัวอย่างในรูป 2.25 ซึ่งเป็นวงจรที่แสดงให้ดูถึงวงจรที่สามารถผลิตรูปคลื่นไซน์ (sine), สามเหลี่ยม (triangle), ลีเหลี่ยม (square) ที่มีขนาดสัญญาณคงที่ โดยที่สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมนั้นอยู่ที่ขา 11 ขณะที่สัญญาณรูปไซน์และสามเหลี่ยมนั้นที่ขา 2 โดยการเลือกของ S1



รูปที่ 2.25 วงจรผลิตคลื่นรูปไซน์ สามเหลี่ยม ลีเหลี่ยม ที่มีขนาดคงที่

จากพื้นฐานการใช้งาน IC XR-2206 ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น สามารถนำมาออกแบบ วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้งานเพื่อให้เหมาะสมกับโครงงานนี้ได้ดังรูปที่ 2.26

ขั้นตอนการปรับค่าของวงจร

การปรับค่าเพื่อให้ขนาดของเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยการตั้ง S2 ไปยังตำแหน่งการผลิตคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ประมาณ 1 KHz และใช้มิเตอร์ขนาด 0-2.5 โวลต์ดีซี ต่อเข้ากับเอาต์พุตเพื่อปรับค่า เพื่อให้เอาต์พุตของวงจรนี้มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุดศูนย์โวลต์ โดยการปรับค่า DC OFFSET จนกระทั่งค่าบนมิเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์พอดี หลังจากนั้นจึงปรับค่า THD และ SYMMETRY เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความเพี้ยนที่มีค่าน้อยที่สุด จากนั้นกลับมาเช็คค่าดีซีออฟเซต และขนาดเอาต์พุตซึ่งได้บอกไว้ข้างต้น ก็เป็นอันว่าการปรับแต่งของวงจรนี้เสร็จสิ้นสมบูรณ์ ซึ่งสามารถนำวงจรมาใช้งานได้เลย

การทดลองและผลการทดลอง

ในการทำการทดลอง วงจรที่ออกแบบตามหลักการในบทที่ 2 เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) กับความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) โดยดูได้จาก Oscilloscope โดยได้ทดลองหาความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) กับความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) ที่ความถี่ต่าง ๆ , วัสดุสัญญาณ B-H CURVE ที่ความถี่ต่าง ๆ และ หาความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบแม่เหล็ก (μ_r) กับความถี่ (F)

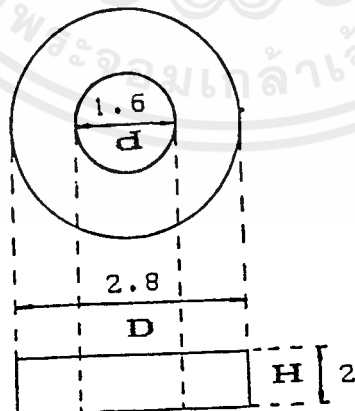
วัสดุแม่เหล็กที่นำมาทดลองนั้นเป็นชนิด FERRITE ประกอบด้วยลักษณะของแกนและวัสดุที่ใช้ทำ ดังนี้

- แกนแบบ TOROIDAL (TR) CORE วัสดุ (Material) ชนิด 2E1
- แกนแบบ EI CORE วัสดุ (Material) ชนิด 2E6
- แกนแบบ EER CORE วัสดุ (Material) ชนิด 2E6

โดยที่แกนแต่ละแบบ ได้มีการทดลองวัดค่าต่าง ๆ ดังนี้

3.1 แกนแบบ TOROIDAL CORE, Material 2E1

แกน TOROIDAL (Material 2E1) ที่ใช้ในการทดลองมีขนาด $D=2.8$ cm , $d = 1.6$ cm, $H = 2$ cm ดังรูปที่ 3.1 แล้วพันด้วยลวดเคลือบเบอร์ SWG 20 ทาง primary 10 รอบ และทาง secondary 10 รอบ แกนที่ใช้มีพื้นที่หน้าตัด $A_M = 1.2$ cm² และมีความยาวเฉลี่ย $L_M = 6.91$ cm



$$A_M = \frac{(D-d) \times H}{2}$$

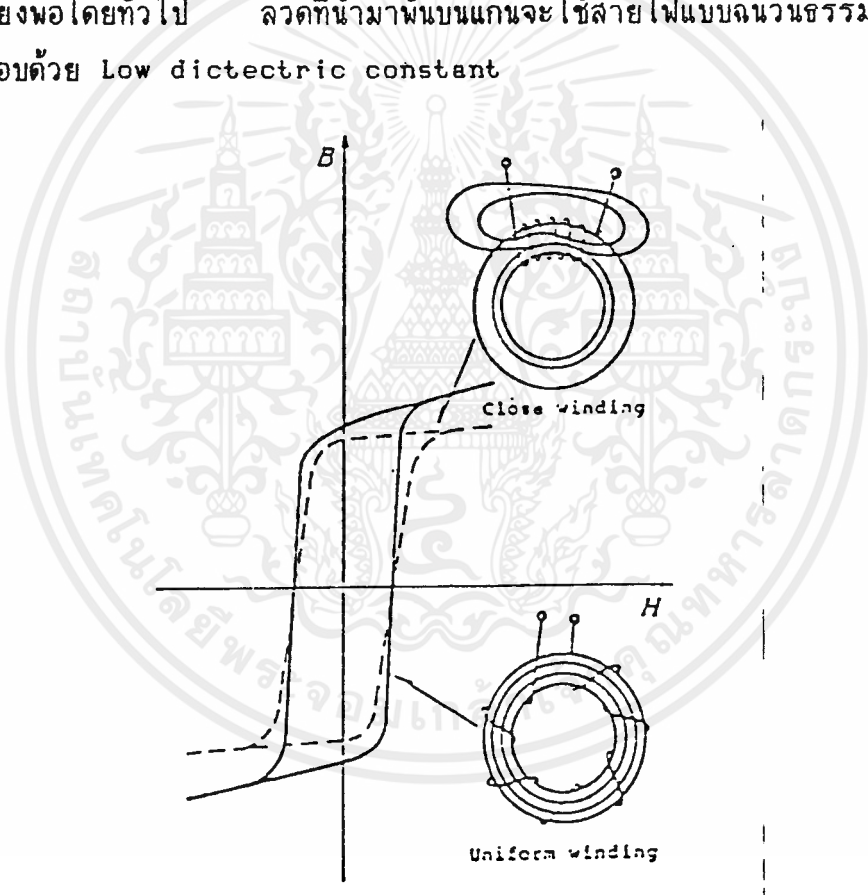
$$L_M = \frac{\pi (D+d)}{2}$$

รูปที่ 3.1 รูปร่างและขนาดของแกน TOROIDAL CORE

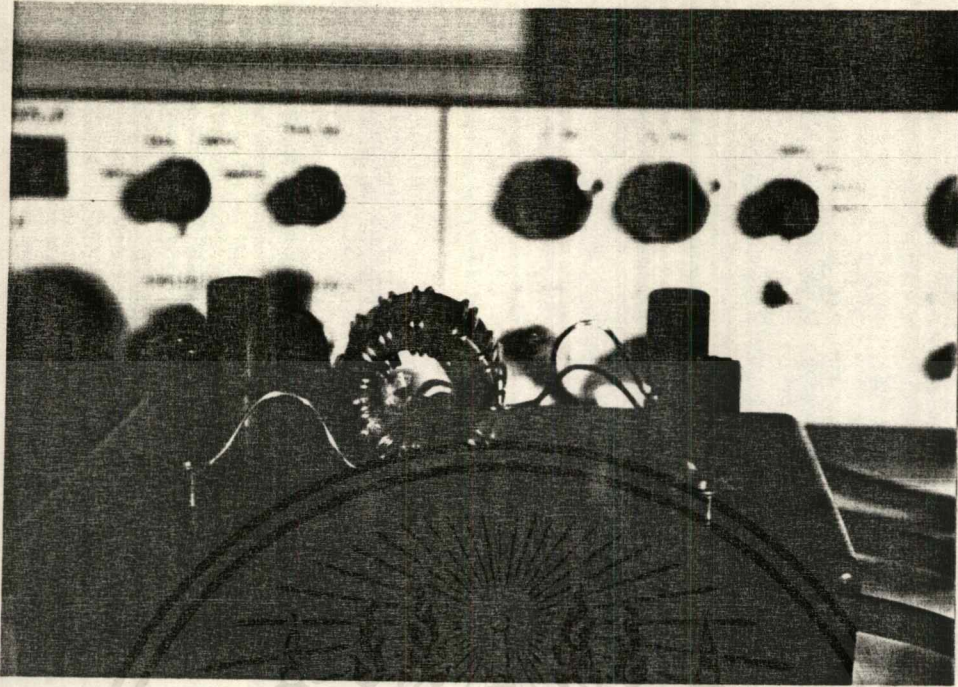
3.1.1 การพันขดลวดบนแกนที่เจาะวัด

- เมื่อวัดที่ความถี่ต่ำควรจะพันขดลวดให้จำนวนรอบมาก ๆ เนื่องจากที่ความถี่ต่ำค่า Impedance ของหม้อแปลง ซึ่งเป็นโหลดของ Power Amp มีค่าต่ำ ($X_L = 2\pi fL$) ซึ่งจะเป็น การทำให้เกิดการไหลดแก่ Power Amp มากเกินไปแต่ถ้า วัดที่ความถี่สูง ควรจะพันจำนวนรอบน้อย ๆ ดังนั้นในการพันขดลวด ควรจะต้องมีความเหมาะสมกับความถี่ที่ต้องการทดสอบ

- การพันขดลวดลงบนแกน ควรทำการพันในลักษณะสมมาตร ดังแสดงในรูป 3.2 ถ้าลวดลูปพันแบบไม่สมมาตร จะเกิดสนามแม่เหล็กรั่วไหล และจะทำให้การกระต้นไม่เพียงพอโดยทั่วไป ลวดที่นำมาพันบนแกนจะใช้สายไฟแบบฉนวนธรรมดา หรือสายไฟที่เคลือบด้วย Low dielectric constant



รูปที่ 3.2 แสดงการพันขดลวดที่ถูกต้อง

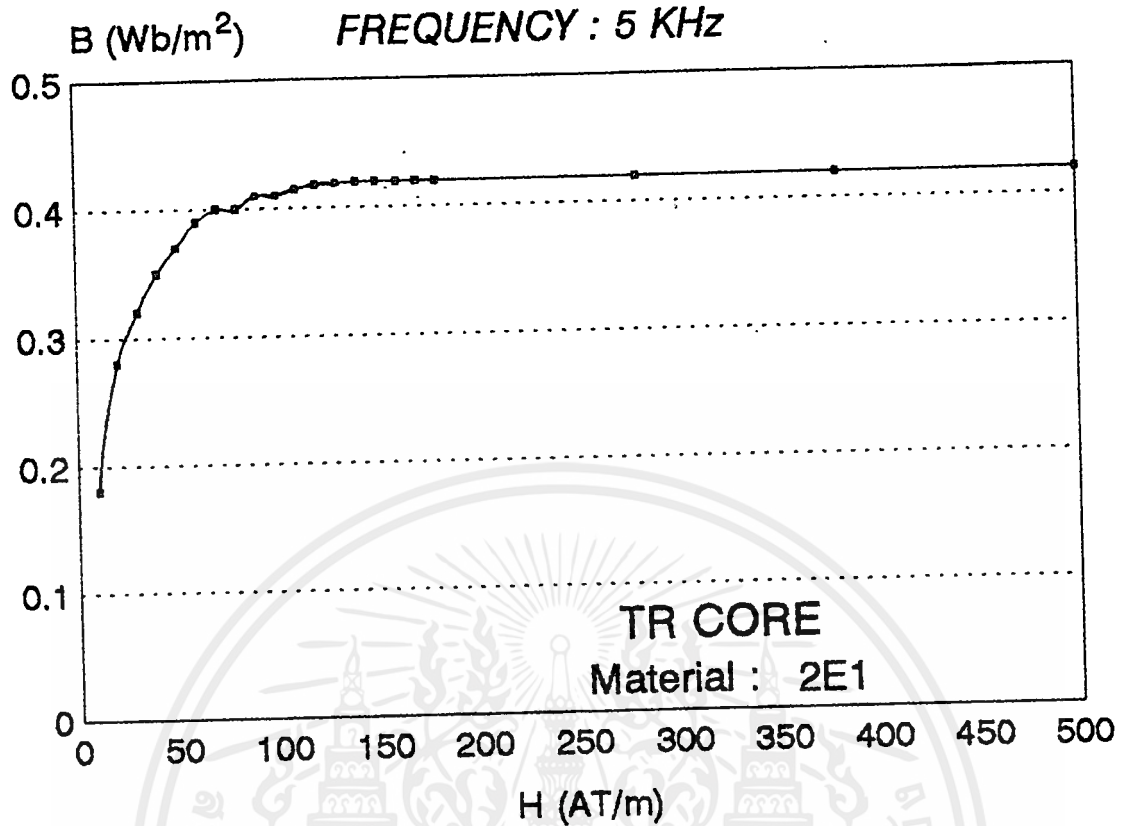


รูปที่ 3.3 ภาพถ่ายของแกนที่ใช้ในการทดลอง

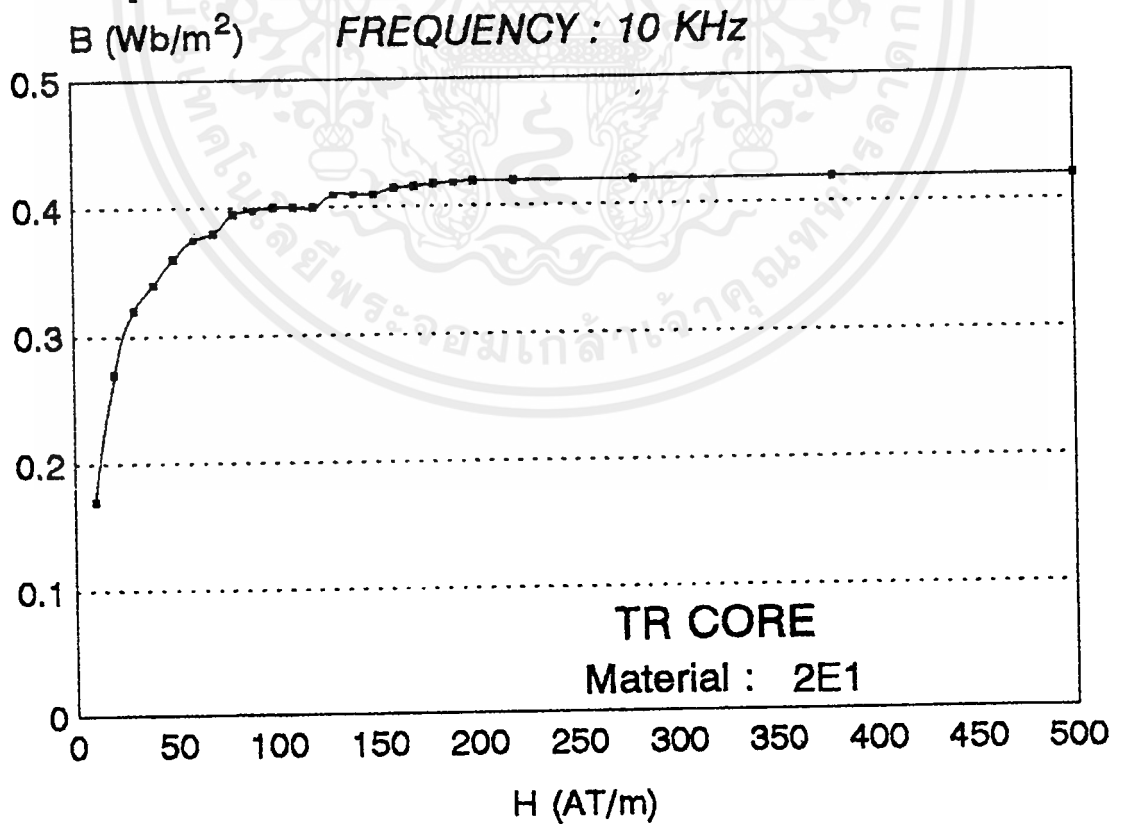
3.1.2 การทดลองวัดความสัมพันธ์ ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ' และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H)

- เมื่อทำการพันลวดบนแกนที่ต้องการจะวัดเรียบร้อยแล้วให้หาขั้ว (dot) ของขดทาง primary และ secondary ซึ่งอธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 1.3.4 โดยนำไปต่อที่ BOX CORE TEST

- ในการทดลองได้ทดลองหาความสัมพันธ์ของ B และ H โดยกำหนดให้ความถี่คงที่ แล้วปรับให้ H เปลี่ยนแปลงไป โดยการ AMPLITUDE ของสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ แล้วอ่านค่า B และ H จาก OSCILLOSCOPE โดยที่ B ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น Wb/m^2 และ H ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น AT/cm ดังนั้นต้องคูณด้วย 100 เพื่อให้หน่วยเป็น AT/m ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้

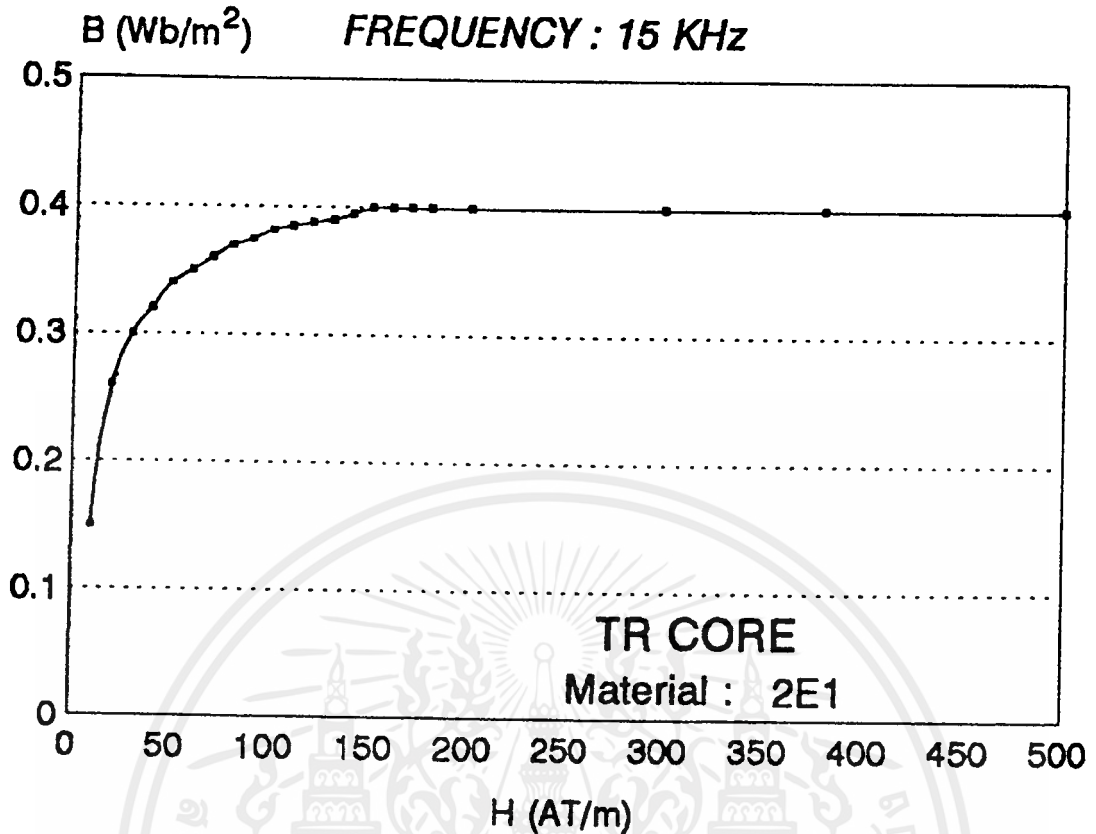


รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 5 Hz (TR CORE)



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 10 KHz (TR CORE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

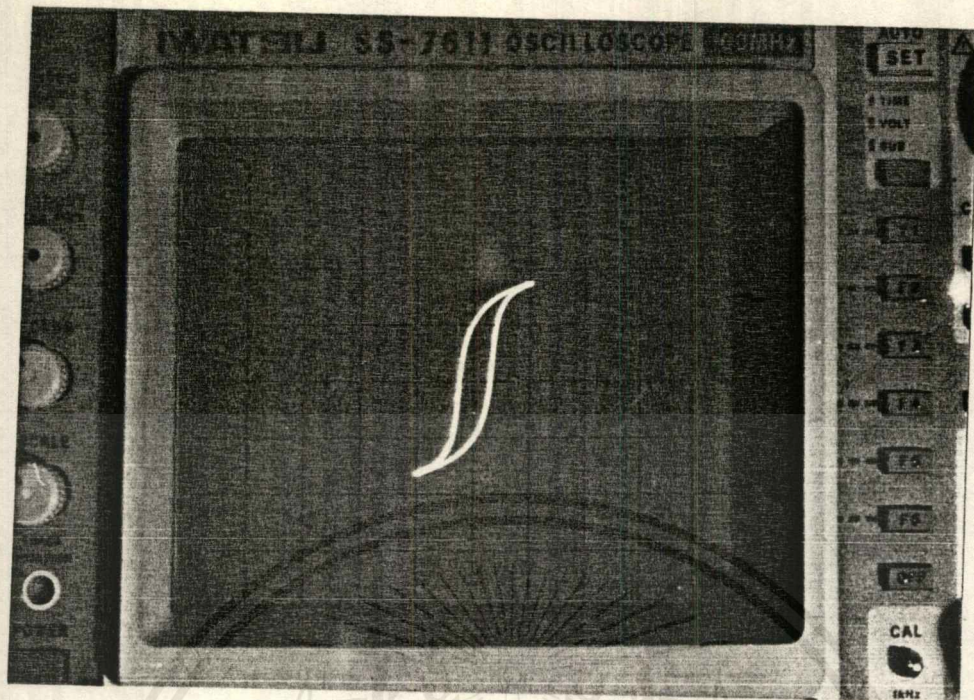


รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 15 KHz (TR CORE)

3.1.3 การทดลองวัดรูปสัญญาณ B-H (B-H CURVE)

การวัดรูป B-H CURVE ทำได้โดยการปรับ OSCILLOSCOPE ให้อยู่ใน mode X-Y สัญญาณบนจอของ SCOPE ก็จะแสดง B-H CURVE ออกมา ในการทดลองได้ทดลองวัดรูป B-H CURVE โดยกำหนดความถี่ แล้วปรับให้ H เปลี่ยนแปลงไปตามต้องการ โดยการ AMPLITUDE ของสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ แล้วอ่านค่า B(max) และ H(max) จาก OSCILLOSCOPE โดยที่ B ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น Wb/m² และ H ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น AT/cm ดังนั้นต้องคูณด้วย 100 เพื่อให้หน่วยเป็น AT/m

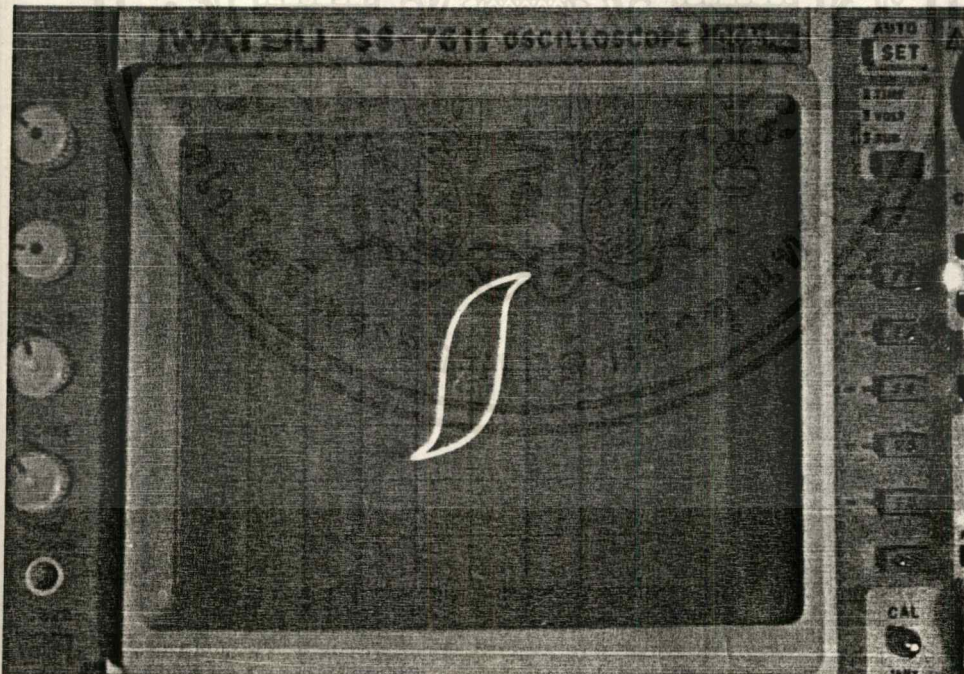
จากการทดลองได้รูป B-H CURVE ดังตัวอย่างต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 B-H CURVE ที่ความถี่ 2 KHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 50 \text{ AT/m}$$

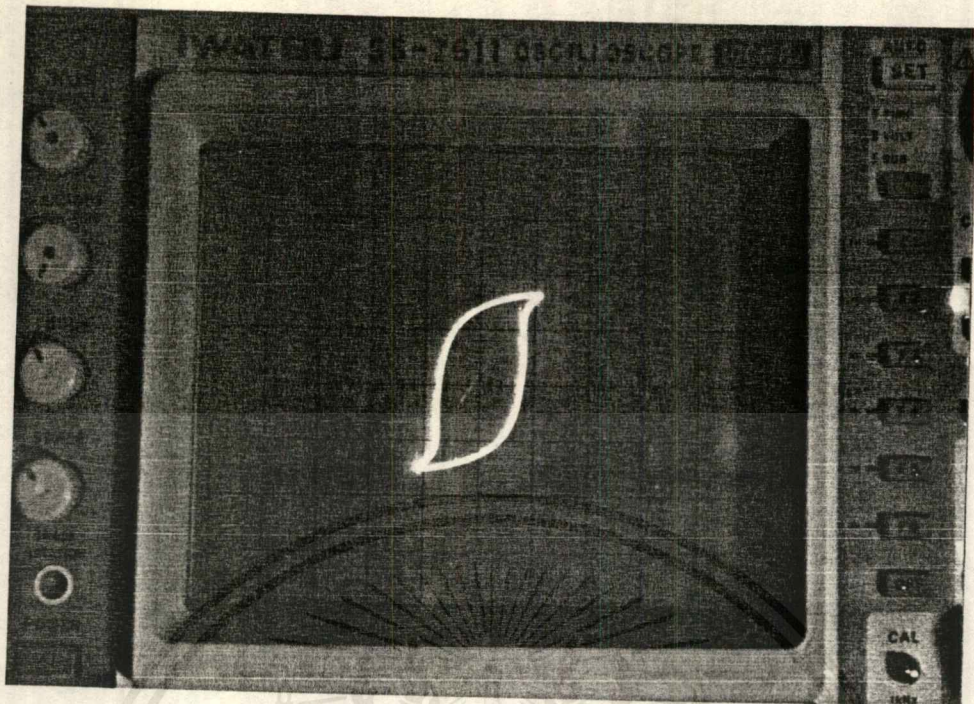


รูปที่ 3.8 B-H CURVE ที่ความถี่ 4 KHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 50 \text{ AT/m}$$

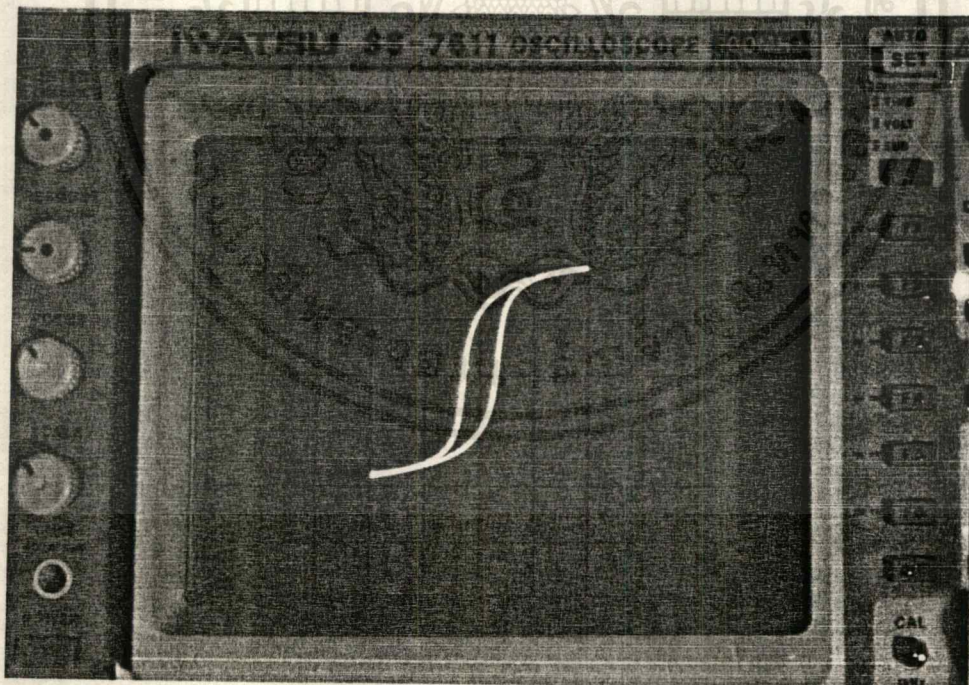
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 B-H CURVE ที่ความถี่ 6 KHz

$$B(\max) = 0.33 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 50 \text{ AT/m}$$

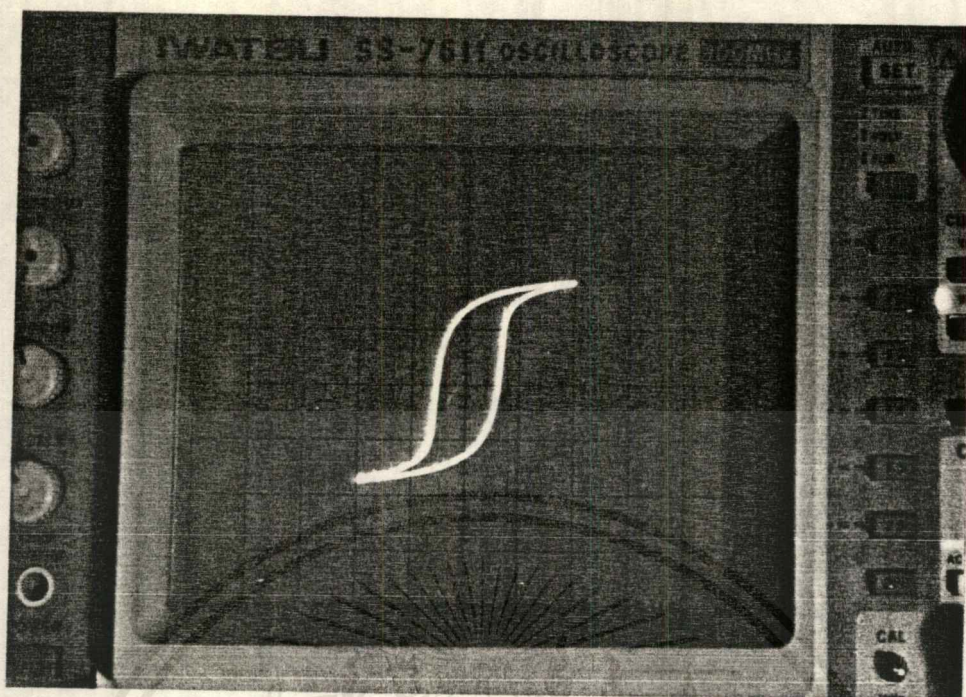


รูปที่ 3.10 B-H CURVE ที่ความถี่ 2 KHz

$$B(\max) = 0.38 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$

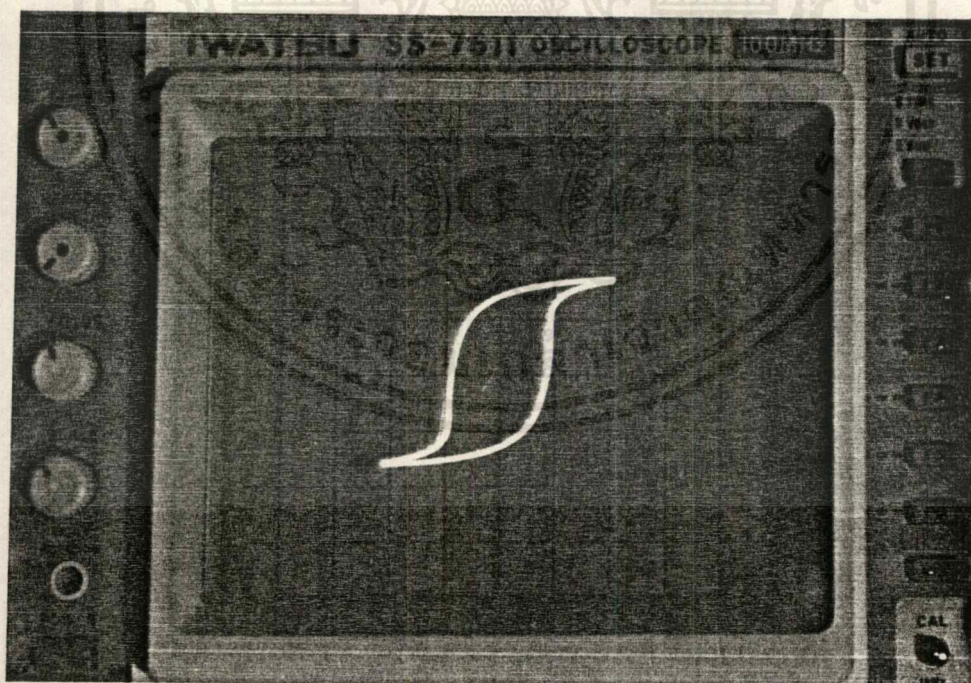
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 B-H CURVE ที่ความถี่ 4 KHz

$$B(\max) = 0.38 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$



รูปที่ 3.12 B-H CURVE ที่ความถี่ 6 KHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

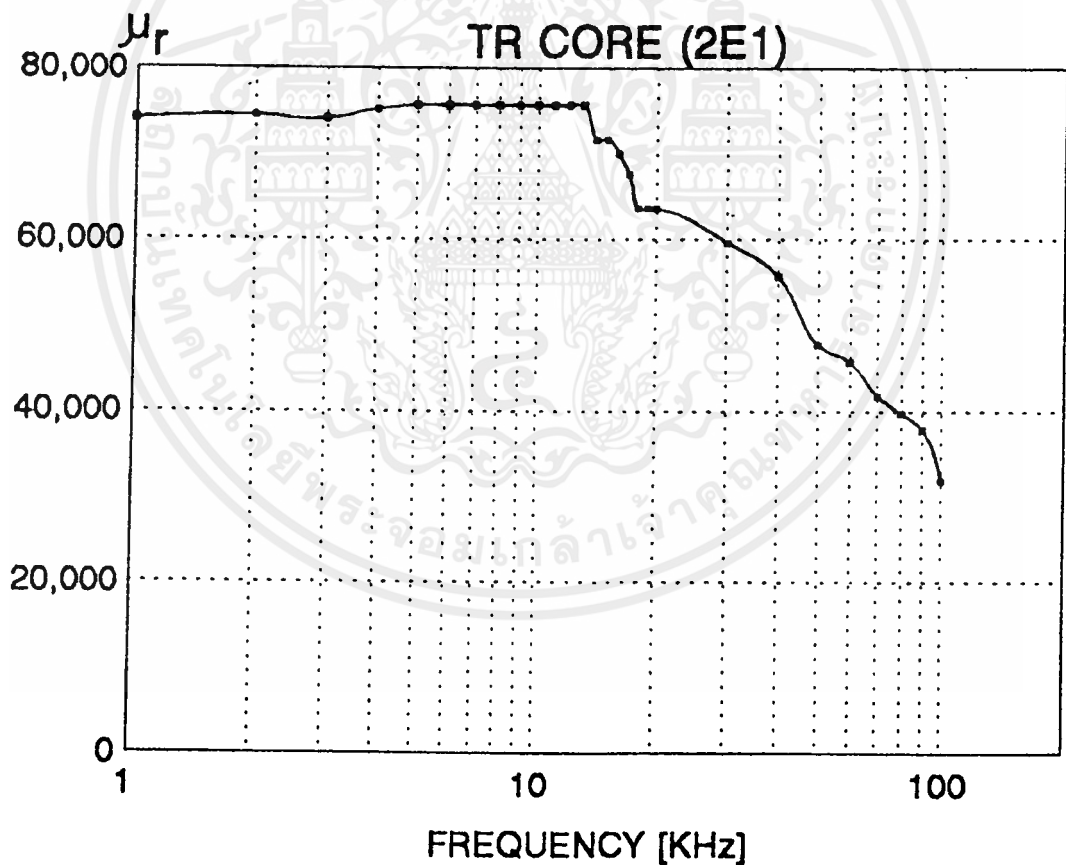
3.1.4 การหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F)

ในการหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F) นั้นทำได้โดยการปรับเข้มสนามแม่เหล็ก (H) ให้คงที่ ในการทดลองนี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 20 AT/m แล้วปรับความถี่ของ OSCILATOR ให้เปลี่ยนแปลงไป บันทึกค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) นำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่า μ_r จาก

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H}$$

โดยที่ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$

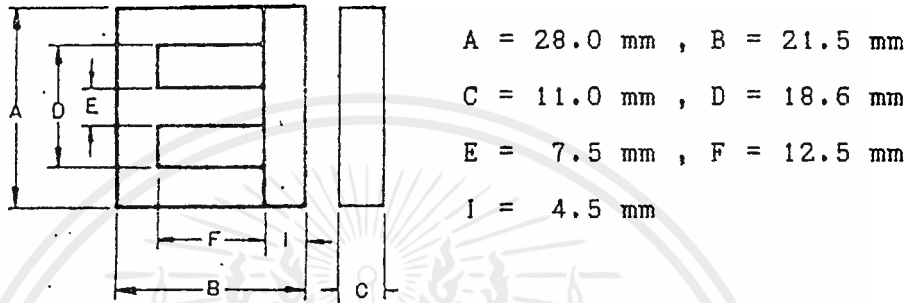
จะได้ความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 3.13



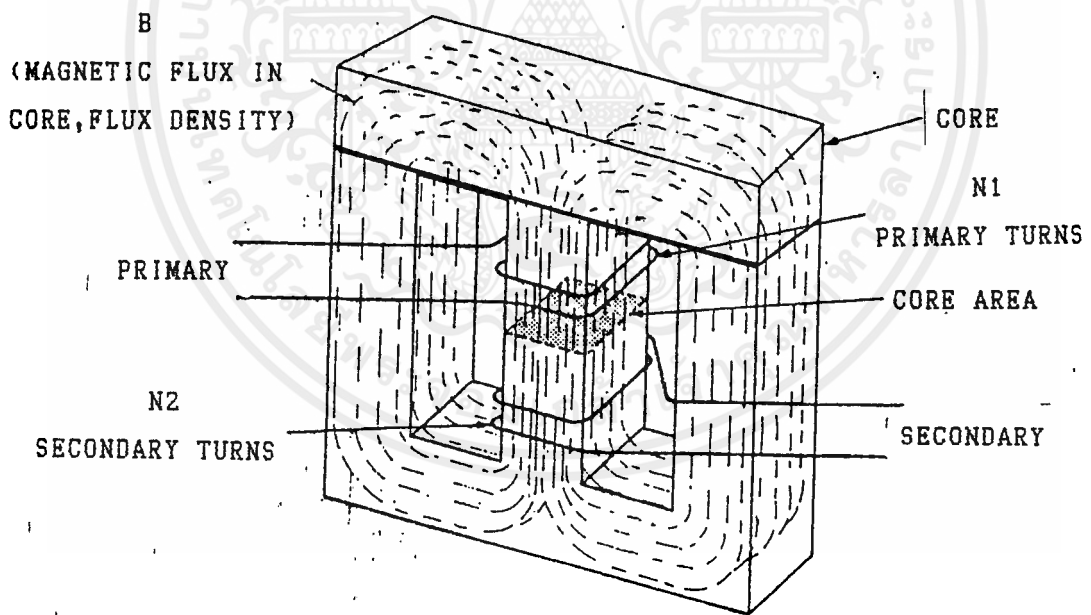
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ของ μ_r กับความถี่ (F)
ของแกนแบบ TOROIDAL CORE, Material 2E1

3.2 แกนแบบ EI CORE, Material 2E6

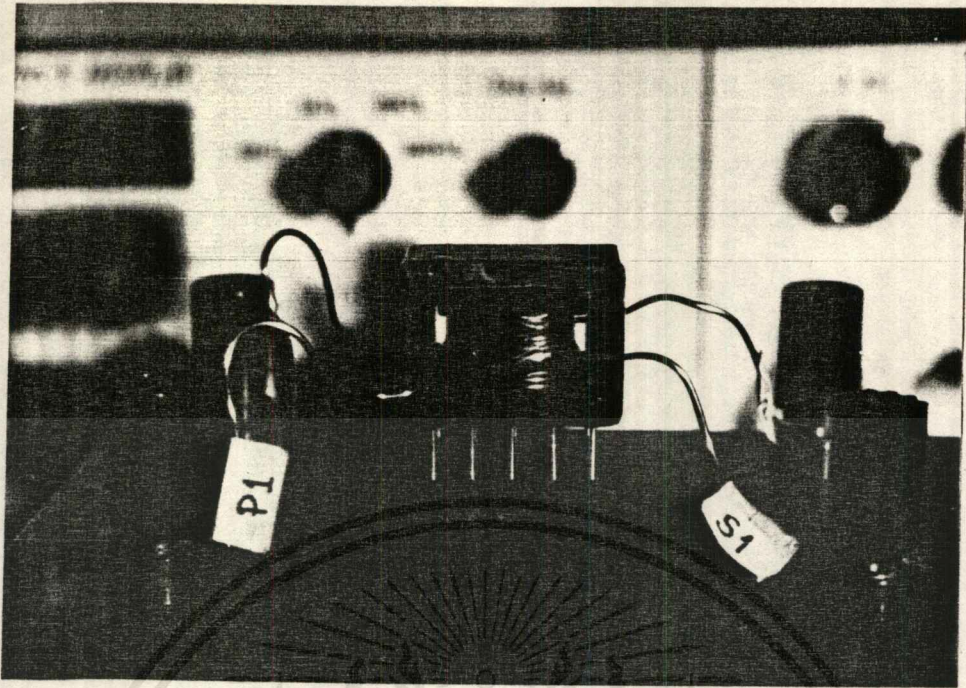
แกนแบบ EI CORE (Material 2E6) ที่ใช้ในการทดลอง มีขนาดดังรูป 3.14 ซึ่งมี $A_m = 0.825 \text{ cm}^2$, $L_m = 5.41 \text{ cm}^2$ แล้วพันด้วยลวดเคลือบเบอร์ SWG 20 ทาง primary (N1) 10 รอบ และ Secondary (N2) 10 รอบ และมีลักษณะการพันดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.14 รูปร่างและขนาดของแกน EI CORE ที่ใช้ทดลอง



รูปที่ 3.15 ลักษณะการพันของแกนแบบ EI CORE

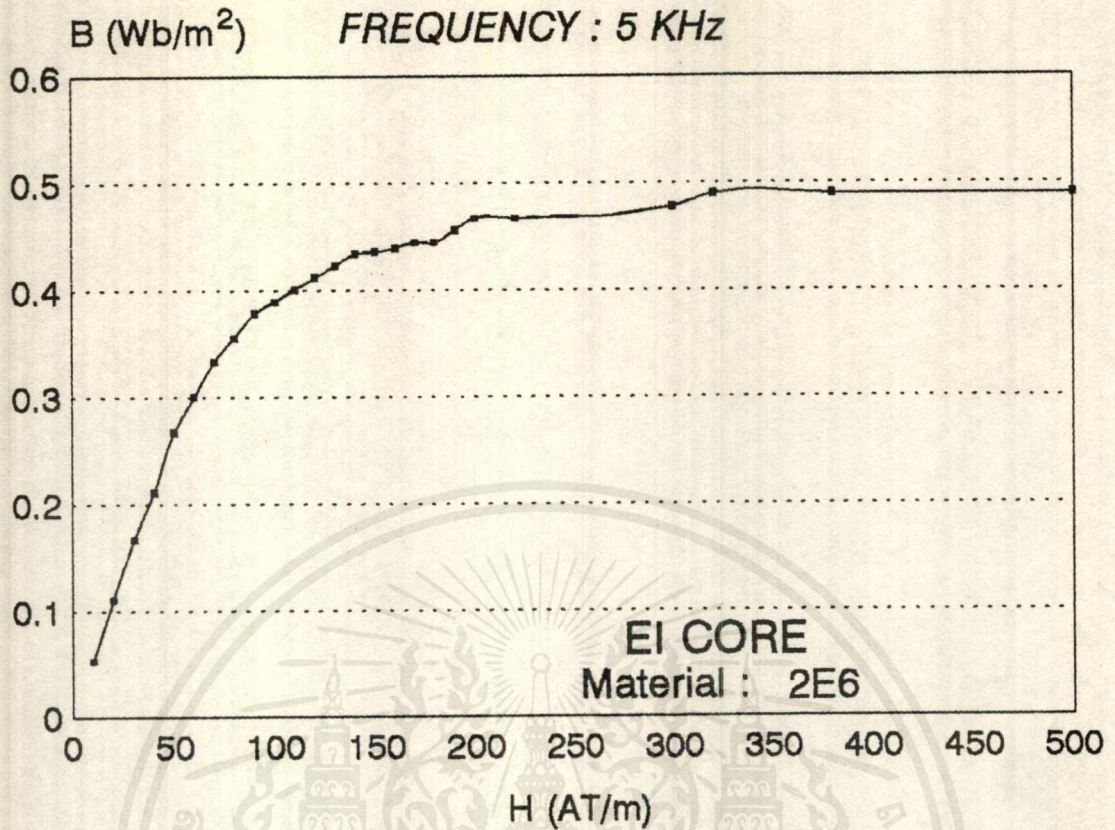


รูปที่ 3.16 ภาพถ่ายของแกนแบบ EI CORE (2E6) ที่ใช้ทดลอง

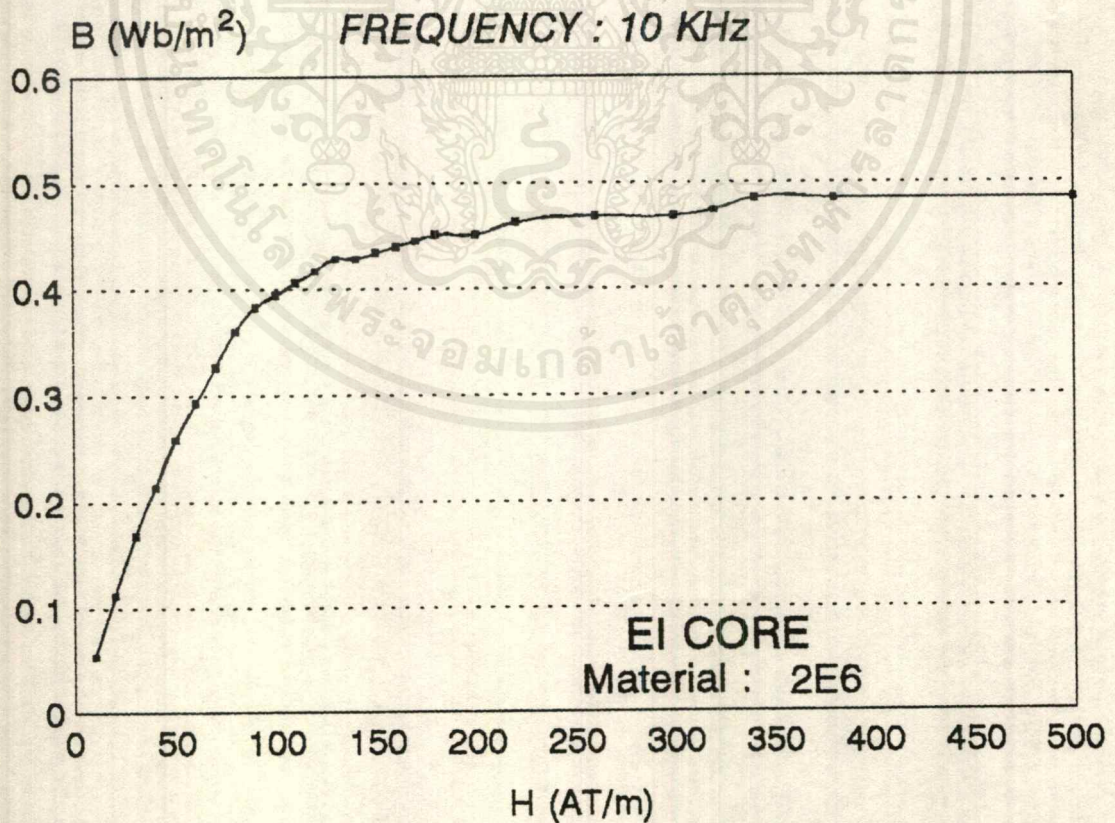
3.2.1 การทดลองวัดความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H)

- เมื่อทำการพันลวดบนแกนที่ต้องการจะวัดเรียบร้อยแล้วให้หาหัว (dot) ของขดทาง primary และ secondary ซึ่งอธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 1.3.4 โดยนำไปต่อที่ BOX CORE TEST

- ในการทดลองได้ทดลองหาความสัมพันธ์ของ B และ H โดยกำหนดให้ความถี่คงที่ แล้วปรับให้ H เปลี่ยนแปลงไป โดยการ AMPLITUDE ของสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ แล้วอ่านค่า B และ H จาก OSCILLOSCOPE โดยที่ B ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น Wb/m^2 และ H ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น AT/cm ดังนั้นต้องคูณด้วย 100 เพื่อให้หน่วยเป็น AT/m ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 5 KHz (EI CORE)



รูปที่ 3.18 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 10 KHz (EI CORE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การทดลองวัดรูปสัญญาณ B-H (B-H CURVE)

การวัดรูป B-H CURVE ทำได้โดยการปรับ OSCILLOSCOPE ให้อยู่ใน mode X-Y สัญญาณบนจอของ SCOPE ก็จะแสดง B-H CURVE ออกมา ในการทดลองได้ทดลองวัดรูป B-H CURVE โดยกำหนดความถี่ แล้วปรับให้ H เปลี่ยนแปลงไปตามต้องการ โดยการ AMPLITUDE ของสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ แล้วอ่านค่า B(max) และ H(max) จาก OSCILLOSCOPE โดยที่ B ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น Wb/m^2 และ H ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น AT/cm ดังนั้นต้องคูณด้วย 100 เพื่อให้หน่วยเป็น AT/m

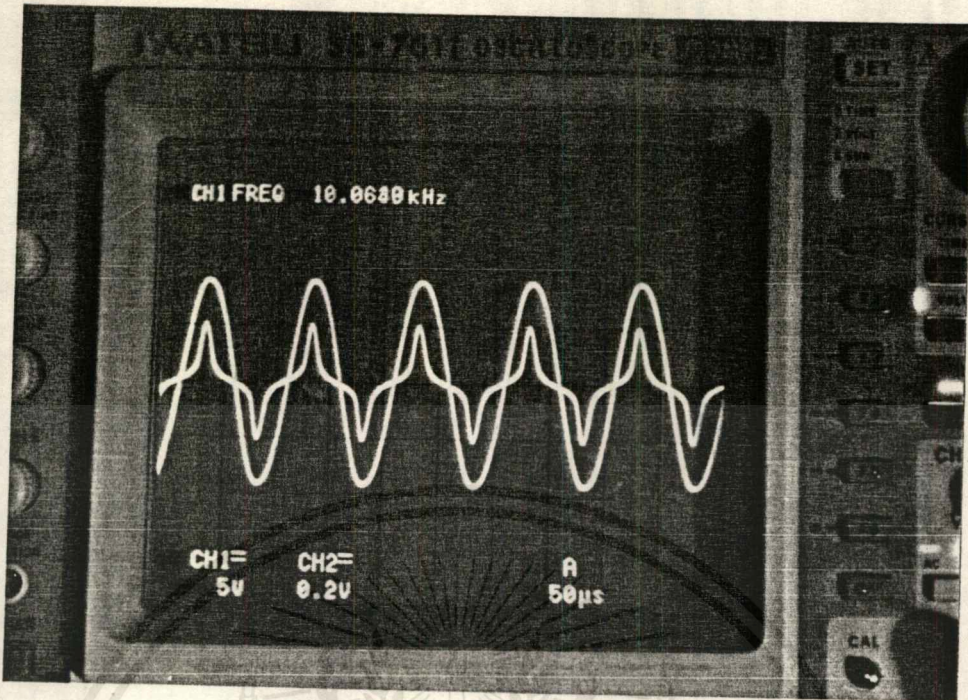
จากการทดลองได้รูป B-H CURVE ดังตัวอย่างต่อไปนี้



รูปที่ 3.19 B-H CURVE ที่ความถี่ 5 KHz

$$B(\max) = 0.34 \text{ Wb/m}^2$$

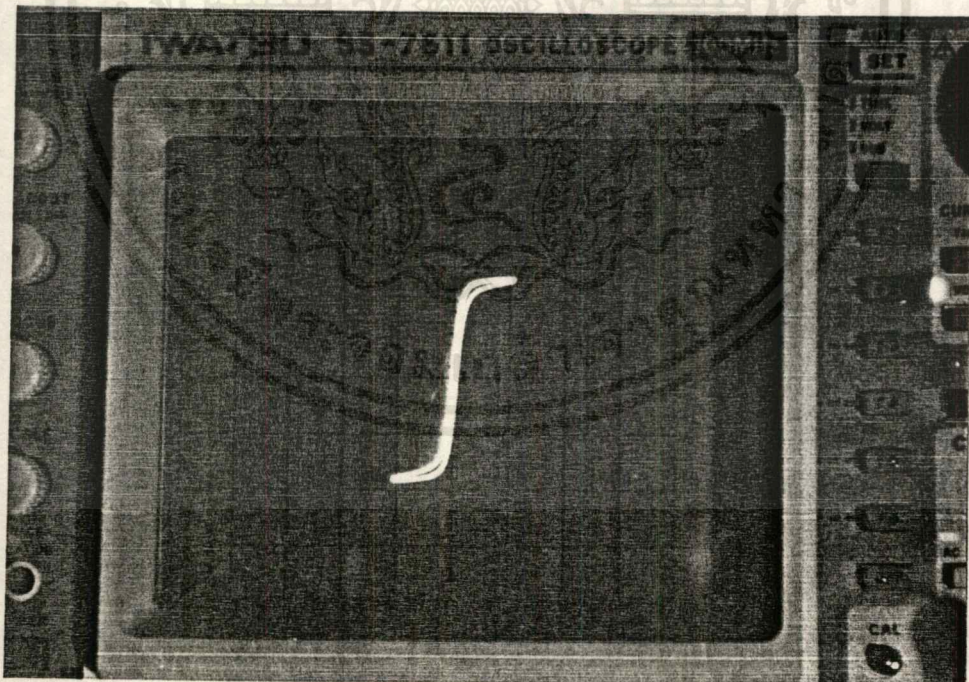
$$H(\max) = 200 \text{ AT/m}$$



รูปที่ 3.20 รูปสัญญาณ B และ H ที่ความถี่ 10 kHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$

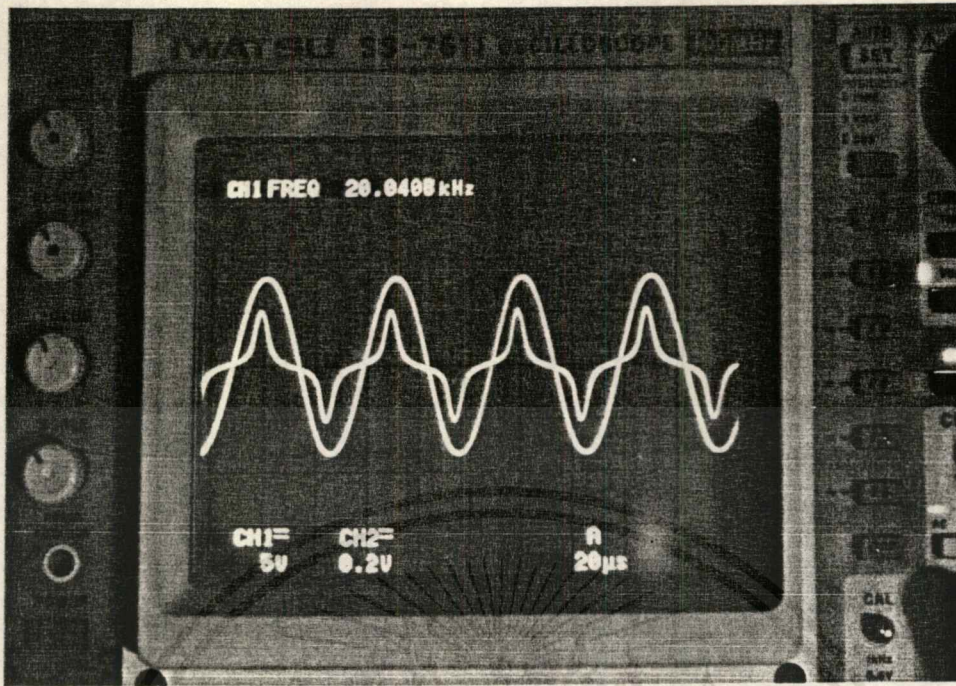


รูปที่ 3.21 B-H CURVE ที่ความถี่ 10 KHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$

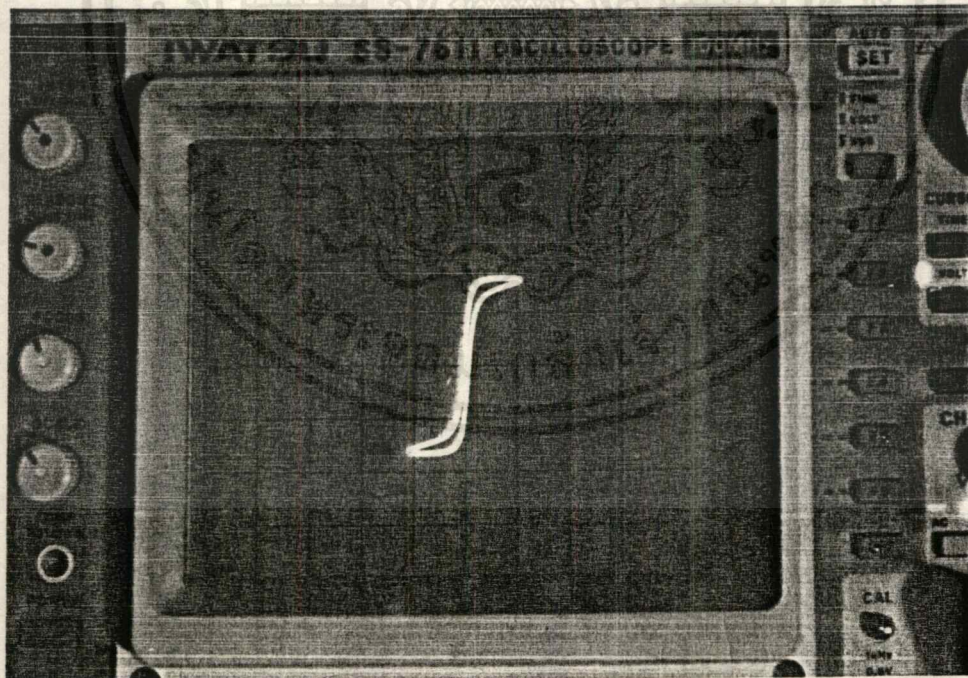
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 รูปสัญญาณ B และ H ที่ความถี่ 20 kHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$



รูปที่ 3.23 B-H CURVE ที่ความถี่ 20 KHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

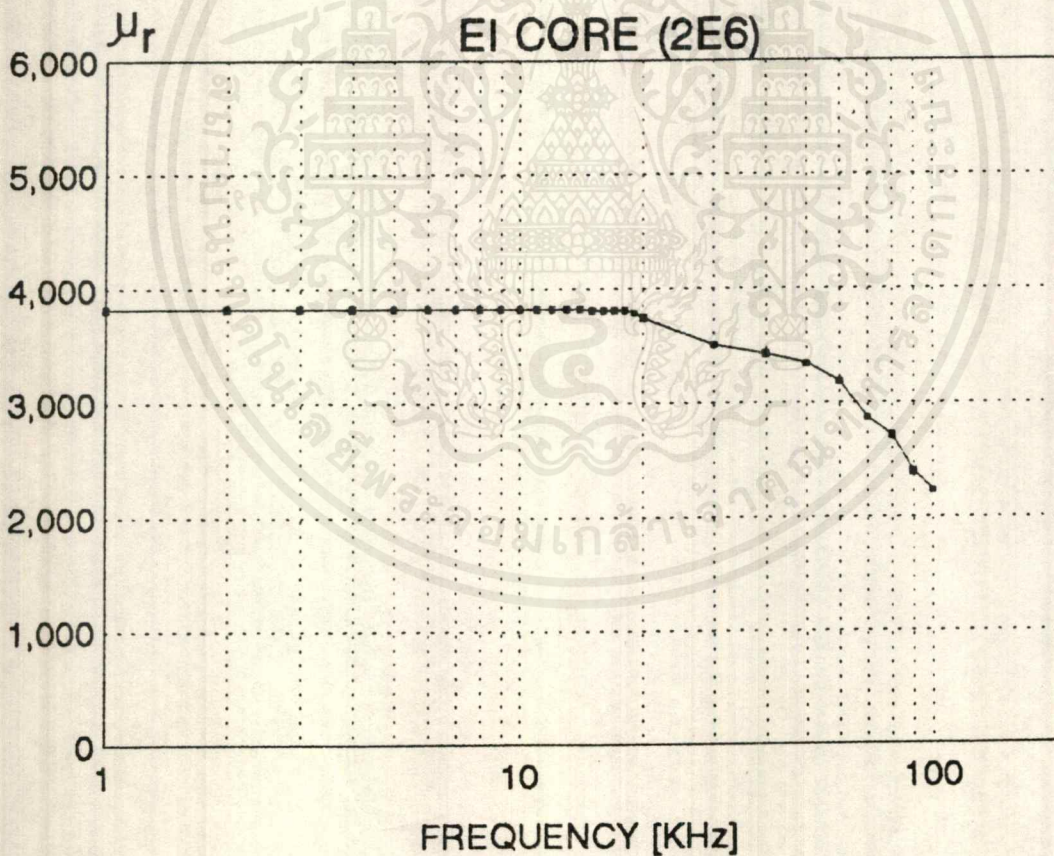
3.2.3 การหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F)

ในการหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F) นั้นทำได้โดยการปรับเข็มสนามแม่เหล็ก (H) ให้คงที่ ในการทดลองนี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 50 AT/m แล้วปรับความถี่ของ OSCILATOR ให้เปลี่ยนแปลงไป บันทึกค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) นำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่า μ_r จาก

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H}$$

โดยที่ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$

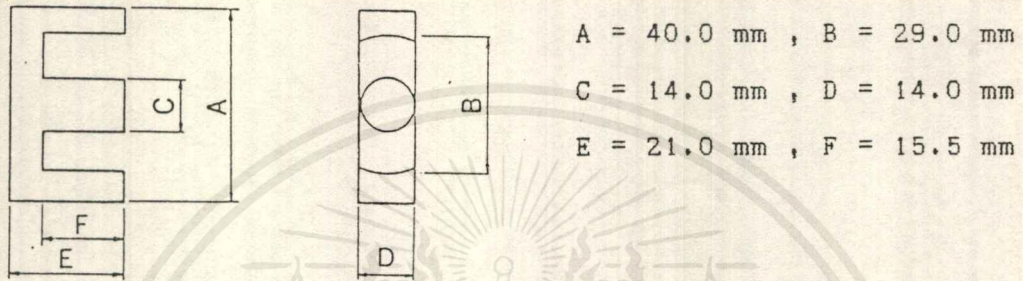
จะได้ความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 ความสัมพันธ์ของ μ_r กับความถี่ (F) ของแกนแบบ EI CORE, Material 2E6

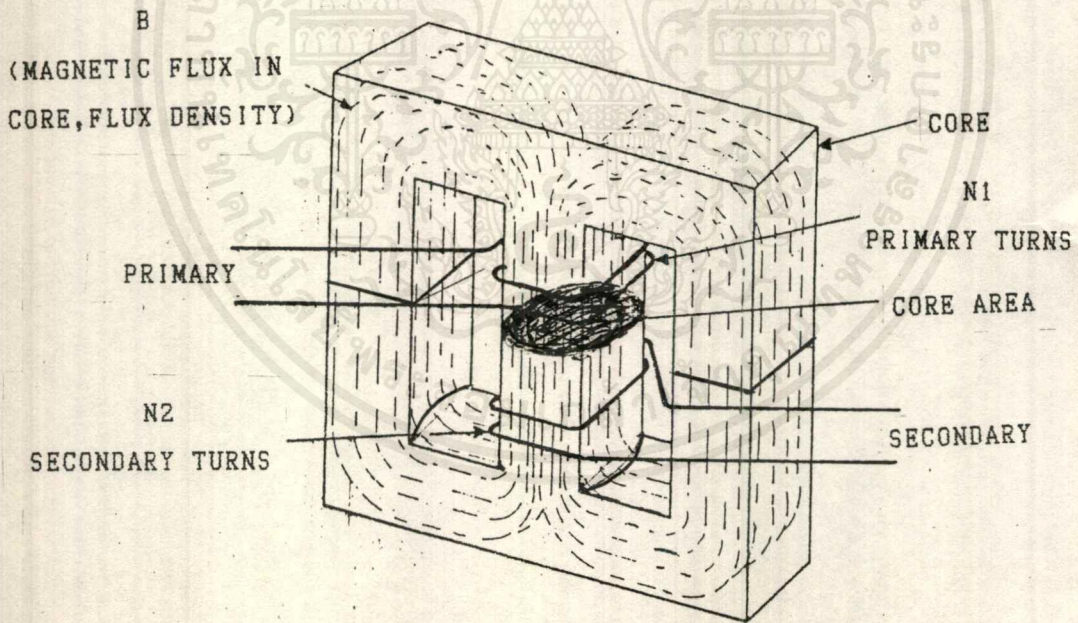
3.3 แกนแบบ EER CORE, Material 2E6

แกนแบบ EER CORE (Material 2E6) ที่ใช้ในการทดลอง มีขนาดดังรูป 3.25 ซึ่งมี $A_M = 1.54 \text{ cm}^2$, $L_M = 10.24 \text{ cm}^2$ แล้วพันด้วยลวดเคลือบเบอร์ SWG 20 ทาง primary (N1) 10 รอบ และ Secondary (N2) 10 รอบ และมีลักษณะการพันดังรูปที่ 3.26

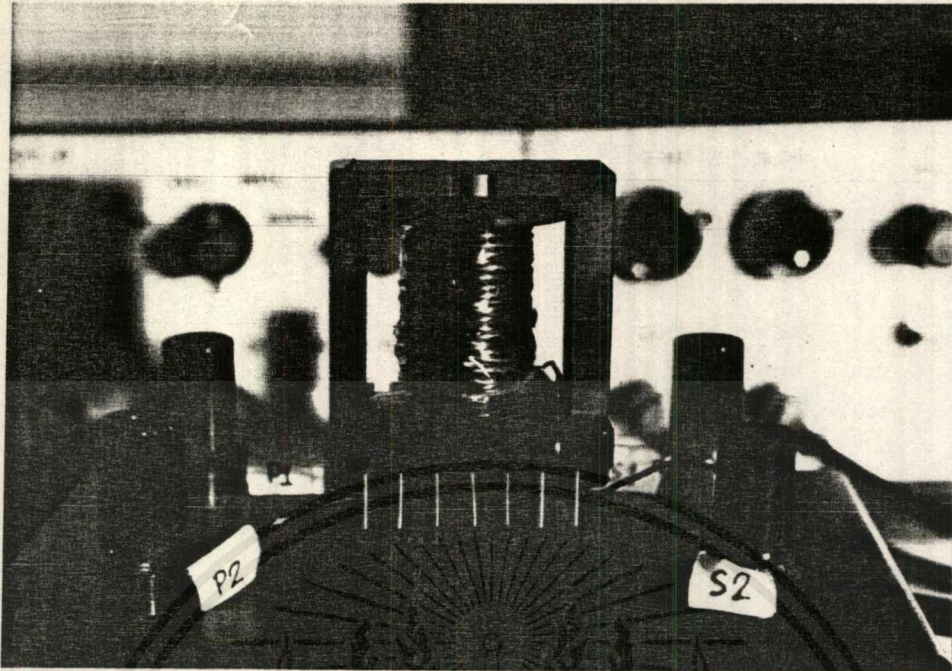


A = 40.0 mm , B = 29.0 mm
 C = 14.0 mm , D = 14.0 mm
 E = 21.0 mm , F = 15.5 mm

รูปที่ 3.25 รูปร่างและขนาดของแกน EER CORE ที่ใช้ทดลอง



รูปที่ 3.26 ลักษณะการพันของแกนแบบ EER CORE

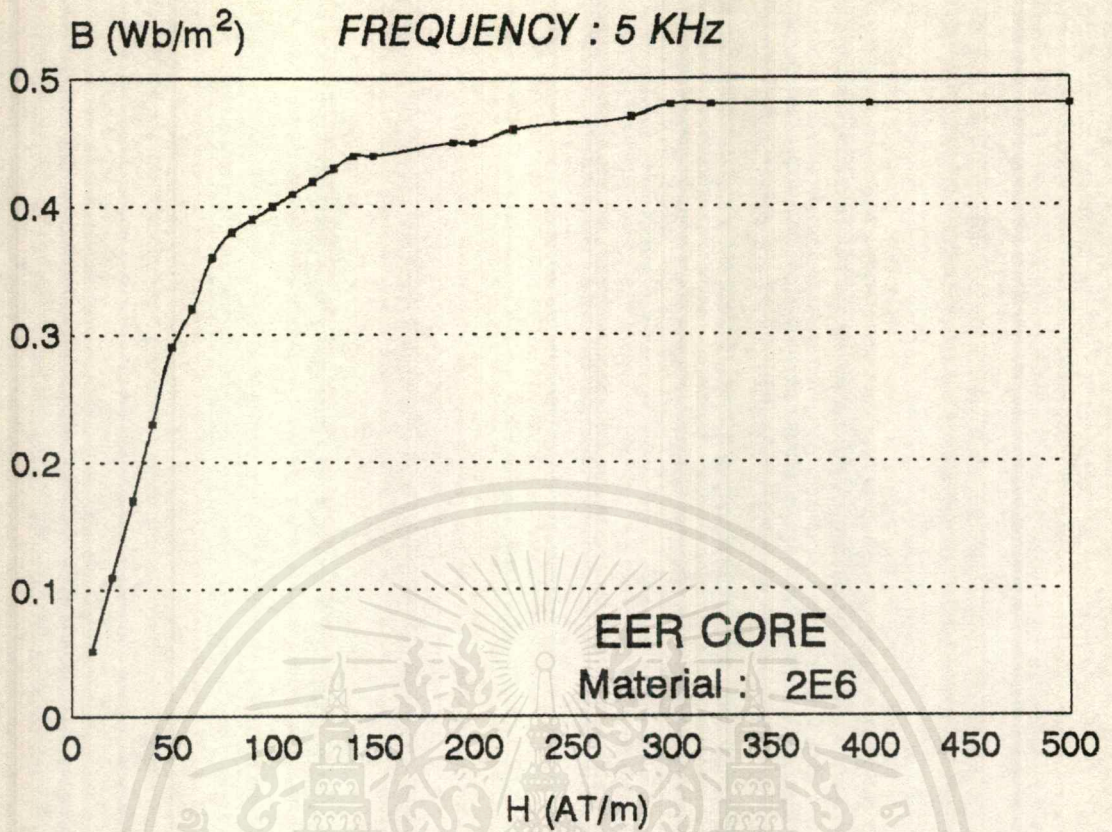


รูปที่ 3.27 ภาพถ่ายของแกนแบบ EER CORE (2E6) ที่ใช้ทดลอง

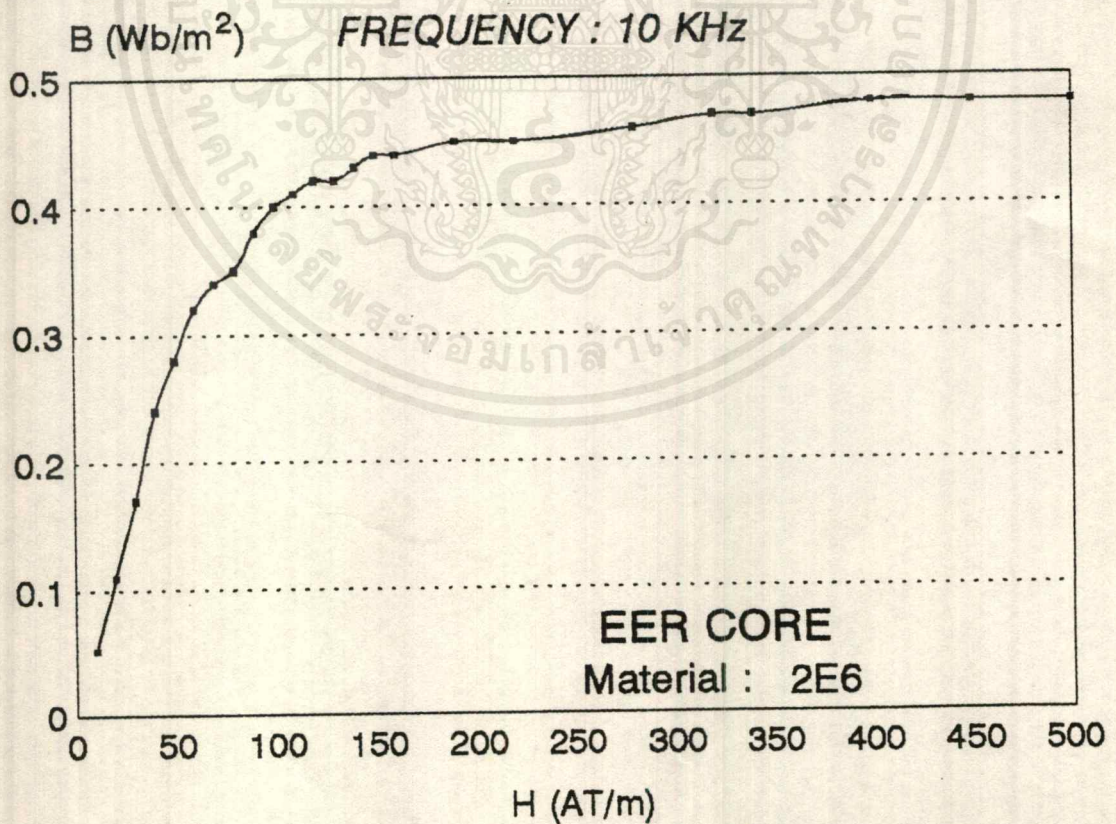
3.3.1 การทดลองวัดความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H)

- เมื่อทำการพันลวดบนแกนที่ต้องการจะวัดเรียบร้อยแล้วให้หาหัว (dot) ของขดทาง primary และ secondary ซึ่งอธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 1.3.4 โดยนำไปต่อที่ BOX CORE TEST

- ในการทดลองได้ทดลองหาความสัมพันธ์ของ B และ H โดยกำหนดให้ความถี่คงที่ แล้วปรับให้ H เปลี่ยนแปลงไป โดยการ AMPLITUDE ของสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ แล้วอ่านค่า B และ H จาก OSCILLOSCOPE โดยที่ B ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น Wb/m^2 และ H ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น AT/cm ดังนั้นต้องคูณด้วย 100 เพื่อให้หน่วยเป็น AT/m ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 3.28 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 5 kHz (EER CORE)



รูปที่ 3.29 ความสัมพันธ์ของ B-H ที่ความถี่ 10 kHz (EER CORE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 การทดลองวัดรูปสัญญาณ B-H (B-H CURVE)

การวัดรูป B-H CURVE ทำได้โดยการปรับ OSCILLOSCOPE ให้อยู่ใน mode X-Y สัญญาณบนจอของ SCOPE ก็จะแสดง B-H CURVE ออกมา ในการทดลองได้ทดลองวัดรูป B-H CURVE โดยกำหนดความถี่ แล้วปรับให้ H เปลี่ยนแปลงไปตามต้องการ โดยการ AMPLITUDE ของสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ แล้วอ่านค่า B(max) และ H(max) จาก OSCILLOSCOPE โดยที่ B ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น Wb/m^2 และ H ค่าที่อ่านได้มีหน่วยเป็น AT/cm ดังนั้นต้องคูณด้วย 100 เพื่อให้หน่วยเป็น AT/m

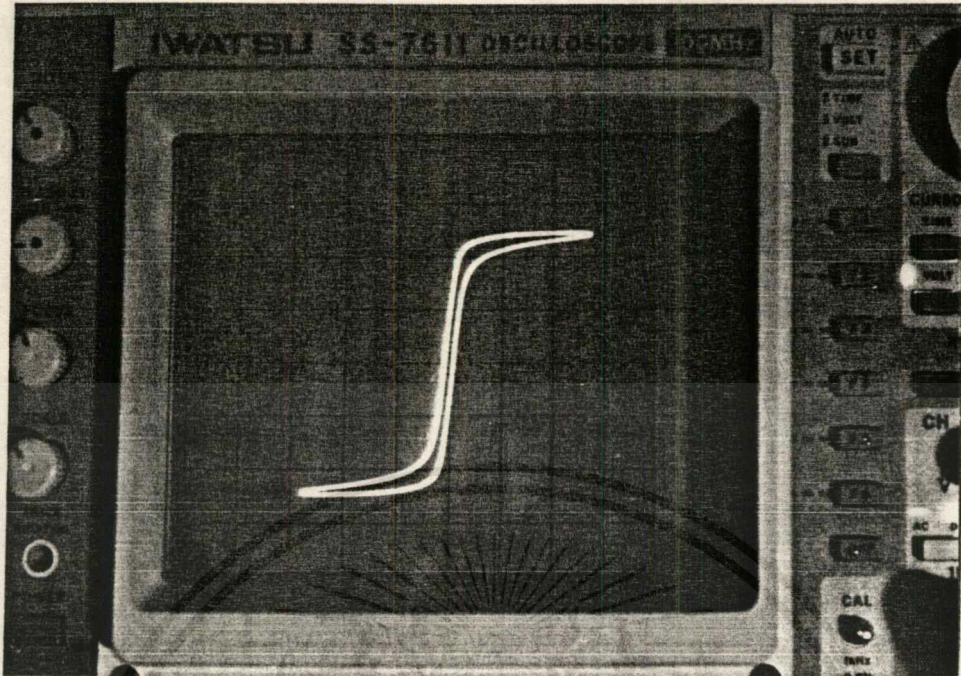
จากการทดลองได้รูป B-H CURVE ดังตัวอย่างต่อไปนี้



รูปที่ 3.30 B-H CURVE ที่ความถี่ 5 KHz

$$B(\max) = 0.48 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$



รูปที่ 3.31 B-H CURVE ที่ความถี่ 10 KHz

$$B(\max) = 0.48 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$

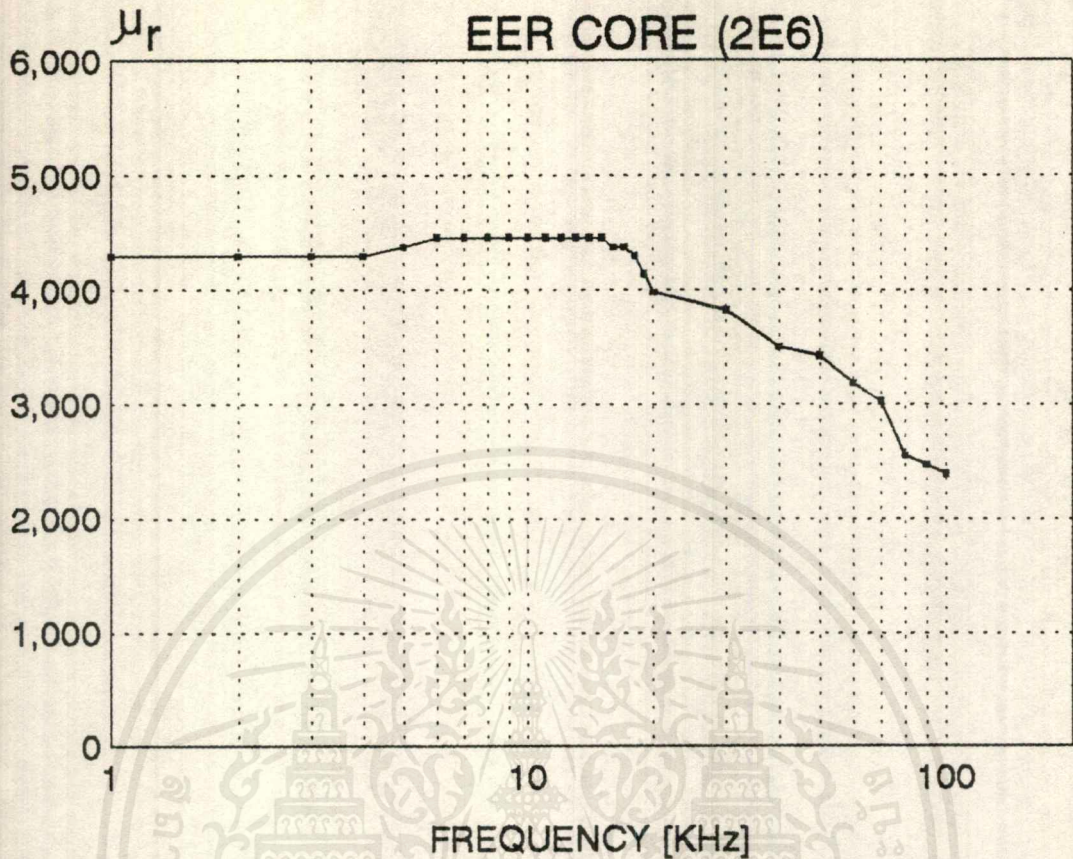
3.3.3 การหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F)

ในการหาความสัมพันธ์ระหว่าง μ_r กับความถี่ (F) นั้นทำได้โดยการปรับเข็มสนามแม่เหล็ก (H) ให้คงที่ ในการทดลองนี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 50 AT/m แล้วปรับความถี่ของ OSCILATOR ให้เปลี่ยนแปลงไป บันทึกค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) นำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่า μ_r จาก

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H}$$

$$\text{โดยที่ } \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$$

จะได้ความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 ความสัมพันธ์ของ μ_r กับความถี่ (F) ของแกนแบบ EER CORE, Material 2E6

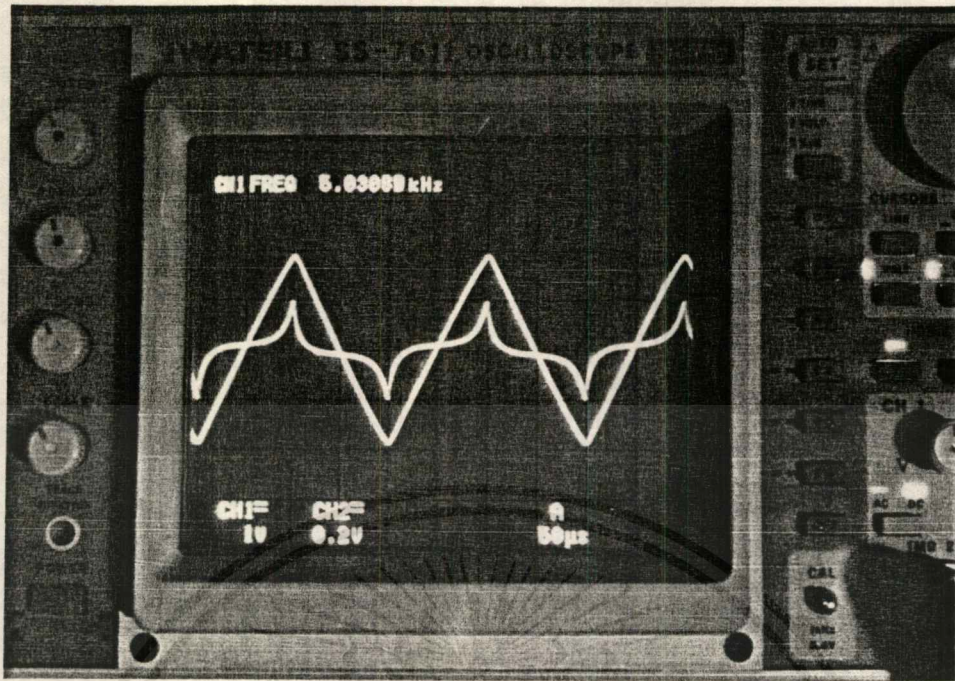
3.4 การทดลองทดสอบด้วยสัญญาณ SQUARE WAVE

ในการทดลองหัวข้อที่ 3.1 ถึง 3.3 ที่ผ่านมาเป็นการใช้แหล่งจ่ายไฟเพื่อกระตุ้น (EXCITATION SOURCE) ที่มีรูปสัญญาณ เป็น SINE WAVE และในการทดลองนี้เป็นการทดลองใช้แหล่งจ่ายไฟเพื่อกระตุ้น (EXCITATION SOURCE) ที่มีรูปสัญญาณเป็น SQUARE WAVE โดยการเลือกสัญญาณจาก OSCILATOR เป็นสัญญาณ SQUARE WAVE และทำการวัดรูปสัญญาณ B-H CURVE ได้ดังต่อไปนี้

3.4.1 แกนแบบ TOROIDAL (TR) CORE วัสดุ (Material) ชนิด 2E1

การวัดรูป B-H CURVE ทำได้เช่นเดียวกับการทดลอง 3.1.3 แต่เลือกสัญญาณจาก OSCILATOR เป็นสัญญาณ SQUARE WAVE จะได้รูปสัญญาณของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) และ B-H CURVE ได้ดังนี้

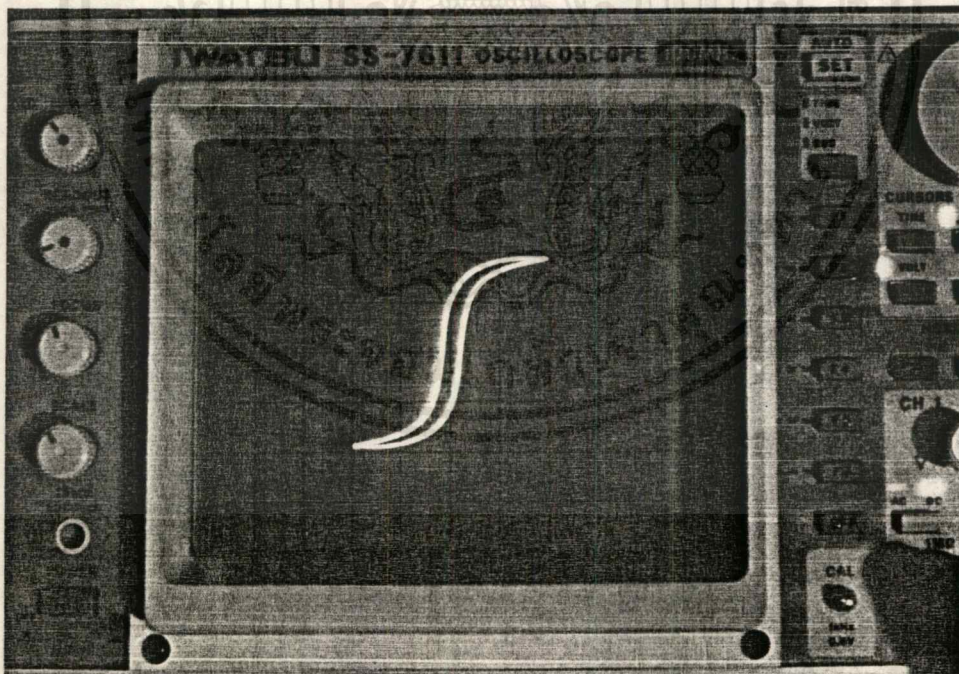
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.33 รูปสัญญาณ B และ H ที่ความถี่ 5 kHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$

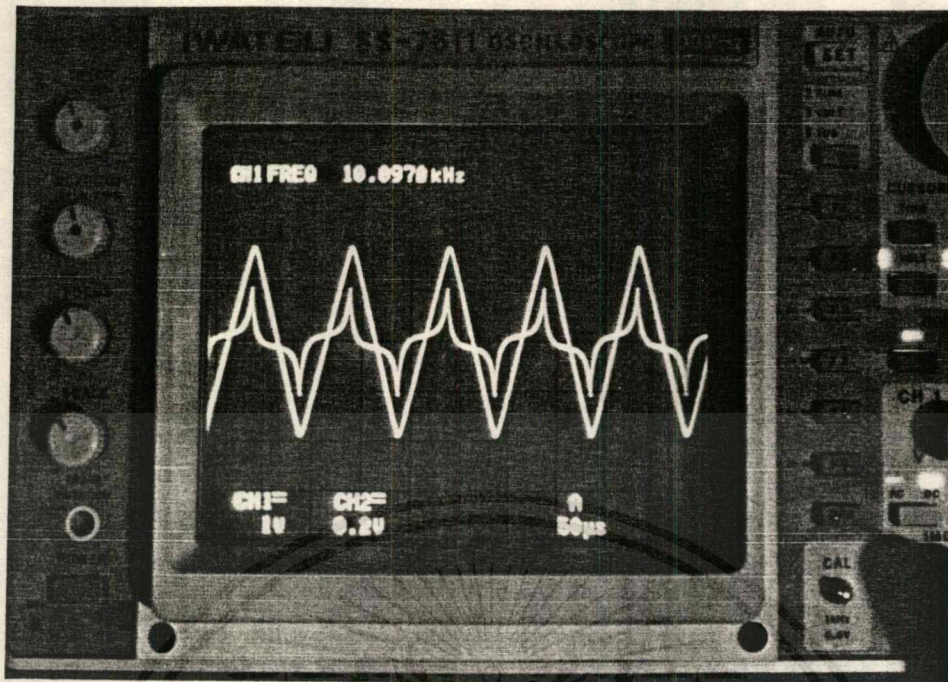


รูปที่ 3.34 B-H CURVE ที่ความถี่ 5 KHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$

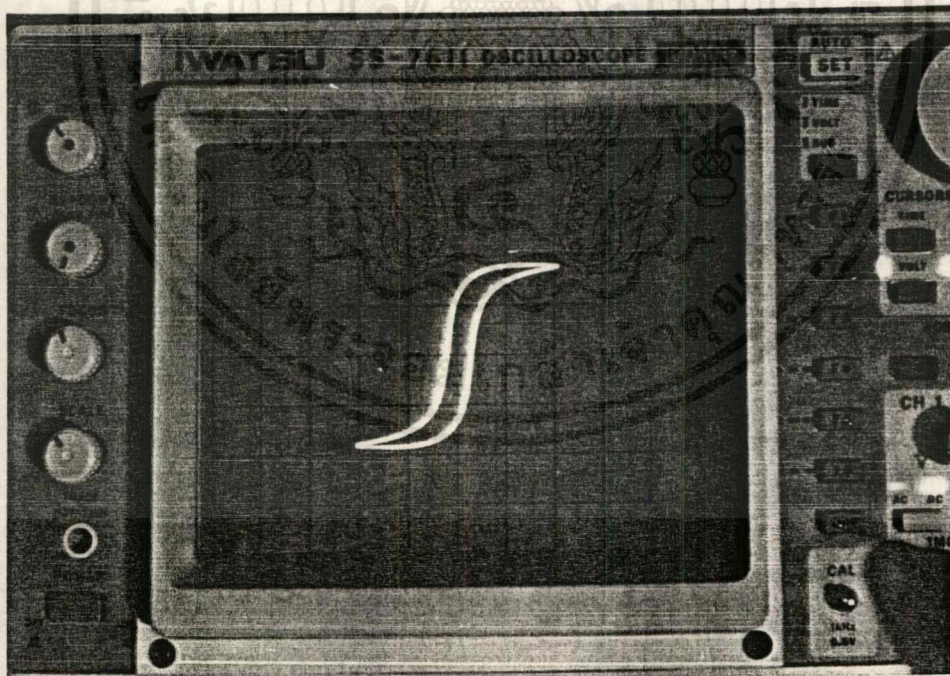
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.35 รูปสัญญาณ B และ H ที่ความถี่ 10 kHz

$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$



รูปที่ 3.36 B-H CURVE ที่ความถี่ 10 KHz

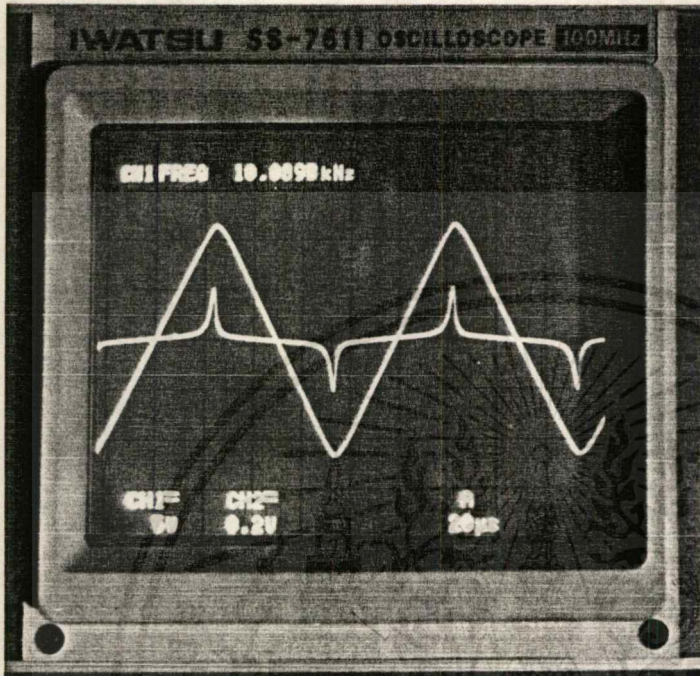
$$B(\max) = 0.36 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 100 \text{ AT/m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 แกนแบบ EER CORE วัสดุ (Material) ชนิด 2E6

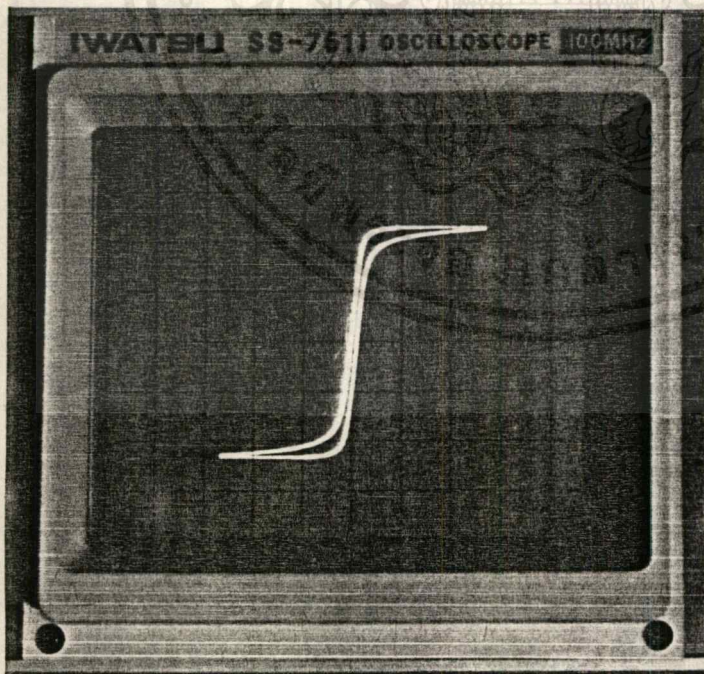
การวัดรูป B-H CURVE ทำได้เช่นเดียวกับการทดลอง 3.3.2 แต่เลือกสัญญาณจาก OSCILATOR เป็นสัญญาณ SQUARE WAVE จะได้รูปสัญญาณของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) และความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) และ B-H CURVE ได้ดังนี้



$$B(\max) = 0.48 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$

รูปที่ 3.37 รูปสัญญาณ B และ H ที่ความถี่ 10 kHz



$$B(\max) = 0.48 \text{ Wb/m}^2$$

$$H(\max) = 500 \text{ AT/m}$$

รูปที่ 3.38 B-H CURVE ที่ความถี่ 10 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

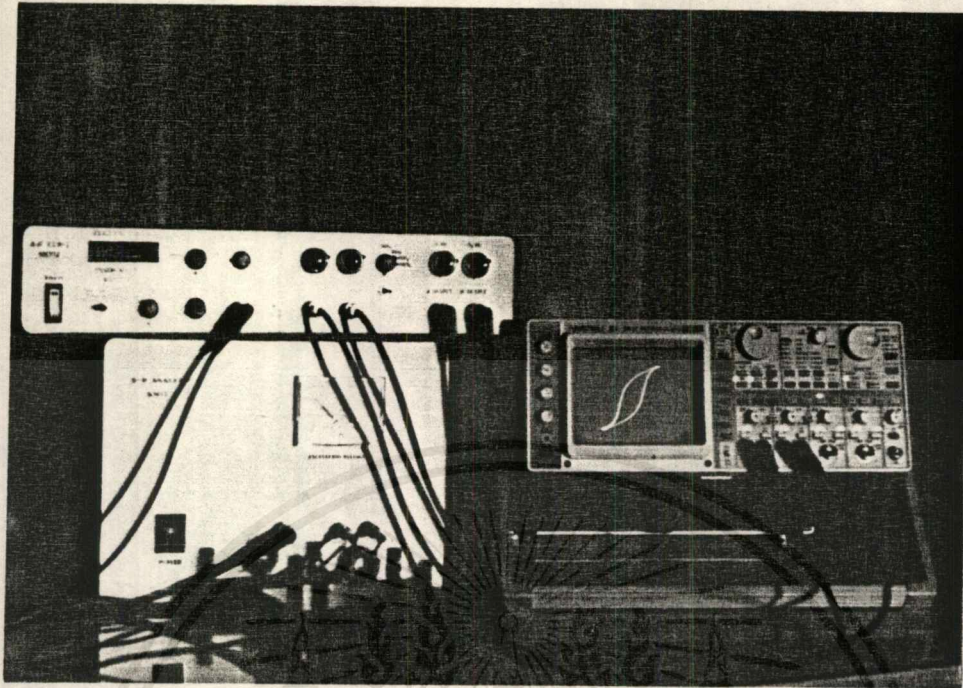
บทวิจารณ์ และสรุป

การพัฒนาทางด้านเทคโนโลยีของประเทศไทย ปัจจุบันได้มีการพัฒนาทางภาคเกษตรกรรมไปเป็นอุตสาหกรรม หรือที่เรียกว่านิคส์ (NICs) แต่ในความเป็นจริงแล้วประเทศไทยยังขาดอุปกรณ์ที่ใช้ในวิจัย และสร้างจึงทำให้การพัฒนาเป็นไปอย่างช้า และล่าช้าหลังการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องกับการผสมสารแม่เหล็ก และสร้างแกนเหล็กก็เช่นเดียวกัน ก็ยังขาดอุปกรณ์ในการทดสอบคุณสมบัติของวัสดุแม่เหล็กที่สร้างขึ้นมาว่าเหมาะสมกับงานหรือไม่ ซึ่งแต่ละงานก็จะใช้ความถี่ที่แตกต่างกันไป และแต่ละความถี่ในแกนแต่ละแกนจะให้ค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุด (B_{max}) ที่แตกต่างกันและให้ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด (H_{max}) ที่แตกต่างกัน

ปัจจุบันการสร้างเครื่องวัดแกนเหล็กได้แบ่งเป็น การวัดค่า B-H curve และวัดค่าของ μ ที่เปลี่ยนไปตามความถี่ ซึ่งจากการสำรวจตามท้องตลาดปรากฏว่ามีการจำหน่ายเครื่องวัด B-H curve อยู่ในราคาที่แพงมาก ดังนั้นจึงได้มีการสร้างเครื่องวัด B-H curve นี้ขึ้นมา การใช้งานของเครื่องในโครงการนี้ได้มีหลักการวัด การใช้งานเหมือนกับเครื่องต่างประเทศ โดยใช้หลักการทดสอบที่ความถี่ต่าง ๆ แล้วอ่านค่า $B(max)$, $H(max)$ และการใช้ความต้านทานแบบปรับละเอียด และตัวนับรอบ เป็นตัวคำนวณชุดเซตค่าต่าง ๆ จึงทำให้ต้นทุนในการสร้างถูกกว่าการคำนวณโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์มาก สิ่งที่ต้องปรับปรุงในโครงการนี้ ก็คือการทำวัดได้ที่ความถี่สูง ๆ ซึ่งจำเป็นจะต้องใช้ power amp. ที่สามารถตอบสนองความถี่ได้สูง ๆ

อนึ่ง ในการสร้างเครื่องวัดวิเคราะห์ B-H curve ในโครงการนี้ประสบปัญหาการหาเครื่องมาตรฐานในการทดสอบความถูกต้อง ซึ่งไม่สามารถหาได้ในประเทศ ดังนั้นจึงอาศัยการเปรียบเทียบผลการทดลองกับ CHARACTERISTICS ที่ผู้ผลิตแกนได้ทดสอบและทำเป็นคุณสมบัติเฉพาะของแกนและเนื้อสารแต่ละชนิด ที่ผู้ผลิตนั้น ๆ ผลิตออกจำหน่าย ซึ่งคุณสมบัติของแต่ละแกนมีความสำคัญมากในการออกแบบใช้งานให้ถูกต้อง และในโครงการนี้ได้ทำการทดลองวัดคุณสมบัติของแกนเปรียบเทียบกับคุณสมบัติของแกนที่ผู้ผลิตให้มาปรากฏว่าคุณสมบัติที่ได้มีความใกล้เคียงกัน แต่ยังคงมีความผิดพลาดอยู่บ้างซึ่งเราพอที่จะยอมรับได้ในการนำไปออกแบบใช้งาน หรือสามารถนำมาเป็นเครื่องมือในการศึกษาถึงพฤติกรรมของวัสดุแม่เหล็ก ในเรื่อง B-H curve , การอิ่มตัวของแกน เปรียบเทียบกับความถี่

ผู้จัดทำ หวังเป็นอย่างยิ่งว่าโครงการนี้จะประโยชน์กับผู้สนใจต่อไป



รูปที่ 4.1 รูปถ่ายเครื่องวัดวิเคราะห์ฮิสเตอร์รีซิสของวัสดุแม่เหล็ก
ของโครงการ

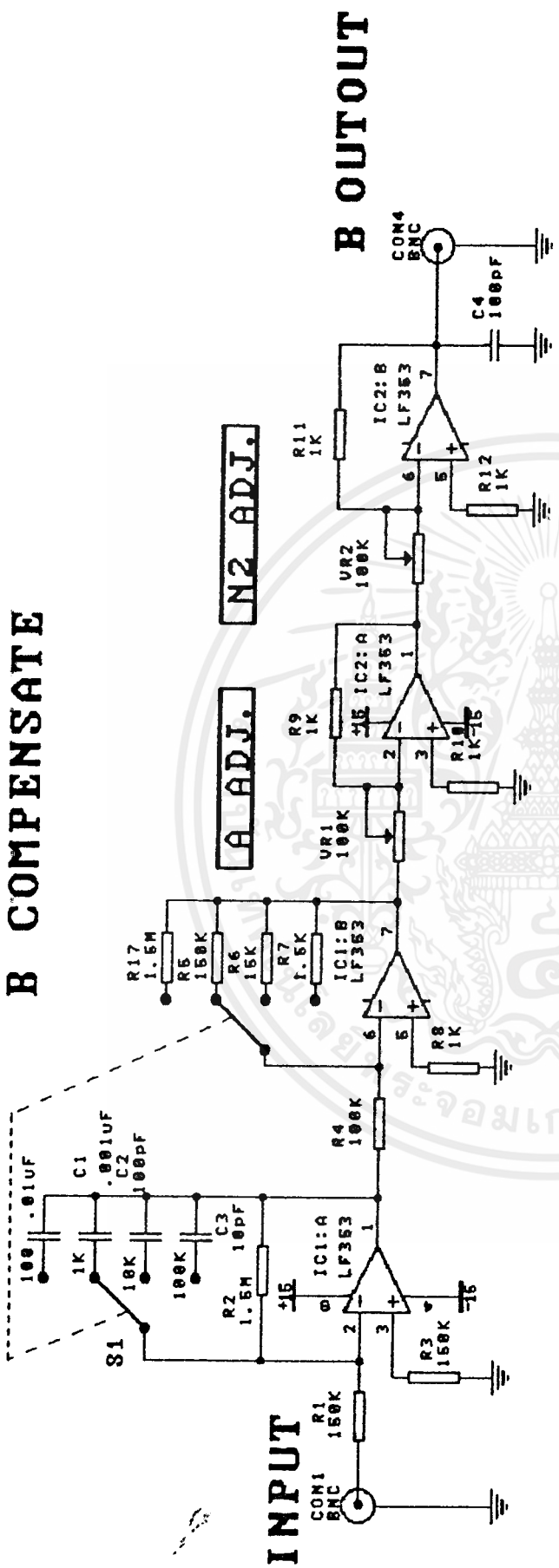
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

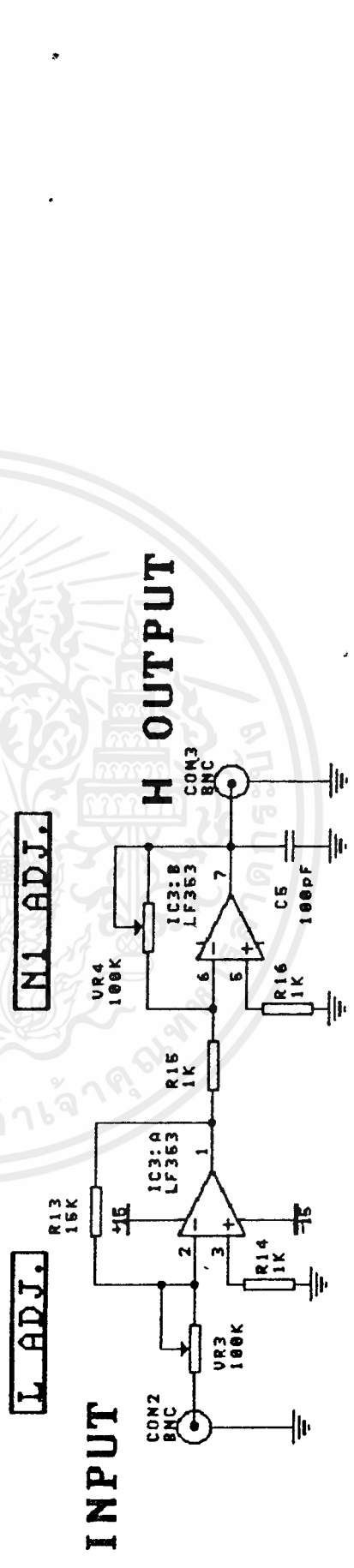


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B COMPENSATE



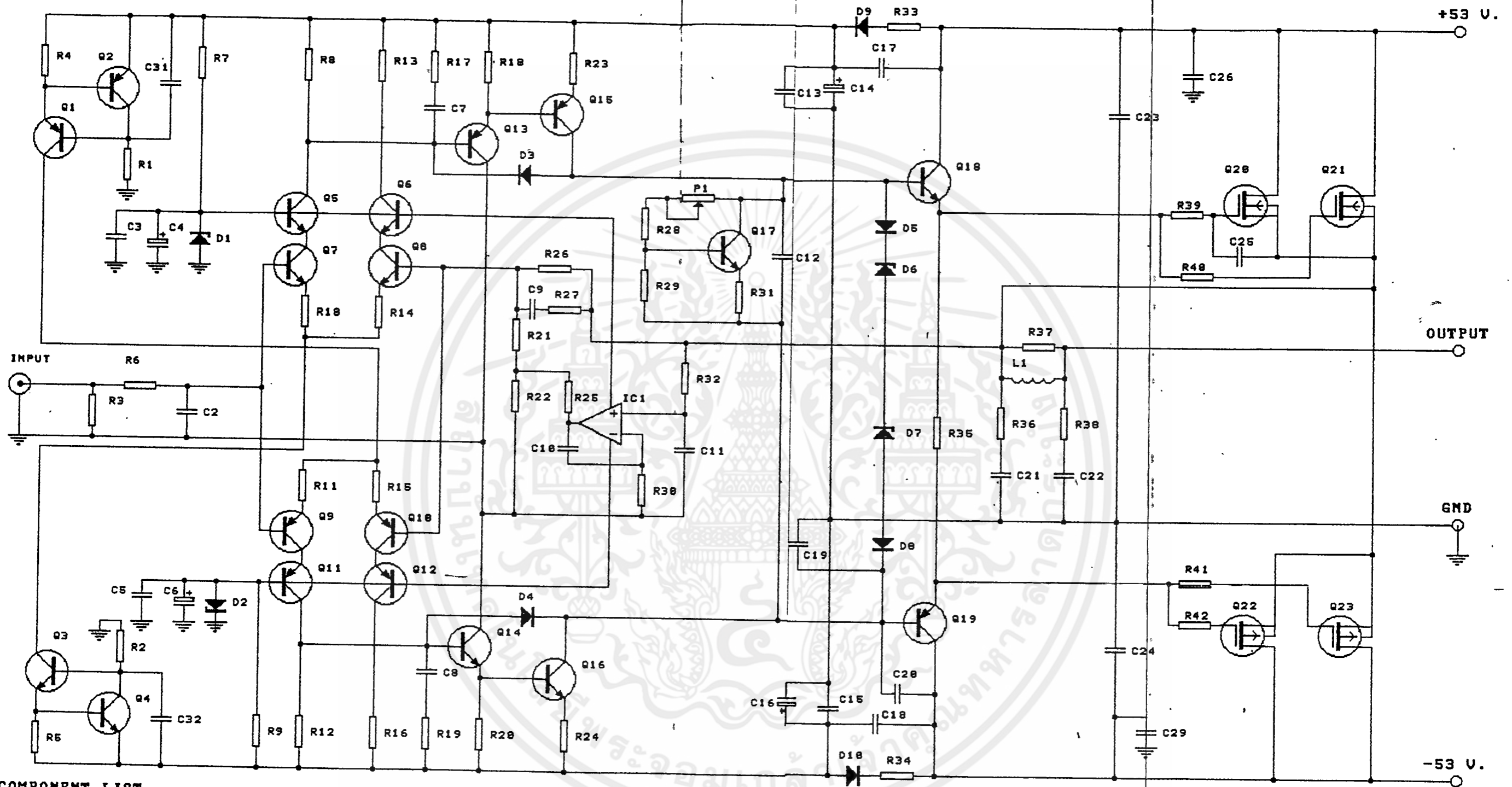
H COMPENSATE



H COMPENSATE

Title		B-H COMPENSATE	
Size	Number	Revision	
A4	BH-001		

Date:	18-FEB 1993	Sheet	1 of 5
File:	BH001/1	Drawn	By: CH.P.



COMPONENT LIST

RESISTOR (1/2 W 1x)

R1	27 K	R18	270 Ohms	R35	220 Ohms
R2	27 K	R19	2.2 K	R36	10 Ohms
R3	47 K	R20	2.2 K	R37	1 Ohms
R4	274 Ohms	R21	22 Ohms	R38	20 Ohms
R5	274 Ohms	R22	22 Ohms	R39	470 Ohms
R6	2.2 K	R23	22 Ohms	R40	470 Ohms
R7	2.2 K	R24	22 Ohms	R41	220 Ohms
R8	2.2 K	R25	10 Ohms	R42	220 Ohms
R9	2.2 K	R26	10 Ohms	P1	VR 1 K
R10	47 Ohms	R27	1 K		
R11	47 Ohms	R28	560 Ohms		
R12	2.2 K	R29	470 Ohms		
R13	2.2 K	R30	1 M		
R14	47 Ohms	R31	10 Ohms		
R15	47 Ohms	R32	1 M		
R16	2.2 K	R33	47 Ohms		
R17	270 Ohms	R34	47 Ohms		

CAPACITOR

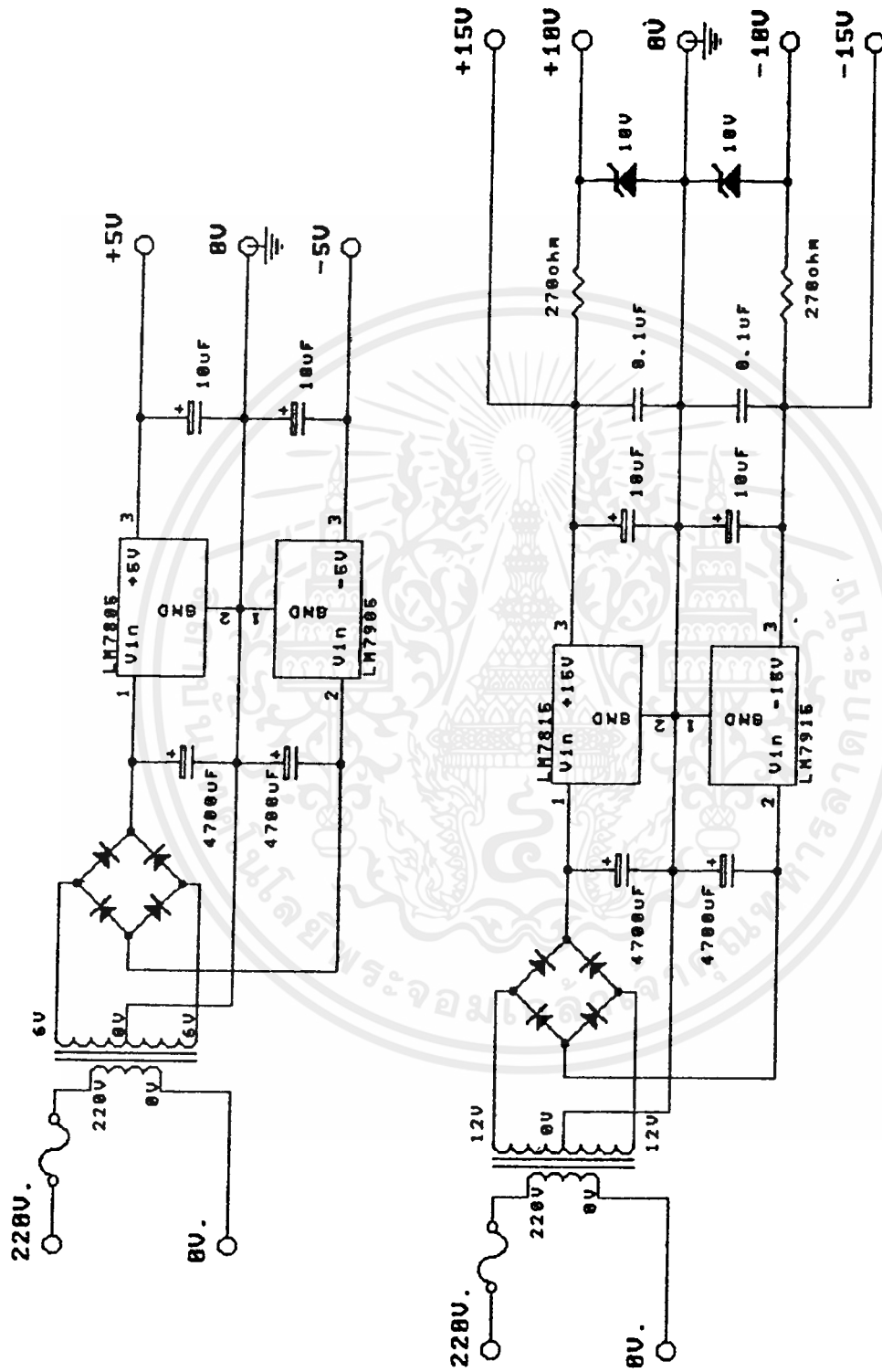
C2	330 pF	630V.	C19	220 pF	630V.
C3	8047 uF	400V.	C20	150 pF	630V.
C4	100 uF	25V.	C21	.01 uF	400V.
C5	8047 uF	400V.	C22	.1 uF	250V.
C6	100 uF	25V.	C23	100 pF	80V.
C7	1000 pF	630V.	C24	100 pF	80V.
C8	1000 pF	630V.	C25	680 pF	630V.
C9	60 pF	630V.	C26	.0022 uF	400V.
C10	.33 uF	100V.	C27	.0222 uF	400V.
C11	.33 uF	100V.	C28	.01 uF	630V.
C12	.1 uF	250V.	C29	.01 uF	630V.
C13	.1 uF	250V.	C30	.01 uF	630V.
C14	100 uF	80V.	C31	.01 uF	400V.
C15	.1 uF	250V.	C32	1000 uF	80V.
C16	100 uF	80V.	C33	.01 uF	630V.
C17	8047 uF	400V.	C34	.01 uF	400V.
C18	8047 uF	400V.			

TRANSISTOR & DIODE

Q1	2N5401	Q19	2SB649
Q2	2N5401	Q20	2SK134
Q3	2N5551	Q21	2SK134
Q4	2N5551	Q22	2SJ49
Q5	2N5551	Q23	2SJ49
Q6	2N5551	Q24	2N5551
Q7	BC550	IC1	LF31
Q8	BC550	D1	ZD 15V. 1W.
Q9	BC550	D2	ZD 15V. 1W.
Q10	BC550	D3	FDH 400
Q11	2N5401	D4	FDH 400
Q12	2N5401	D5	1N4148
Q13	2N5401	D6	ZD 10V. 1W.
Q14	2N5401	D7	ZD 10V. 1W.
Q15	2SB649	D8	1N4148
Q16	2SD669	D9	1N4003
Q17	BC337	D10	1N4003
Q18	2SD669	D11	1N4148
		D12	1N4148

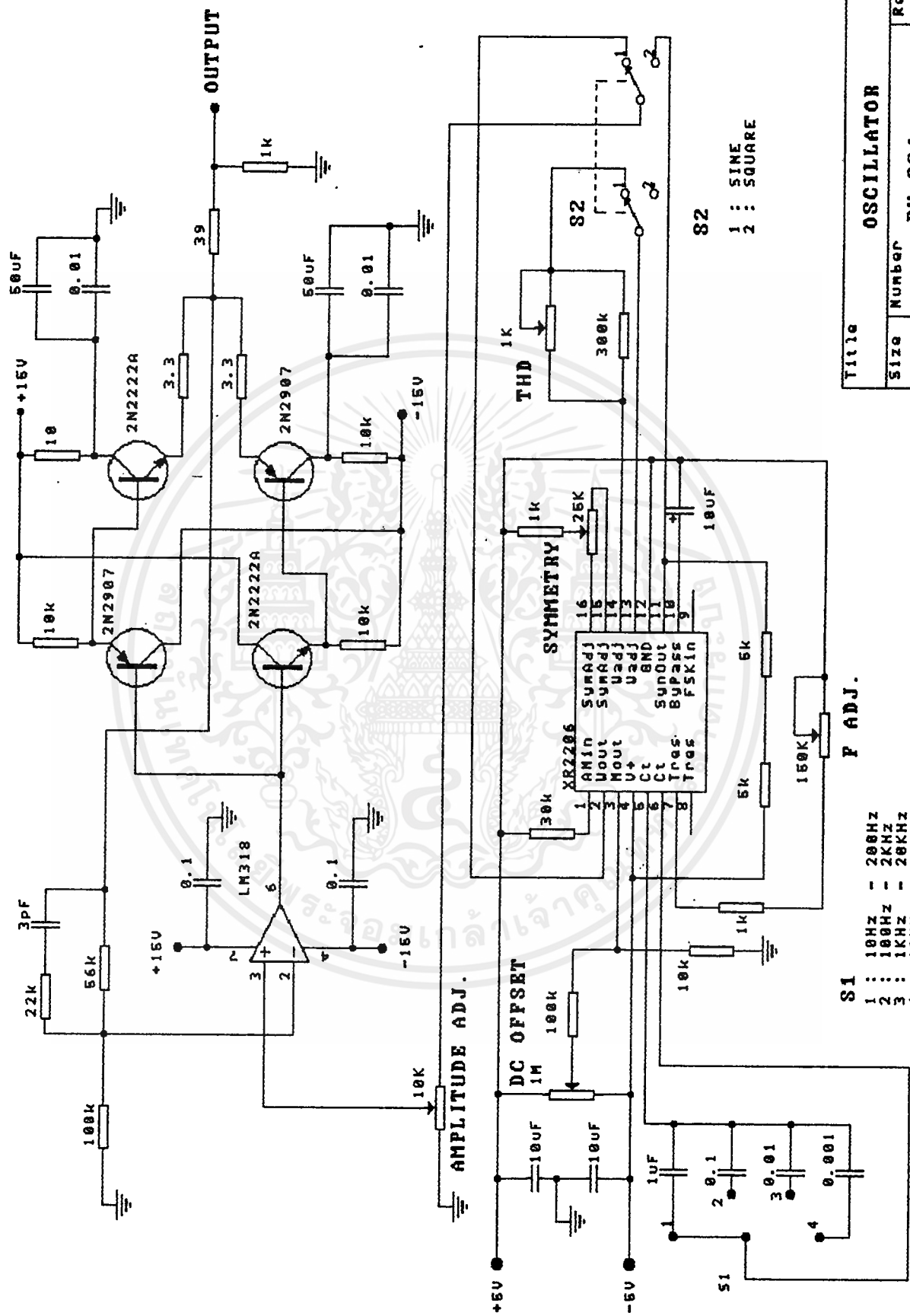
เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชนที่จำหน่ายในนามของสำนักงานวิทยุคมนาคม ไม่อนุญาติให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Title		
POWER AMPLIFIER "M1115MFD"		
Size	Number	Revision
A3	BH-002	
Date:	24-OCT 1992	Sheet 2 of 5
File:	BH002/1	Drawn By:



Title		POWER SUPPLY	
Size	Number	Revision	
A4	BH-003		
Date:	18-FEB 1993	Sheet	3 of 5
File:	BH993/1	Drawn	BY:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- S1**
- 1 : 10KHz - 200KHz
 - 2 : 100KHz - 2KHz
 - 3 : 1KHz - 20KHz
 - 4 : 10KHz - 200KHz

P ADJ.

S2

- 1 : SINE
- 2 : SQUARE

Title		
Size	Number	Revision
A4	BH-004	
Date:	27-FEB-1993	Sheet 4 of 5
File:	BH004/1	Drawn By:

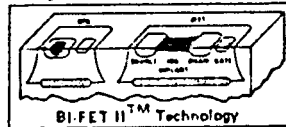
ค. CHARACTERISTICS ของอุปกรณ์ที่ใช้

LF351



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

Operational Amplifiers/Buffers



General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET Input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET Input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

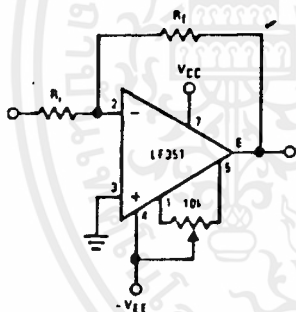
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applica-

tions where these requirements are critical, the LF351 is recommended. If maximum supply current is important, however, the LF351 is the better choice.

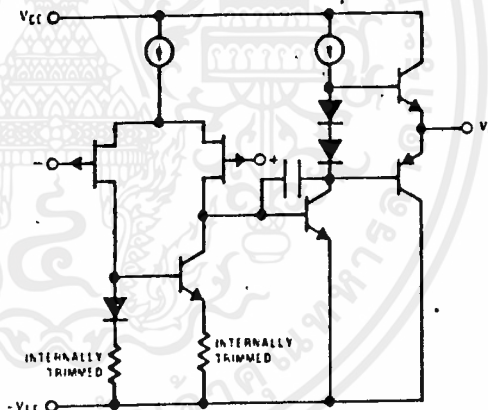
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low Input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.6 mA
- High Input Impedance 10¹² Ω
- Low total harmonic distortion $A_v = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz-20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

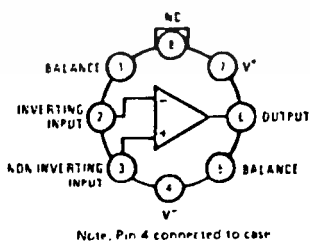


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

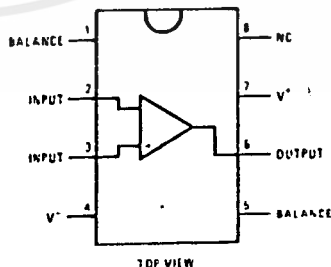
Metal Can Package



NOTE: Pin 4 connected to case

Order Number LF..51H
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LF351N
See NS Package N08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. การใช้งานของเครื่อง

1-ข. คำอธิบายหน้าที่ของรีวต์อ และปุ่มปรับต่าง ๆ บนเครื่อง

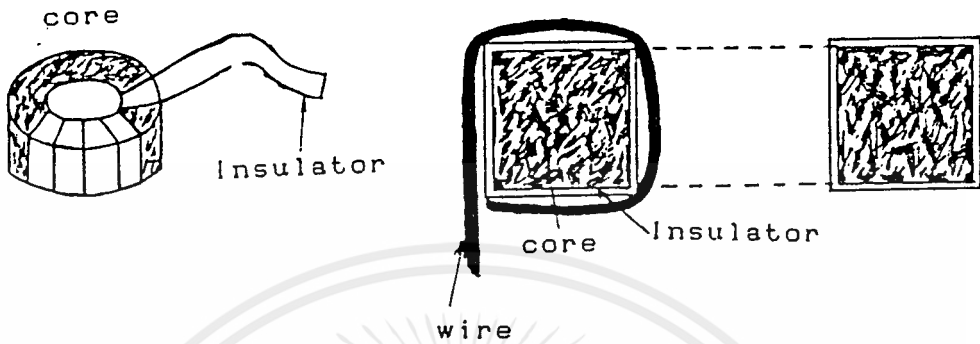
1. สวิตซ์เลือกย่านความถี่

100 Hz	สำหรับการผลิตความถี่	10 Hz	ถึง 200 Hz
1 KHz	สำหรับการผลิตความถี่	200 Hz	ถึง 2 KHz
10 KHz	สำหรับการผลิตความถี่	2 Hz	ถึง 20 KHz
100 KHz	สำหรับการผลิตความถี่	20 Hz	ถึง 200 KHz
2. สวิตซ์เลือกการคูณสำหรับการแสดงผล

x1	การแสดงผลที่ DISPLAY เป็น Hz
x10	การแสดงผลที่ DISPLAY เป็น x 10 Hz
x100	การแสดงผลที่ DISPLAY เป็น x 100Hz
3. FREQUENCY ADJ. : เป็นตัวปรับความถี่ที่ต้องการทดสอบ
4. AMPLITUDE : เป็นตัวปรับแรงดันไฟ EXCITATION
5. OSC. OUT : เป็นขั้วต่อสายเพื่อส่งสัญญาณจาก OSCILATOR ไปที่ POWER AMP.
6. N_2 ADJ. : เป็นปุ่มปรับจำนวนรอบของขดลวด Secondary ที่พันบนแกนที่จะทดสอบปรับจำนวนรอบได้ตั้งแต่ 1-100 รอบ
7. A ADJ. : เป็นปุ่มปรับค่าพื้นที่หน้าตัดของแกนที่จะทดสอบ (cm^2) โดย A สามารถปรับได้ตั้งแต่ $0.2 cm^2 - 100 cm^2$
8. F ADJ : เป็นปุ่มปรับความถี่ให้ตรงกับความถี่ที่จะทดสอบ
9. L ADJ. : เป็นปุ่มปรับความยาวแกนให้ตรงกับความยาวแกน (cm) สามารถปรับได้ตั้งแต่ 0.2 cm - 100 cm
10. N_1 ADJ. : เป็นปุ่มปรับจำนวนรอบของขดลวด Primary ที่พันบนแกนที่จะทดสอบ ซึ่งสามารถปรับจำนวนรอบได้ตั้งแต่ 1 - 100 รอบ

2-๗. ขั้นตอนการใช้งาน

1. ให้พันลวดบนแกนที่จะทดสอบตามรูปข้างล่างโดยใช้จำนวนพันบนแกนก่อนดังรูป



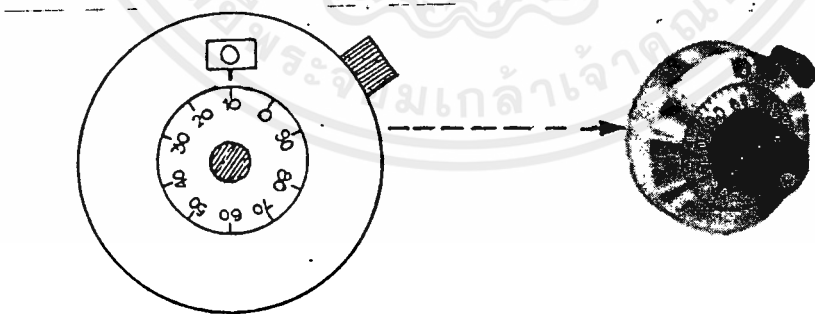
การพันลวดบนแกนโดยทั่วไปจะพันให้จำนวนรอบทางด้าน Primary เท่ากับทางด้าน Secondary โดยพันแบบ Uniform

2. ให้นำแกนที่จะทดสอบ วางลงบนกล่องวางแกน แล้วต่อขั้วให้ถูกต้อง

หมายเหตุ

วิธีการทดสอบหาขั้วที่ถูกต้องอธิบายในหัวข้อ 1.4.4

3. ปรับค่าต่าง ๆ เช่น N_2 , A, L และ N_1 ให้ถูกต้อง ตามคำอธิบายในหัวข้อ 1-ข. อนึ่งการอ่านค่าบนตัวนับ สามารถอ่านได้ดังนี้ เช่นทำการทดสอบที่จำนวนรอบทางด้าน Primary เท่ากับ 10 รอบ ให้หมุน N_1 ADJ. ให้ตัวเลขที่แสดงบนช่องเป็น 0 และหมุนตัวปรับให้เลข 10 อยู่ตรงเครื่องหมายขีดตั้งแสดงในรูป



ดังนั้น ถ้าปรับจำนวนรอบเท่ากับ 25 รอบ ให้หมุน N_1 ADJ. ให้ตัวเลขที่แสดงบนช่องเป็น 2 และหมุนตัวปรับให้เลข 50 อยู่ตรงเครื่องหมายขีด

4. เปิดสวิตช์ Power ของเครื่อง ปรับความถี่ที่จะทดสอบ และปรับ F ADJ. ให้สอดคล้องกัน

5. กำหนดค่าของ B หรือ H ที่จะทดสอบไว้คงที่ค่าหนึ่ง ในโครงการนี้จะกำหนดให้ H คงที่ ที่ค่าหนึ่ง เป็น $A \text{ t/m}$ เช่น กำหนด $H = 100 A \text{ t/m}$

6. ปรับปุ่ม AMPLITUDE ให้แรงดันไฟ EXCITATION เพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ (ในขณะนี้ให้ปรับ OSCILLOSCOPE ทำงานอยู่ในโหมด X-Y) จนกระทั่งได้รูป B-H curve ที่อ่านค่า H ได้ค่าเท่ากับที่กำหนดไว้ในข้อ 5 ควรปรับสเกลทางด้าน X และ Y ให้เหมาะสมกับการอ่านค่า อ่านค่าของ B(max) ออกมา

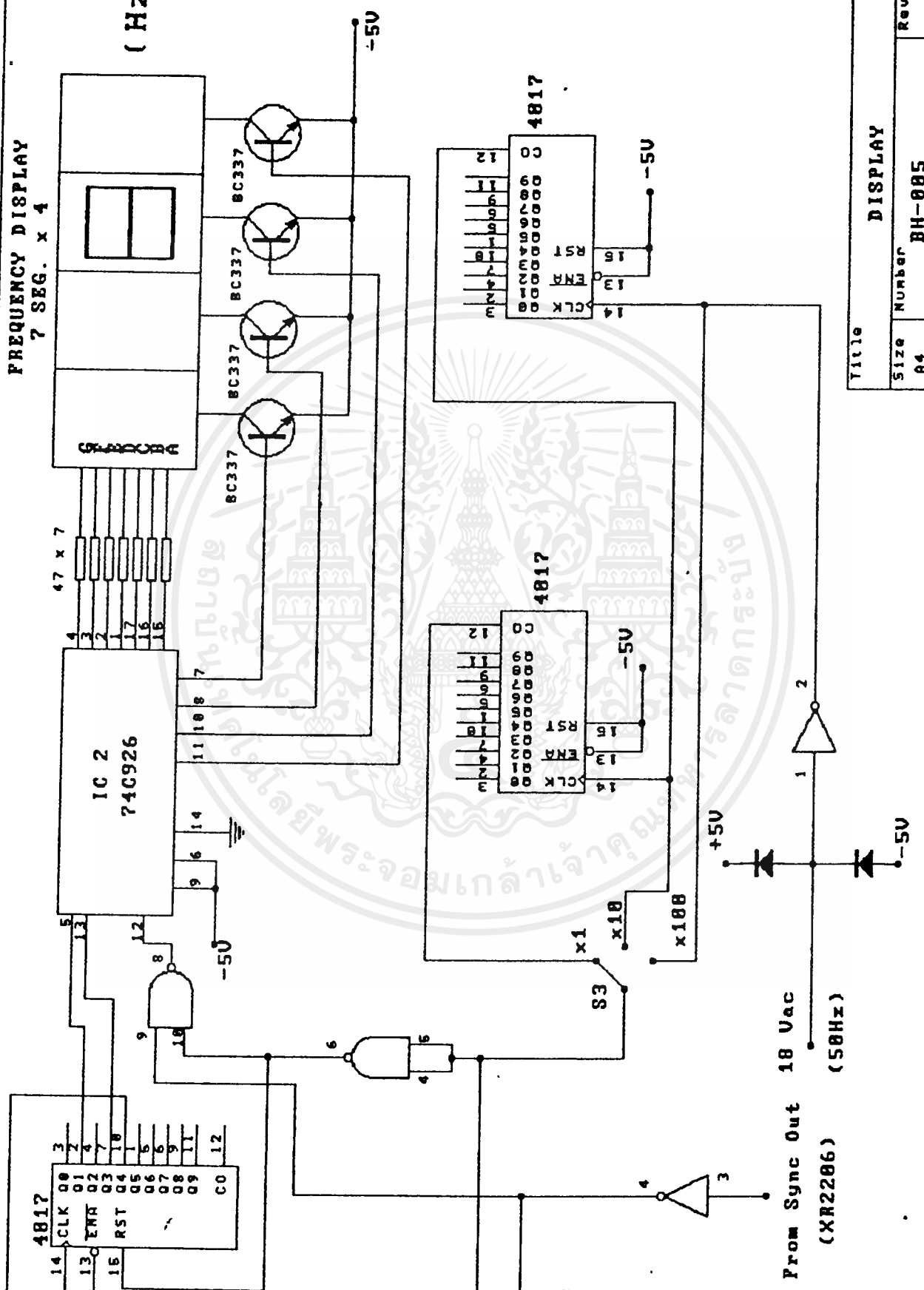
การเปลี่ยนความถี่ไปค่าต่าง ๆ จะต้องตั้งสวิทซ์การคูณในภาค OSCILLATOR และปุ่มปรับ F ADJ. ให้สอดคล้องกันด้วย ไม่เช่นนั้นจะได้ค่าที่ผิด ๆ

7. การปรับค่าต่าง ๆ จะต้องตั้งค่าให้ถูกต้อง ถ้าไม่ถูกต้องค่าที่อ่านได้ผิดพลาด ดังนั้นเมื่อปรับค่าได้แล้วจะต้องล็อกเพื่อไม่ให้ปุ่มเคลื่อนที่

3-๗. ข้อผิดพลาดที่ทำให้การวัดไม่ถูกต้อง

1. การคำนวณค่าพื้นที่หน้าตัด (A_m) และความยาวของวงจรมแม่เหล็ก (L_m) ของแกนเหล็กที่นำมาทดสอบ
2. การพันขดลวดทาง primary (N_1) และ secondary (N_2) ลงบนแกนทดสอบ
3. การปรับตั้งค่าต่าง ๆ ที่ตัวเครื่อง เช่น ความถี่ (F) , จำนวนรอบ (N_1, N_2) , พื้นที่หน้าตัด (A_m) , ความยาวของวงจรมแม่เหล็ก (L_m)
4. การหาขั้ว (dot) ของขดลวดที่นำมาพัน
5. การช้อตรอบของขดลวด
6. ความผิดพลาดจากการอ่านค่าที่ oscilloscope

FREQUENCY DISPLAY 7 SEG. x 4 (Hz)



Title		DISPLAY	
Size	Number	Revision	
A4	BH-005		
Date:	18-FEB 1993	Sheet	5 of 6
File:	BH005/1	Drawn	BN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะภายในหน่วยงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation (Note 1)	500mW
Operating Temperature Range	0°C to + 70°C
T _J (MAX)	115°C
Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	10	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ		10	13	μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 4) T _J < 70°C		25	100	pA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 4) T _J < 70°C		50	200	pA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ± 15V, T _A = 25°C V _O = ± 10V, R _L = 2kΩ Over Temperature	25	100		V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ± 15V, R _L = 10kΩ	± 12	± 13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ± 15V	± 11	-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S < 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I _S	Supply Current			1.8	3.4	mA

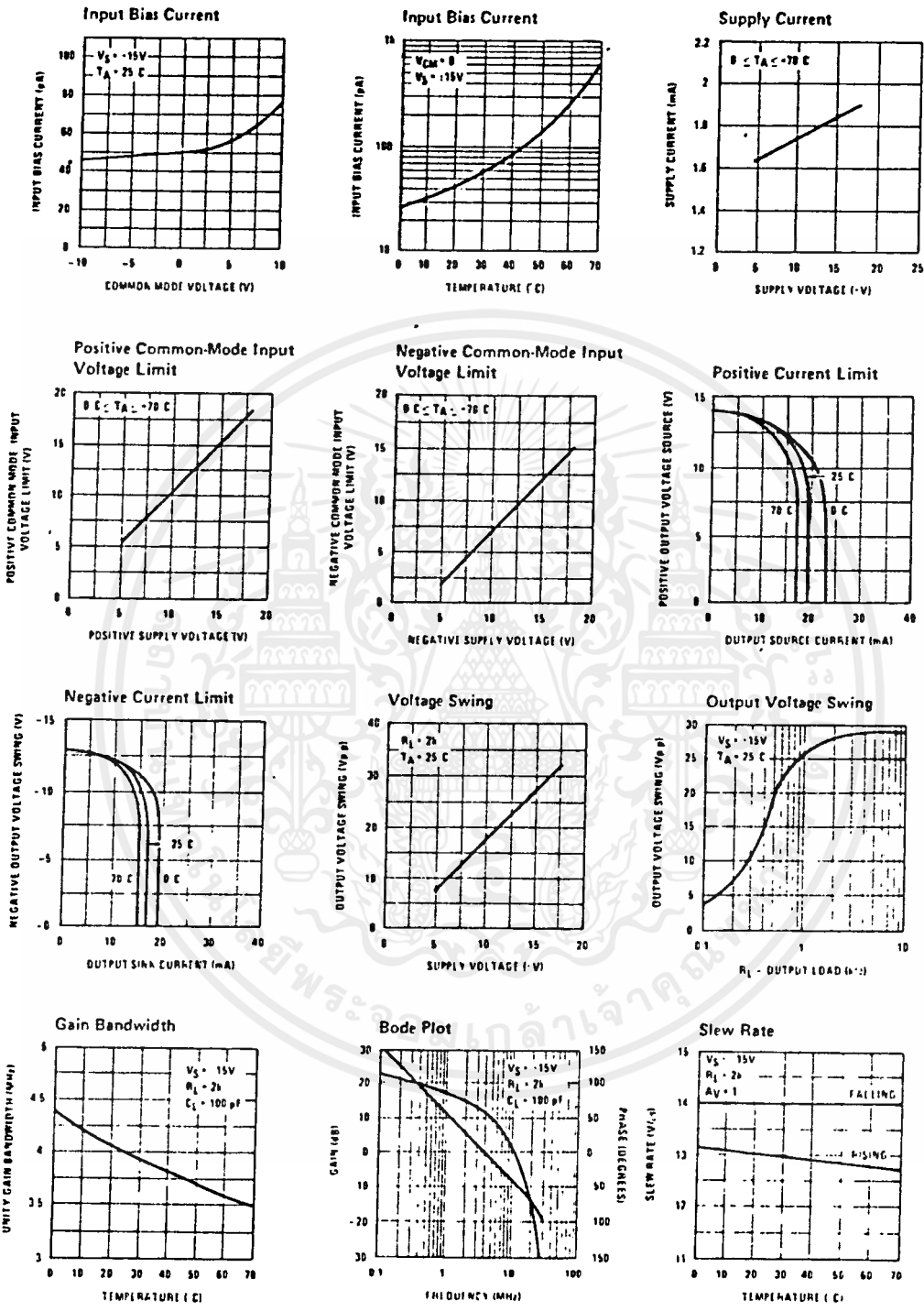
AC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
SR	Slew Rate	V _S = ± 15V, T _A = 25°C		13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ± 15V, T _A = 25°C		4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000Hz		16		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _J = 25°C, f = 1000Hz		0.01		pA/√Hz

- Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case.
- Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
- Note 3: These specifications apply for V_S = ± 15V and 0°C < T_A < + 70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.
- Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
- Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

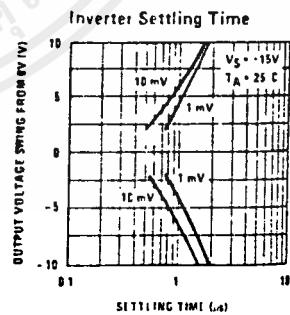
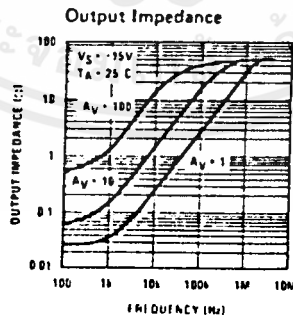
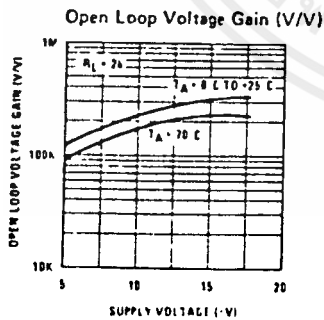
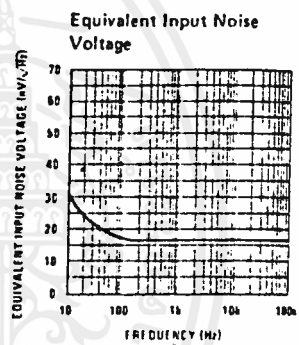
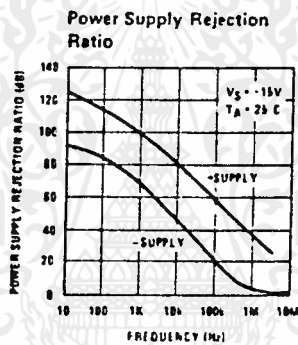
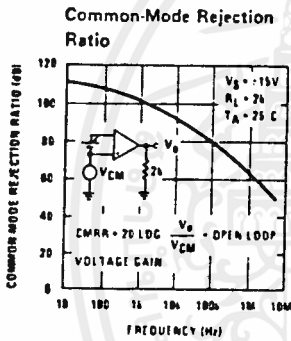
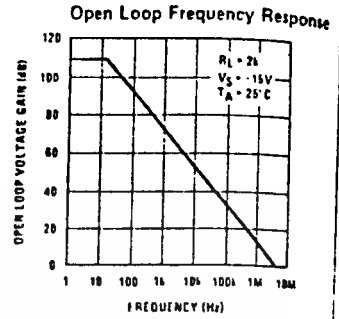
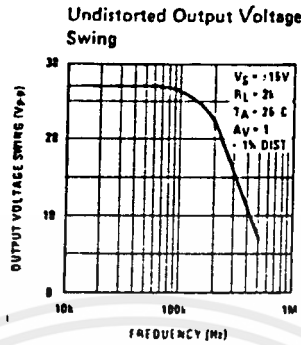
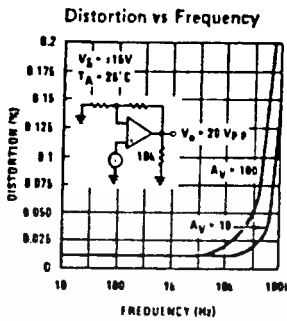
Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

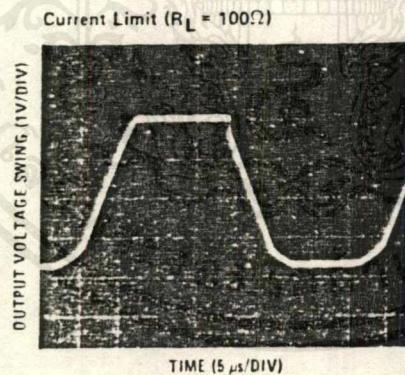
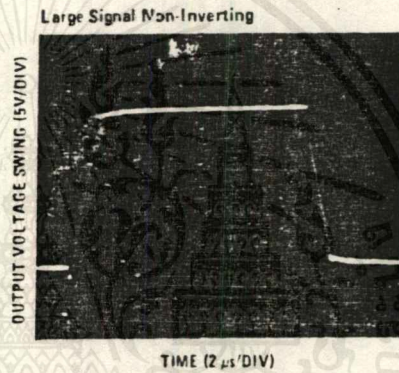
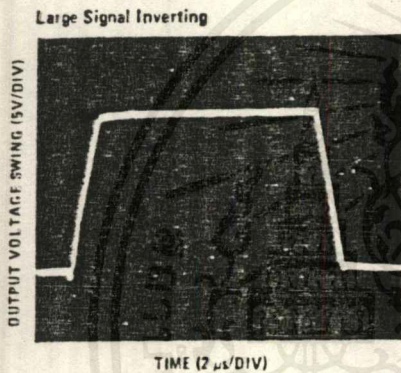
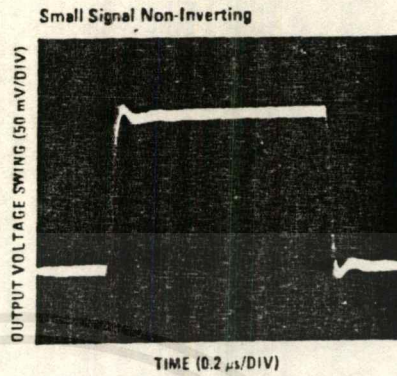
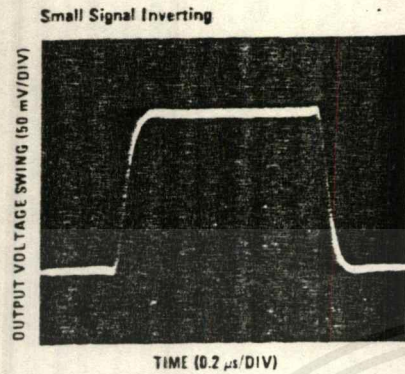
LF351

Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pulse Response



Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse break-down voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be

allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common mode limit on both inputs will force the amplifier output to a

LF351

Application Hints (Continued)

high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 4V$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF351 will drive a $2\text{ k}\Omega$ load resistance to $\pm 10V$ over the full temperature range of 0°C to $+70^\circ\text{C}$. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed

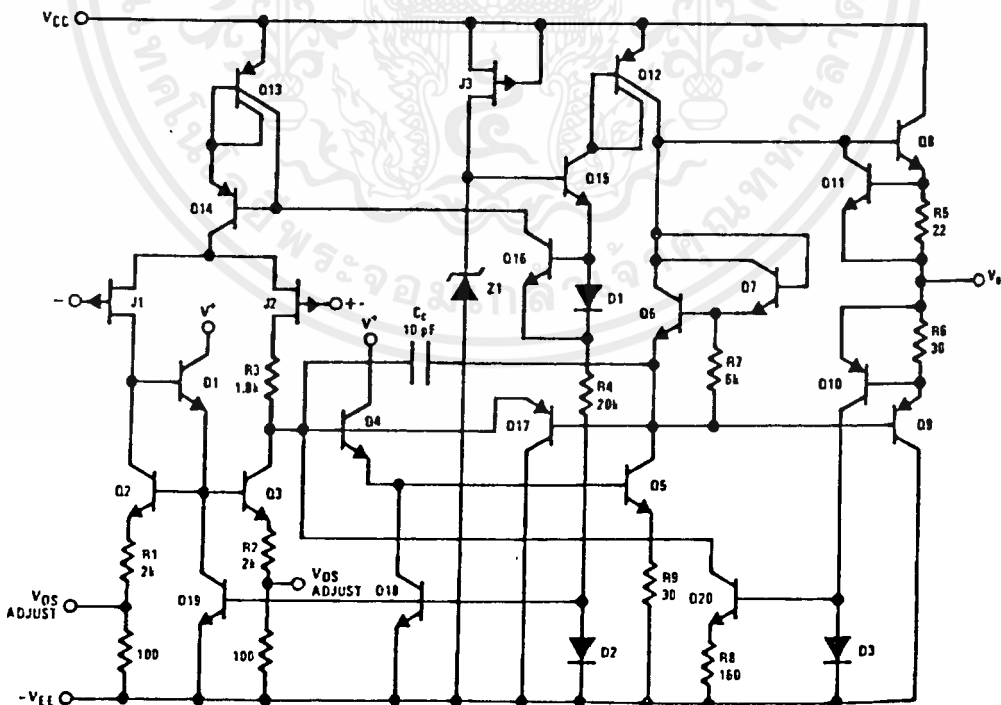
backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

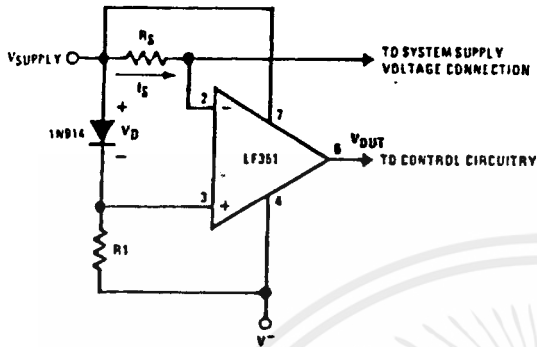
Detailed Schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

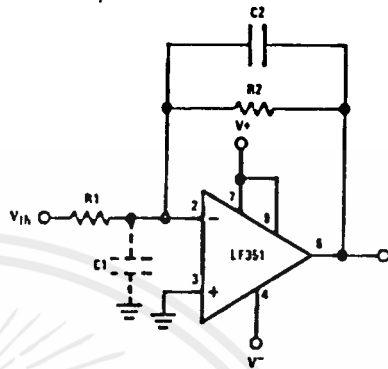
Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



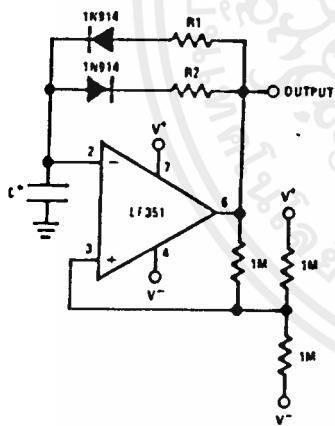
- V_{OUT} switches high when $R_S I_S > V_D$

Hi-Z_{IN} Inverting Amplifier



Parasitic input capacitance $C_1 \approx 3 \text{ pF}$ for LF351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add C_2 such that $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$.

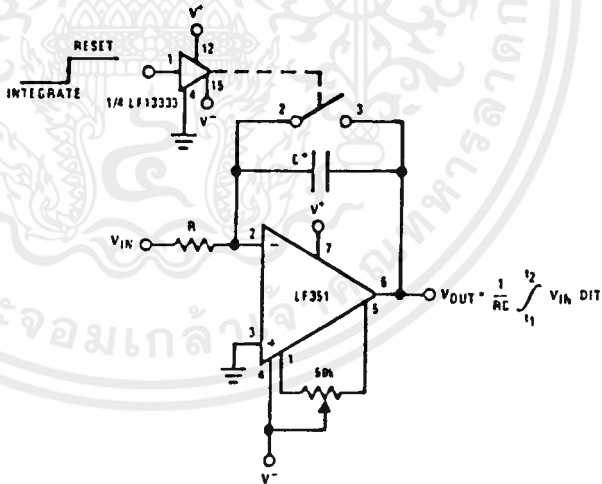
Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- $t_{OUTPUT \text{ HIGH}} \approx R_1 C_1 \ln \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
- $t_{OUTPUT \text{ LOW}} \approx R_2 C_1 \ln \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$

where $V_S = V^+ + |V^-|$
 * low leakage capacitor

Long Time Integrator



- Low leakage capacitor
- 50k pot used for less sensitive V_{OS} adjust

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



XR-2206

Monolithic Function Generator

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 0.01 Hz to more than 1 MHz.

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 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on distortion.

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion .5%, Typical
- Excellent Temperature Stability 20 ppm/°C, Typical
- Wide Sweep Range 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity 0.01%V, Typical
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle 1% to 99%

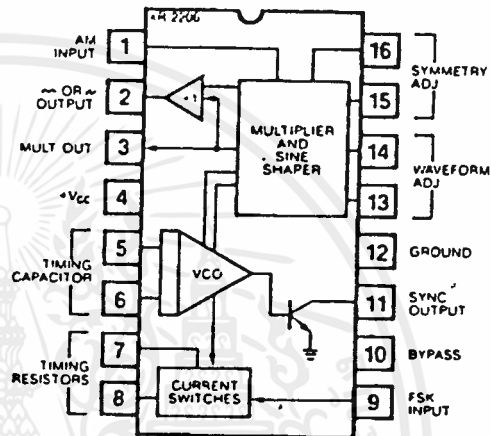
APPLICATIONS

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°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 actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.



Integrated Systems, Inc., 750 Palomar Avenue, Sunnyvale, CA 94086 • (408) 732-7970 • TWX 910-339-9233

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	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	$R_1 > 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2	± 20	% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 75^\circ C$.
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$.
Sweep Linearity							%	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_H @ R_1 = 1 k\Omega$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
Recommended Timing Components								$f_L = 100 Hz$, $f_H = 100 kHz$
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	$\pm 10\%$ Deviation
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	$k\Omega$	See Figure 4.
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $k\Omega$	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/ $k\Omega$	Figure 1, 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	
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								See Note 2.
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.6	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$k\Omega$	
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		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
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.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2.
 Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

XR-2206

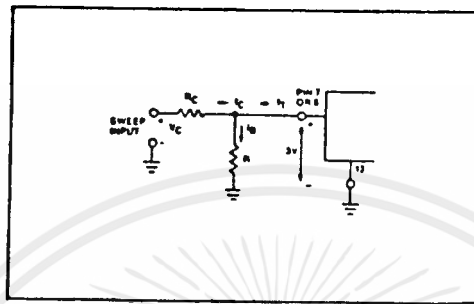


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

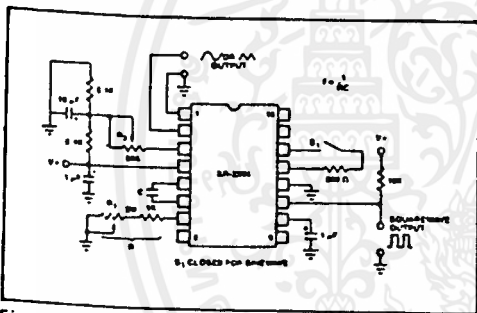


Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_3 .)

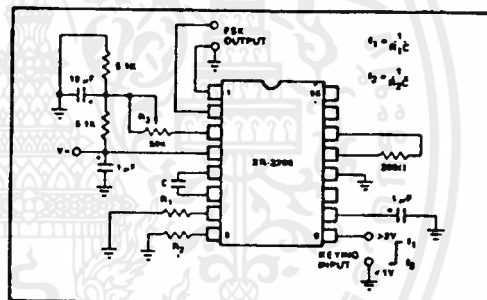


Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

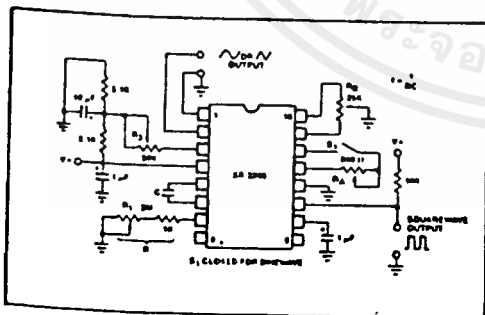


Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing - See Figure 2.)

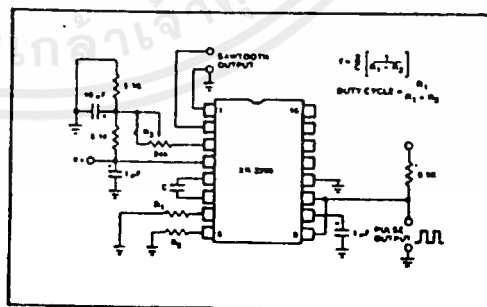


Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

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 12. 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 $>2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $<1V$, 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 Figures 10, 11 and 12, 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 10 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 10 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 $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. 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 Figures 10 and 11 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 12 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 13 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 1 k Ω to 2 M Ω .

XR-2206

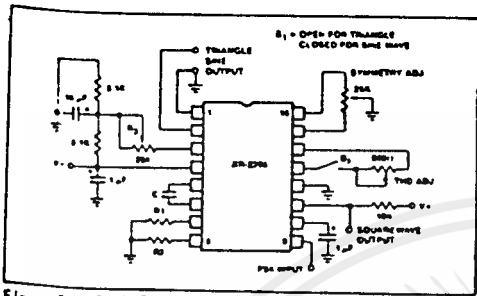


Figure 1: Basic Test Circuit.

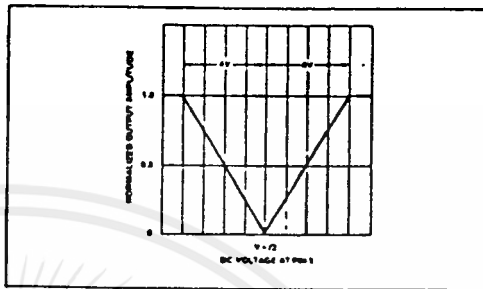


Figure 5: Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

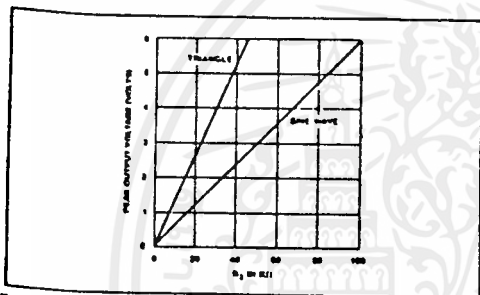


Figure 2: Output Amplitude as a Function of the Resistor, R_3 , at Pin 3.

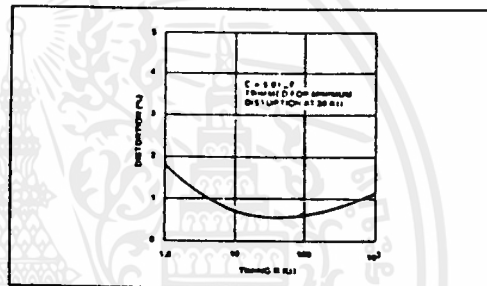


Figure 6: Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

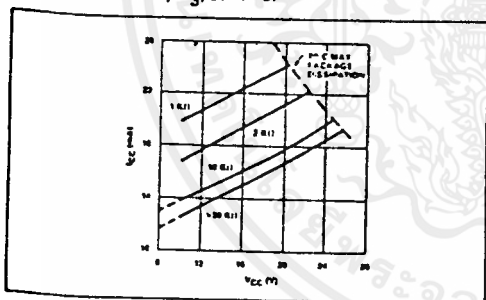


Figure 3: Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R .

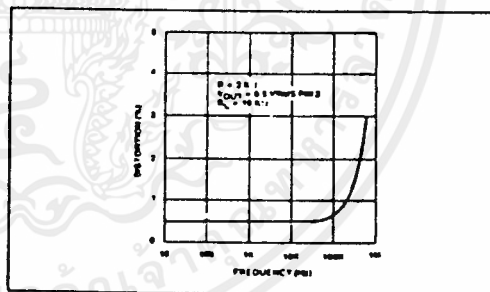


Figure 7: Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

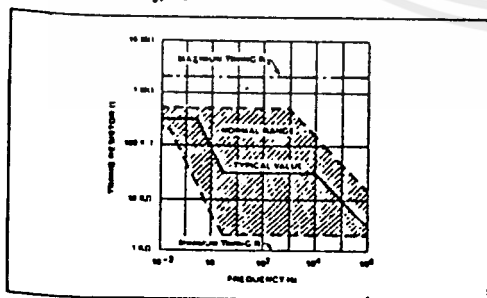


Figure 4: R versus Oscillation Frequency.

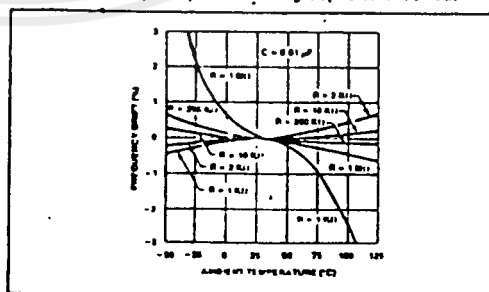


Figure 8: Frequency Drift versus Temperature.

XR-2206

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, are shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$. Recommended values of C are from 1000 pF to $100 \text{ }\mu\text{F}$.

Frequency Sweep and Modulation:

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

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

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 $1 \text{ }\mu\text{A}$ to 3 mA . The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 9. 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:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{R C^2} \text{ Hz/V}$$

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

Output Amplitude:

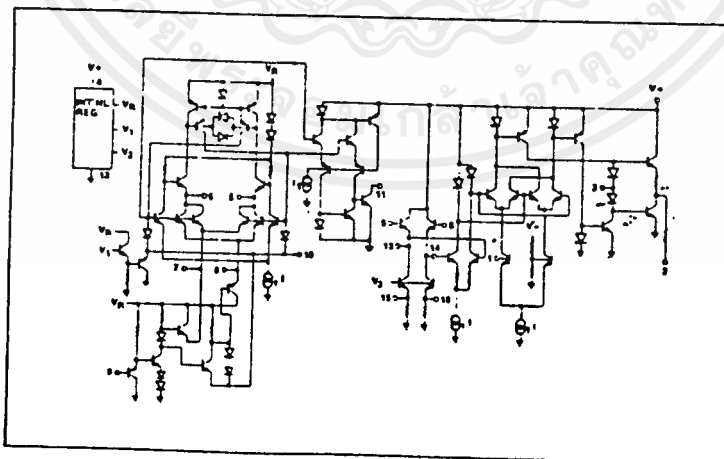
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 . Thus, for example $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ would produce approximately $\pm 3 \text{ V}$ sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately $100 \text{ k}\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within $\pm 4 \text{ volts}$ of $V^+/2$ as shown in Figure 5. As this bias level approaches $V^+/2$, 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 55 dB .

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V^+ .

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



๑. CHARACTERISTICS ของแกน FERRITE

■ TOMITA FERRITE MATERIAL TERMS AND DEFINITIONS

μ_{iac} A.C. Initial Permeability
 μ_{iac} is defined as the limiting value of permeability of a ferrite core at the origin of the curve of initial magnetization:

$$\mu_{iac} = \frac{1}{\mu_0} \lim_{\bar{H} \rightarrow 0} \frac{\bar{B}}{\bar{H}}$$

μ_0 permeability of vacuum
 \bar{H} A.C. magnetic flux density
 \bar{B} A.C. magnetic field strength

$\tan \delta / \mu_{iac}$ Relative Loss Factor
 Defined as the quotient of loss factor $\tan \delta$ and μ_{iac} .

$\alpha_{\mu T}$ Relative Temperature Coefficient
 Temperature coefficient of permeability is defined as

$$\alpha_{\mu} = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} \quad (T_2 > T_1)$$

μ_1 permeability at temperature T_1
 μ_2 permeability at temperature T_2

And $\alpha_{\mu T}$ is defined as follows.

$$\alpha_{\mu T} = \frac{\alpha_{\mu}}{\mu_1} = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1^2} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} \quad (T_2 > T_1)$$

$T^{\circ}C$ Curie Temperature
 The critical temperature at which ferrites practically lose their magnetic characteristics.

DF Disaccommodation Factor
 Disaccommodation means the variation of permeability with time at constant temperature. The permeability variation with time is almost linear if time is plotted logarithmically. Therefore DF is defined as-

$$DF = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\log_{10} \frac{t_2}{t_1}} \cdot \frac{1}{\mu_1^2} \quad (t_2 > t_1)$$

μ_1 permeability at time t_1
 μ_2 permeability at time t_2

ρ Electrical Resistivity (Ω cm)

Bms Effective Saturation Magnetic Flux Density (Gauss)

Hcms Effective Coercivity (Oe)
 A hysteresis loop is drawn with flux density B as the vertical axis and field strength H as horizontal. Hcms is the strength at which the loop cross the horizontal line. Bms is the value where the flux density reaches a peak at high field strength.

d Specific Gravity (g/cm^3)

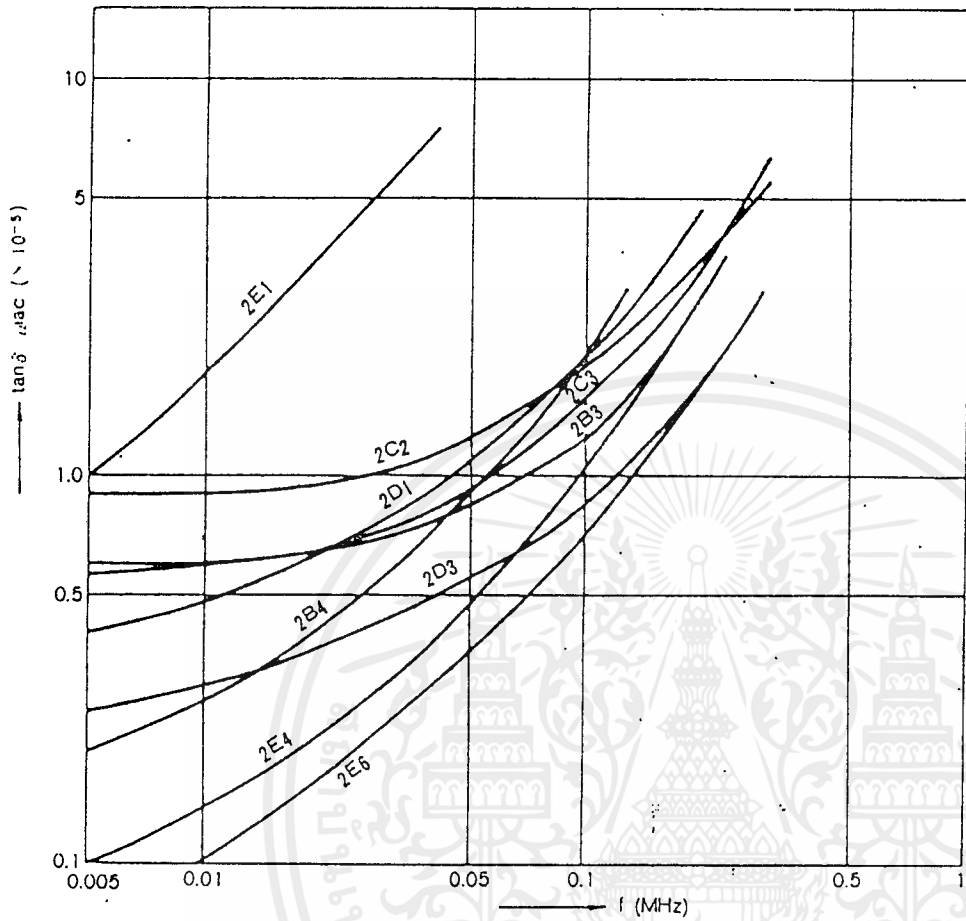
Material Characteristics

☒ Standard Characteristics of Materials — (1)

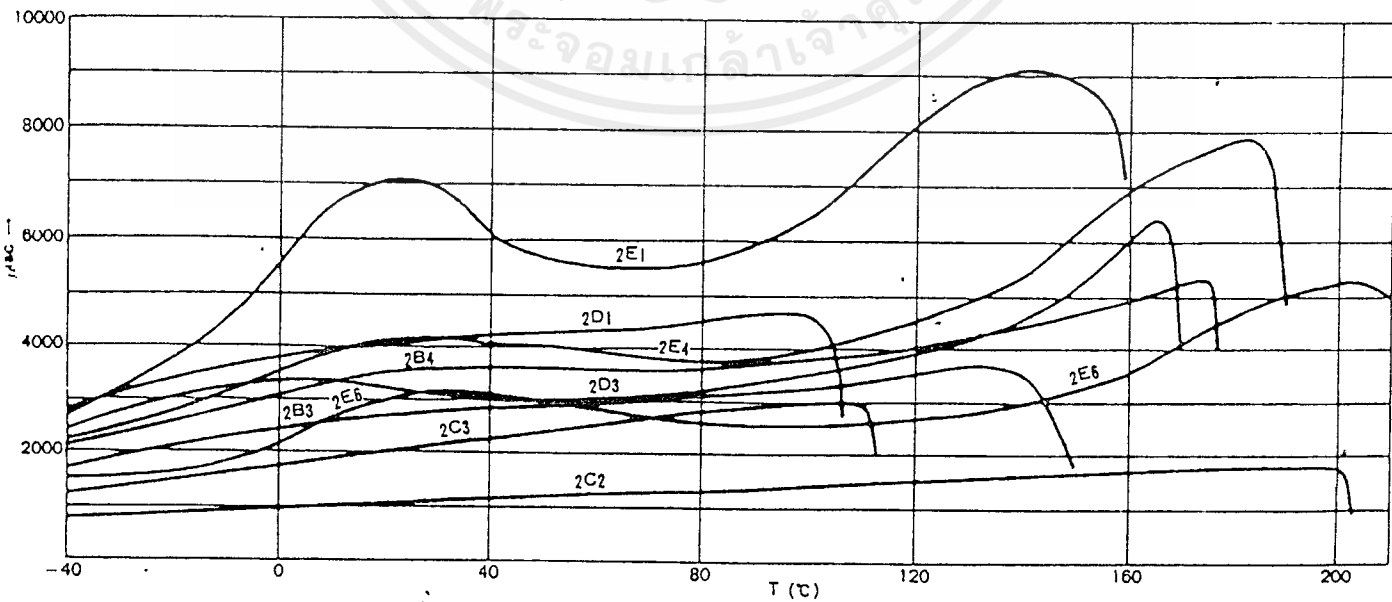
Materials	μ_{iac}	$\tan \sigma / \mu_{iac}$ ($\times 10^{-3}$) 10kHz	$\alpha \mu r$ ($\times 10^{-4}$)	TC (°C)	f (MHz)	DF (10^{-4}) 1-10min	ρ ($\Omega \cdot \text{cm}$)	E_{ms} (G)	H_{cms} (Oe)	d g/cm ³
2 B 3	2700 $\pm 20\%$	0.6	1.0	140	<0.2	< 3	80	4400 (150e)	0.20	4.9
2 B 4	3500 $\pm 20\%$	0.3	0.1	170	<0.2	< 1	40	4300 (150e)	0.25	4.9
2 C 2	1100 $\pm 20\%$	0.9	4	200	<0.3	< 7	20	4200 (150e)	0.35	4.3
2 C 3	2000 $\pm 20\%$	0.6	3	110	<0.2	< 4	130	3700 (150e)	0.20	4.9
2 D 1	4000 $\pm 20\%$	0.5	0.3	105	<0.1	< 2	13	3800 (150e)	0.15	4.9
2 D 3	3000 $\pm 20\%$	0.3	-0.4	160	<0.3	< 2	90	4500 (150e)	0.15	4.9
2 E 1	7000 $\pm 25\%$	1.8	-0.8	150	<0.1	< 2	1.2	4150 (150e)	0.1	4.9
2 E 4	4000 $\pm 20\%$	0.15	-0.5	180	<0.2	< 5	10	4500 (150e)	0.15	4.8
2 E 6	3000 $\pm 20\%$	0.1	-0.5	200	<0.3	-	23	4900 (150e)	0.15	4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

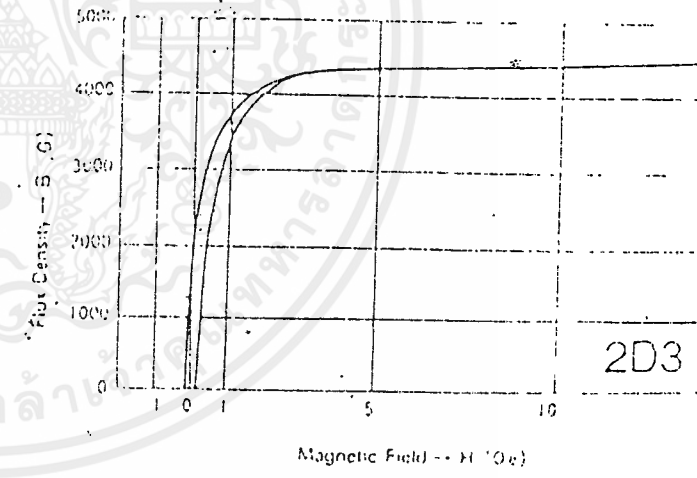
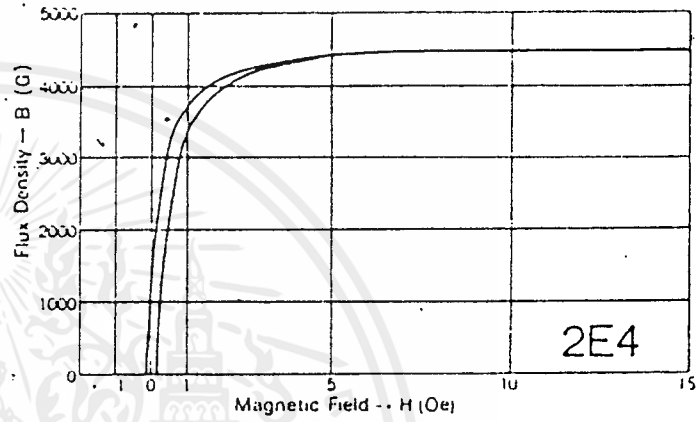
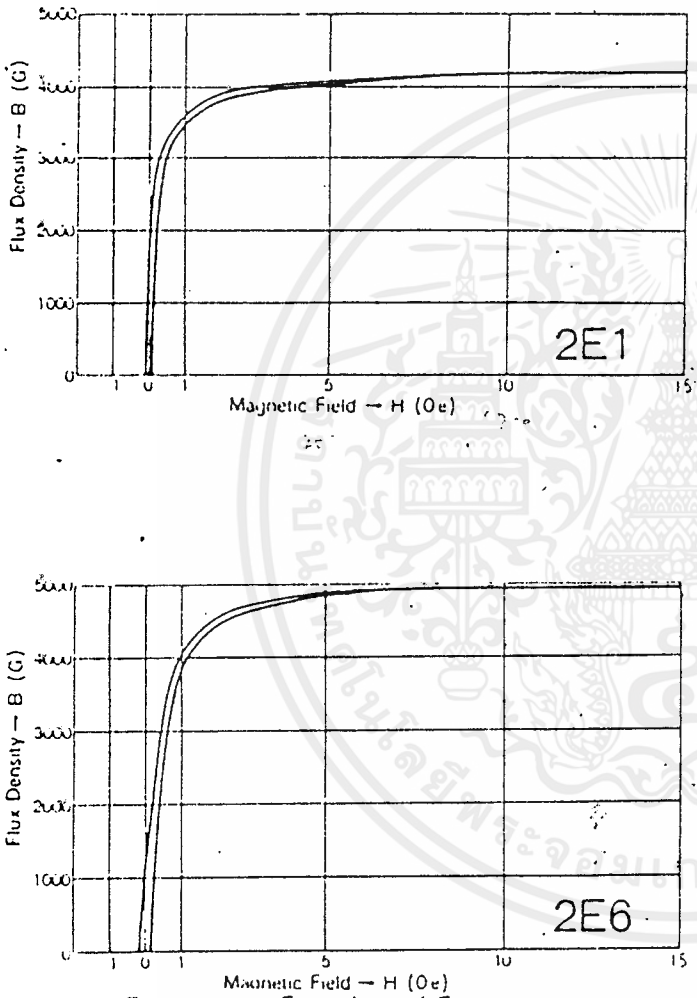
Relative Loss Factor as a Function of Frequency



Permeability Factor as a Function of Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

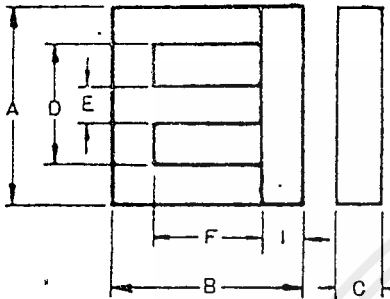


Relative Loss Factor as a Function of Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

■ Shape of EI Type Cores

■ Dimensions



Cores	A	B	C	D	E	F	I
E I-50	60.0±0.9	44.0±0.8	16.0 ⁺⁰ _{-0.3}	44.5±0.7	16.0 ⁺⁰ _{-0.8}	28.0±0.5	8.0 ⁺⁰ _{-0.3}
E I-50	50.0±0.8	42.0±0.6	15.0 ⁺⁰ _{-0.8}	35.0±0.6	15.0 ⁺⁰ _{-0.8}	25.0±0.4	8.5 ⁺⁰ _{-0.3}
E I-44	44.0±0.6	37.5±0.6	15.3 ⁺⁰ _{-0.6}	31.7±0.5	12.0 ⁺⁰ _{-0.6}	23.5±0.3	7.2±0.2
E I-40B	40.0±0.6	33.8±0.6	12.0 ⁺⁰ _{-0.6}	28.0±0.5	12.0 ⁺⁰ _{-0.6}	21.4±0.3	6.7±0.2
E I-40	40.0±0.6	34.7±0.6	12.0 ⁺⁰ _{-0.7}	27.5±0.5	12.0 ⁺⁰ _{-0.7}	20.4±0.3	7.2±0.3
E I-35	35.0 ^{+0.5} _{-0.7}	28.55±0.5	9.5±0.3	25.6±0.5	9.5±0.3	19.05±0.3	4.75±0.2
E I-33	33.0±0.5	28.6±0.5	13.0 ⁺⁰ _{-0.5}	24.0±0.5	10.0 ⁺⁰ _{-0.5}	19.2±0.3	5.2±0.2
E I-30A	30.0 ^{+0.7} _{-0.2}	26.5 ^{+0.3} _{-0.2}	11.0 ⁺⁰ _{-0.7}	20.0 ^{+0.7} ₋₀	11.0 ⁺⁰ _{-0.7}	16.0 ^{+0.6} ₋₀	5.5±0.2
E I-30	30.0±0.5	26.0±0.5	10.0 ⁺⁰ _{-0.6}	20.0±0.4	10.0 ⁺⁰ _{-0.6}	16.0±0.3	5.5±0.2
E I-28A	28.0±0.4	21.0±0.5	11.5 ⁺⁰ _{-0.6}	19.3±0.3	8.0 ⁺⁰ _{-0.6}	11.4±0.3	4.8±0.2
E I-28	28.0±0.4	21.5±0.5	11.0 ⁺⁰ _{-0.5}	18.6 ^{+0.5} ₋₀	7.5 ⁺⁰ _{-0.5}	12.5±0.3	4.5±0.2
E I-25.4	25.4±0.4	19.05±0.5	6.35±0.25	19.0±0.3	6.35±0.3	12.7±0.3	3.2±0.2
E I-25A	25.4±0.4	25.4±0.4	7.5 ⁺⁰ _{-0.6}	17.5 ^{+0.8} ₋₀	7.5 ⁺⁰ _{-0.5}	17.75±0.4	4.45±0.2
E I-25	25.0±0.4	20.0±0.4	6.55±0.3	18.6±0.3	6.55±0.3	13.6±0.25	3.2±0.15
E I-22B	22.0±0.4	19.4±0.4	5.7±0.2	16.5±0.3	5.7±0.2	11.4±0.2	4.0±0.2
E I-22A	$\frac{E 22.0±0.4}{I 22.7±0.4}$	18.8±0.4	5.7±0.2	15.75 ^{+0.5} ₋₀	5.7±0.2	10.8±0.2	4.0±0.2
E I-22	22.0±0.4	18.6±0.4	6.0 ⁺⁰ _{-0.6}	14.0±0.3	6.0 ⁺⁰ _{-0.6}	10.6±0.3	4.0±0.2
E I-19A	19.0±0.3	15.8±0.4	5.2 ⁺⁰ _{-0.4}	14.5±0.3	4.7 ⁺⁰ _{-0.5}	11.0±0.3	2.4±0.2
E I-19	19.0±0.3	15.9±0.4	5.1 ⁺⁰ _{-0.5}	14.0±0.3	5.1 ⁺⁰ _{-0.5}	11.3±0.3	2.35±0.2
E I-16	16.0±0.3	14.3±0.4	5.1 ⁺⁰ _{-0.4}	12.0±0.3	4.2 ⁺⁰ _{-0.4}	10.2±0.3	2.05±0.2
E I-12.5	$\frac{E 12.5±0.2}{I 12.6±0.2}$	9.1±0.4	5.0±0.2	9.2 ^{+0.25} _{-0.15}	2.5 ^{+0.1} _{-0.2}	5.0±0.15	1.6±0.15
E I-12	12.0±0.3	9.6±0.3	3.0 ⁺⁰ _{-0.4}	8.0±0.3	3.0 ⁺⁰ _{-0.4}	5.6±0.3	2.0±0.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ โดยได้รับความแนะนำ และสนับสนุน
อุปกรณ์ในการทดลองตลอดจนการแก้ไขปัญหา สถานที่ในการทำการทดลองจาก อ.สิงห์ทอง
พัฒนเศรษฐวานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของโครงการนี้ ขอขอบคุณ คุณสาท คำมูล
ที่ช่วยเหลือเกี่ยวกับการเบิกเครื่องมือ-อุปกรณ์ในการทำการทดลอง ตลอดจนอาจารย์ภาค
วิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ที่ได้ถ่ายทอดความรู้ซึ่งเป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่ง
ในการทำโครงการนี้ และในการพิมพ์ต้นฉบับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับความช่วยเหลือจาก
คุณกนกพร ประสิทธิ์ผล ผู้จัดทำขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. V. JOSEPH THOTTUVELIL, THOMAS G. WILSON, AND HARRY A. OWEN, JR., "High-Frequency Measurement techniques for magnetic cores", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONIC VOL.5.NO.1, JANUARY 1990
2. Nikkei Electronic's editorial staff, THE MEASUREMENT OF THE HIGH FREQUENCY CHARACTERISTICS OF MAGNETIC MATERIALS, Masayuki Kido, Test & Measuring Instruments Division, IWATSU ELECTRIC CO.,LTD
3. RAMAKANT A. GAYAKWAD "OP-AMP AND LINEAR INTEGRATED CIRCUIT", Englewood cliffs, (New Jersey), PP. 256-259, 498-500, 1988
4. ERIC LOWDON " PRACTICAL TRANSFORMER DESIGN HANDBOOK ", Howard W.Sams' & Co., Inc., 1980
5. รศ.ดร. นีระศักดิ์ วรสนทโรสถ "เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1", หน้า 29-120, โรงพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าวิทยาเขตพระนครเหนือ 2523
6. รศ. สัมพันธ์ หาญชเล "เครื่องกลไฟฟ้า 1", หน้า 2-1, 2-46, 2523