

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING

โดย

นายบริพัตร นิลบล 34190017

Mr. Boripat Nilaboon

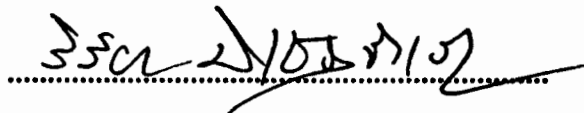
นาย วีระ เวชมงคล 34190025

Mr. Watchara Vatchamongkol

นาย วีระ กীরติวิทยารณ 34190027

Mr. Wera Keerativiyaporn

อาจารย์ที่ปรึกษา



(รศ.ดร. วีระ พิเชษฐจำเริญ)

ขั้นตอนในการศึกษาและทดสอบโครงการ

จุดประสงค์ เพื่อให้โครงการนี้สามารถแสดงผลตามที่ต้องการและทันเวลาซึ่งได้จัดวางขั้นตอนการทำงานดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ศึกษาและแสดงทฤษฎีหลักการการทำงานเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน (INDUCTION HEATING)

ขั้นตอนที่ 2 ออกแบบและสร้างวงจร

ขั้นตอนที่ 3 ออกแบบและสร้างหม้อแปลงความถี่สูง, ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

ขั้นตอนที่ 4 นำอุปกรณ์แต่ละส่วนมาประกอบเข้าด้วยกัน

ขั้นตอนที่ 5 ทดสอบ

ขั้นตอนที่ 6 วิเคราะห์ผลการทดสอบ

ขั้นตอนที่ 7 ประมวลผล

ขั้นตอนที่ 8 วิจารณ์และสรุป

การเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING

โดย นายบริพัตร นิลบด
นายวัชระ เวชมงคล
นายวีระ กิริติวิริยาภรณ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

.....
รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการใช้ POWER MOSFET สำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่ความถี่รีโซแนนซ์ความถี่ที่ POWER MOSFET ทำงานนี้ ถูกควบคุมโดย Computer อาศัยหลักการที่ว่าถ้าค่ากระแสเอาท์พุทที่สูงสุด จะได้เป็นจุดที่เกิดภาวะรีโซแนนซ์ Computer จะล็อกค่าความถี่รีโซแนนซ์นั้นไว้เพื่อให้ POWER MOSFET ทำงานภายใต้ความถี่รีโซแนนซ์ได้อย่างถูกต้อง

ABSTRACT

A POWER MOSFET for an induction heating system with various resonance frequencies is proposed. The various resonance frequency for the POWER MOSFET worked is controlled by Computer. The principle of the Induction Heating is that operating resonance frequency for POWER MOSFET kept the maximum current. The computer will be locked resonance frequency for POWER MOSFET worked under resonance frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

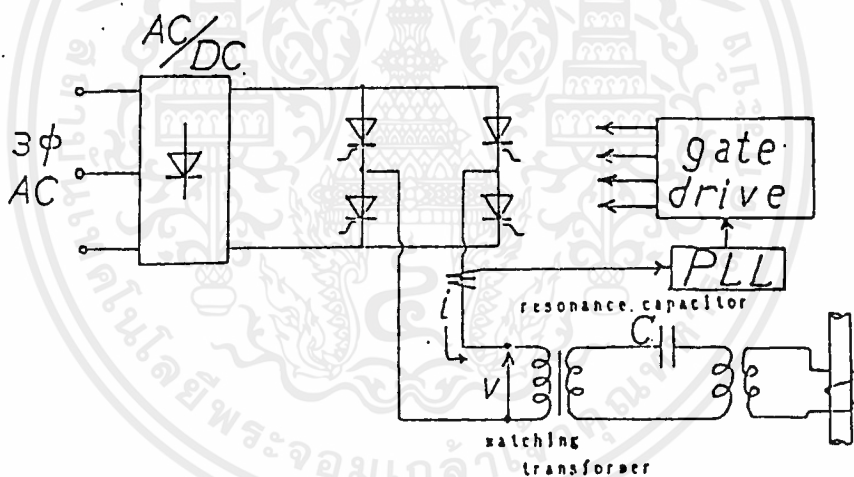
	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การเหนี่ยวนำความร้อน	3
บทนำ	3
ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน	8
การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานในอุดมคติ	8
การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานในทรงกระบอก	16
การประมาณการของความร้อนที่ใช้ในการเหนี่ยวนำ	20
ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับโครงสร้างของโลหะผสมคาร์บอน	25
กลไกการชุบแข็ง	27
การเลือกความถี่ในการชุบแข็ง	28
การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	31
บทที่ 3 โครงสร้างของระบบเหนี่ยวนำความร้อน	38
ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับ POWER MOSFET	38
อินเวอร์เตอร์	43
วงจรขับ	44
สับเบอ์	46
วงจรวีทูปเฟ	48
วงจรจัดเนื้อพัลส์	49
วงจรป้องกัน	51
วงจร Overcurrent Protection and Senser Current	51

วงจรถ่าย Operated	52
วงจรถ่าย Delay Time for Initial Current	54
หม้อแปลงความถี่สูง	55
ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	58
บทที่ 4 การควบคุม	66
ลำดับขั้นการทำงาน	66
ทฤษฎีการ interface	69
รายละเอียดของวงจรถ่าย D/A	74
รายละเอียดของวงจรถ่าย A/D	78
สัญญาณต่างๆบนสลอต์ของ IBM/PC	81
การ interface เข้ากับ computer	89
การเชื่อม D/A กับ IBM/PC	91
การเชื่อม A/D กับ IBM/PC	94
บทที่ 5 ผลการทดลอง	98
บทที่ 6 สรุปผลและวิจารณ์	112
ภาคผนวก	115
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

บทที่ 1

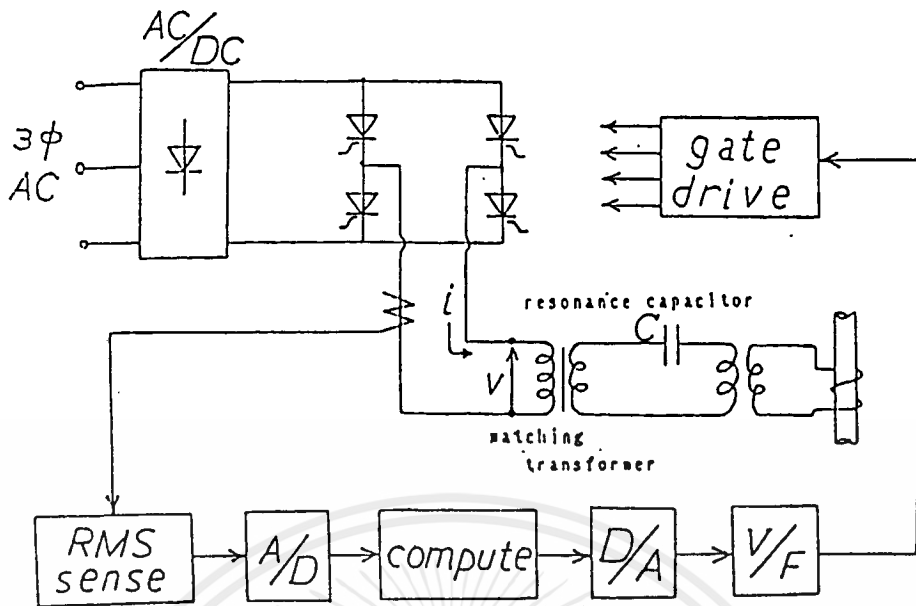
บทนำ

ระบบเหนี่ยวนำความร้อนนั้นจะถูกขับให้ทำงานภายใต้สภาวะความถี่โซแนนซ์ ซึ่งเงื่อนไขการเกิดสภาวะดังกล่าว ขึ้นอยู่กับขนาดและคุณภาพของวัตถุที่จะเหนี่ยวนำให้ร้อน ค่าคาปาซิแตนซ์และอื่นๆโดยทั่วไปวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป (PLL) จะถูกนำมาใช้เพื่อสร้างสภาวะดังกล่าว ในระบบเหนี่ยวนำความร้อนแบบเก๋าดังรูปที่ 1.1 จะไม่สามารถใช้ได้ในกรณีที่ความถี่โซแนนซ์ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงที่กว้าง เพราะค่าความถี่โซแนนซ์นั้น เราได้รู้ล่วงหน้ามาจากการทดสอบแล้ว และเงื่อนไขในการเหนี่ยวนำความร้อนนั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 1.1 วงจรของระบบเหนี่ยวนำความร้อนโดยทั่วไป

อย่างไรก็ตาม เมื่อมีความต้องการที่จะให้ระบบทำงานที่ความถี่ต่างกัน เช่น วัตถุบางชนิดสามารถที่จะเหนี่ยวนำให้ร้อนที่ความถี่สองค่า ดังนั้นระบบที่สามารถทำงานได้แม้ความถี่โซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปมากจึงเป็นที่ต้องการ จึงได้มีการนำเสนอระบบใหม่ ซึ่งสามารถใช้งานได้ดีกว่า ดังแสดงใน รูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 วงจรของระบบเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้ Computer แทน PLL

ระบบใหม่นี้มีการเปลี่ยนแปลงจากเดิมคือ การนำเอา computer เข้ามาทำงานแทนเฟสล็อกคูลซึ่งจะสามารถที่จะทำงานได้เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปมาก ๆ ซึ่งส่วนควบคุมความถี่ในระบบมีการทำงานดังนี้คือ เริ่มแรก computer จะคำนวณความถี่เริ่มต้นจากตัวประกอบต่าง ๆ ในวงจรและส่งเป็นสัญญาณดิจิทัลออกมา ผ่านวงจรตีเพื่อแปลงเป็นอนาลอก จากนั้นวีทูปก็จะเปลี่ยนให้เป็นความถี่ที่ต้องการอีกทีหนึ่ง ผ่านวงจรขับเพื่อไปทรูปปรกรณ์สวิทซึ่ง เราก็จะได้แหล่งจ่ายไฟสลับที่มีความถี่ที่เราต้องการ จากนั้นส่วนตรวจจับกระแสก็จะวัดค่ากระแสผ่านวงจรเอาทูดิแปลงกลับเป็นดิจิทัล เพื่อให้ computer ประมวลผลต่อไป เสร็จแล้ว computer ก็จะส่งข้อมูลออกมา ซึ่งทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงไป การทำงานก็จะวนเช่นนี้ไปเรื่อยๆจนกระทั่ง computer พบว่ากระแสที่วัดได้นั้นเป็นกระแสสูงสุด ก็จะเก็บค่าความถี่นั้นไว้ และถ้าหากค่ากระแสลดลงเมื่อวัตต์ร้อนขึ้น ทำให้ความถี่รีโซแนนซ์เปลี่ยนไป ส่วนควบคุมนี้ก็จะสามารถติดตามหาความถี่รีโซแนนซ์ได้

จากหลักการที่กล่าวมาข้างต้น เราจะเห็นว่าระบบนี้มีความเชื่อถือได้สูง เมื่อความถี่รีโซแนนซ์นั้นมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง เพราะว่าได้นำค่าสมบรูณ์ของสัญญาณที่ตรวจจับได้มาใช้ในการควบคุม ยิ่งไปกว่านั้นมีความรวดเร็วในการค้นหาความถี่รีโซแนนซ์ เนื่องจากได้กำหนดความถี่รีโซแนนซ์โดยประมาณไว้ก่อนที่จะทำการค้นหา

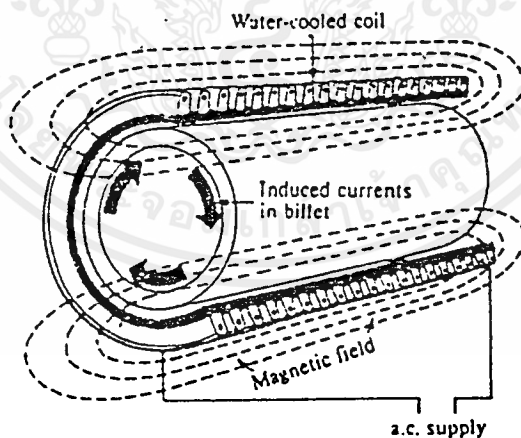
ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ จึงมุ่งเน้นที่จะศึกษาการนำเอาระบบควบคุมความถี่แบบใหม่นี้มาใช้ค้นหาความถี่รีโซแนนซ์ที่ต้องการ และสามารถเหนี่ยวนำความร้อนได้ที่พิกัดที่ต้องการ

บทที่ 2

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

2.1 บทนำ

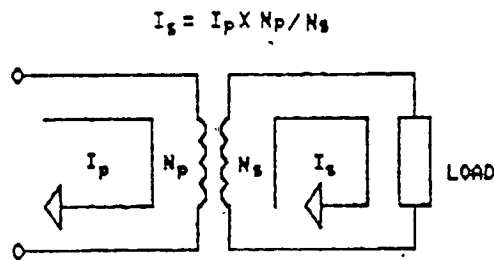
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating) เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ทั้งทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกันโดยมีสาเหตุมาจาก การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) จากสาเหตุมูลฐานทั้งสามสามารถอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคล่องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ถ้าชิ้นงานเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหล โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin Depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิดจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่นโดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน



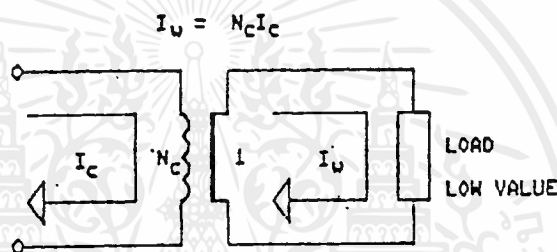
รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

รูปที่ 2.1 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย ถ้าวางชิ้นงานไว้ในขดลวดหรือใกล้กับขดลวด ชิ้นงานนั้นจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น พิจารณาทั้งระบบเป็นหม้อแปลงชุดหนึ่งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้าง

สนามแม่เหล็ก ส่วนชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบเป็นรอบหนึ่ง และมีโหลดต่ออยู่ในลักษณะเกือบลัดวงจรเพราะความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงโดยทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน จะเห็นว่าถ้า I_c เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กส่วน I_w เป็นกระแสที่ไหลในชิ้นงาน กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กัน

ดังนี้

$$I_w = N_c I_c \quad (2.1)$$

โดยที่ N_c คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ
กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานมีค่าเท่ากับ

$$P_w = N_c^2 I_c^2 R_w \quad (2.2)$$

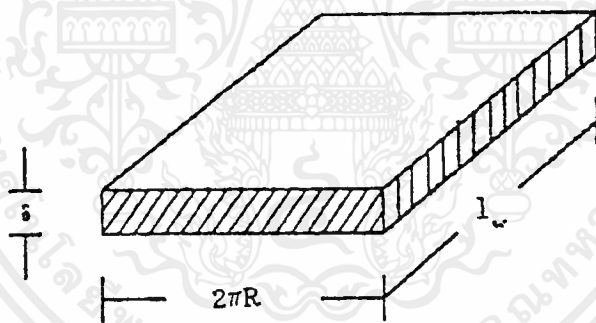
โดยที่ R_w คือความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงาน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.4 แสดงทิศทางการไหลของกระแสที่ขึ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิวถ้าพิจารณาว่ากระแส โดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลของขึ้นงานได้ดังรูปที่ 2.5 เมื่อทำการลัดขึ้นงานออกความต้านทานของขึ้นงานจะมีค่า

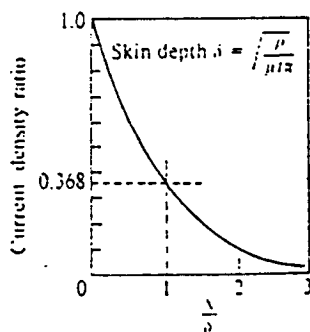
$$R_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_w} \quad (2.3)$$

- โดยที่ ρ คือสภาพความต้านทานจำเพาะของขึ้นงาน
 δ คือความลึกผิว
 μ คือค่าซาบซึมของขึ้นงานและ f_w คือ ค่าความถี่
 R คือรัศมีของขึ้นงานและ l_w คือความยาวของขึ้นงาน

จากสมการที่ (2.3) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทานความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของขึ้นงานด้วย



รูปที่ 2.4 ความต้านทานสมมูลของขึ้นงาน



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของขึ้นงาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ภายในเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นจำเป็นต้องเผยแพร่เอกสารนี้โดยไม่ผ่านการคัดลอก หรือการแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่อง จากปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิว เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพ เนนเชียล ที่ระดับความลึกผิวความหนาแน่นของกระแส จะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่น ของกระแสที่ผิวชิ้นงาน จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้

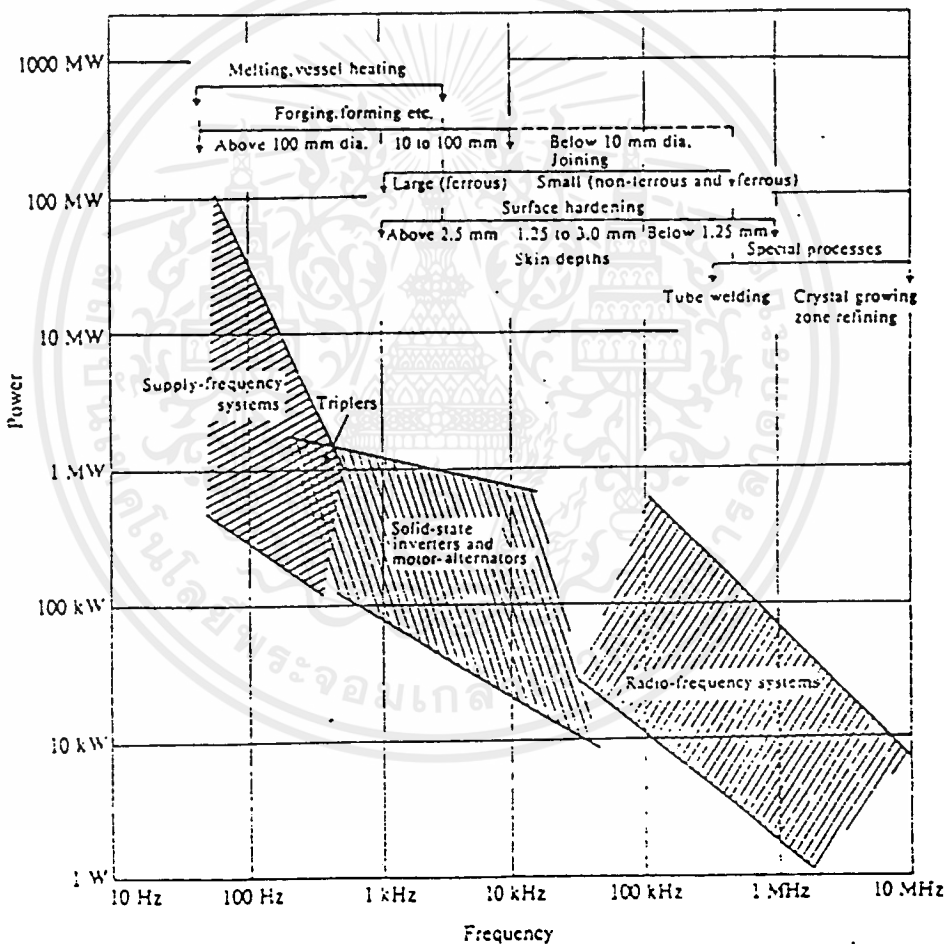
ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่า ไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตนเองอีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวก นอกจากนี้ยังสามารถทำให้เกิดความร้อนในเฉพาะ บริเวณที่ต้องการ ทั้งสามารถควบคุมระยะเวลาในการให้ความร้อนได้ ถ้าเป็นงานลักษณะชุบแข็งที่ผิว ยังสามารถเลือกระดับความลึกผิวที่ต้องการชุบแข็ง ได้โดยเลือกความถี่ที่ใช้งานให้เหมาะสมกับความต้องการ ระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีใช้ปัจจุบัน สามารถจำแนกได้ตามลักษณะการกำเนิดแรงดัน ไฟฟ้ากระแสสลับ และช่วงความถี่ในการใช้งานได้ดังนี้

2.1.1 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ไฟจากโรงไฟฟ้าโดยตรง แรงดันไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้ามี ความถี่ค่อนข้างต่ำจึงทำให้ระดับความลึกผิวในการให้ความร้อนมีค่ามาก ในบางกรณีอาจใช้หม้อแปลงที่ไม่ อิ่มตัวทวีคูณความถี่ เพื่อนำฮาร์มอนิกที่ 3 หรือฮาร์มอนิกที่ 5 มาใช้ในการเหนี่ยวนำแทน โดยปรกติเครื่อง ให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำประเภทนี้ จะใช้งานหลอมโลหะ ซึ่งมีกำลังหลายร้อยเมกะวัตต์

2.1.2 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เครื่องให้ความร้อน แบบเหนี่ยวนำชนิดนี้ จะใช้พลังงานจากโรงงานไฟฟ้ามาขับเคลื่อนมอเตอร์และใช้มอเตอร์ไปขับเคลื่อน เครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงขึ้น อยู่ในย่าน 500 เฮิรตซ์ ถึง 10 กิโลเฮิรตซ์ เครื่อง ให้ความร้อนชนิดนี้สามารถให้กำลังได้ หลายร้อยกิโลวัตต์ โดยทั่วไปจะใช้ในเตาเผาและขึ้นรูปโลหะ และ เตาเชื่อมโลหะ

2.1.3 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบสถิต เนื่องจากเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ มอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นพลวัต มีขีดจำกัดทางกลศาสตร์ทำให้ไม่สามารถเพิ่มความถี่ที่ใช้งานให้ สูงมากได้ เครื่องให้ความร้อนแบบสถิตจะใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำจำพวก ทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟต กำลัง หรือพาว์ไทรสเตอร์ เพื่อแปลงผันพลังงานให้เป็นไฟสลับอีกครั้งที่มีความถี่สูงขึ้น โดยใช้วงจรอิ นเวอร์เตอร์ เครื่องให้ความร้อนแบบสถิตนี้สามารถสร้างควาถี่ที่ใช้ในการชุบแข็งได้ตั้งแต่ความถี่ค่อนข้างต่ำ จนกระทั่งความถี่สูงๆระดับร้อยกิโลเฮิรตซ์ การใช้งานเครื่องให้ความร้อนแบบนี้จะมีที่ใช้ ลักษณะเดียวกับ เครื่องให้ความร้อนที่ใช้มอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

2.1.4 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ทำงานย่านความถี่วิทยุ โดยจะทำงานตั้งแต่ความถี่หลายร้อยกิโลเฮิรตซ์ จนถึงความถี่หลายเมกะเฮิรตซ์ ซึ่งปัจจุบันนี้ยังคงใช้หลอดสุญญากาศ เพราะสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำยังมีสมรรถนะในการใช้งาน ที่ความถี่สูงๆ ไม่ดีพอ เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะนี้ จะให้กำลังงานค่อนข้างต่ำ ในระดับหลายสิบกิโลวัตต์ เหมาะแก่านชุบแข็งผิว



รูปที่ 2.6 ประเภทลักษณะการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำใน

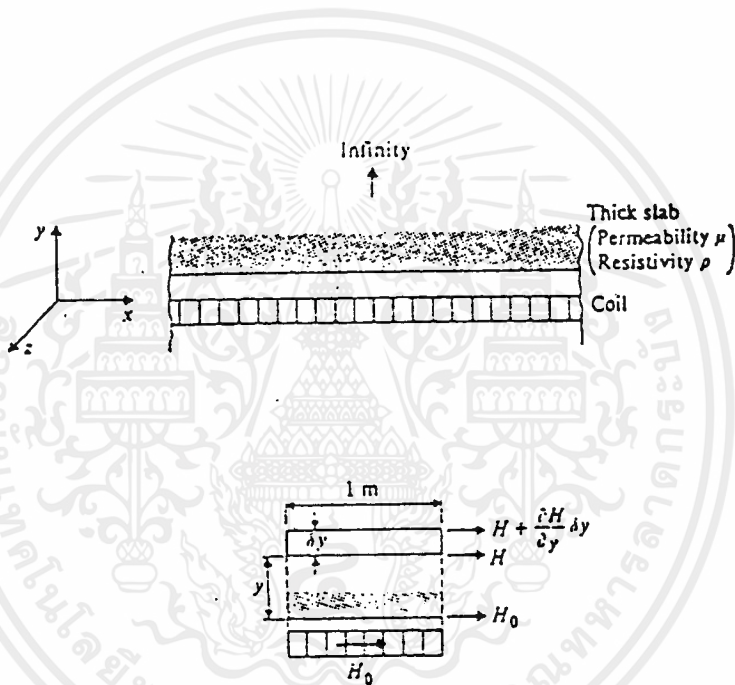
ย่านความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi-infinite slab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับชิ้นงาน ที่มีลักษณะเป็นทรงกระบอกได้ง่ายขึ้น



รูปที่ 2.7 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ

รูปที่ 2.7 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงานโดยถือว่าชิ้นงานยาวและหนามาก โดยชิ้นงานจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานที่มีลักษณะเป็นอุดมคติดังกล่าวเทียบได้กับโพลตรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ทำให้ที่ผิวชิ้นงานมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_0 เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับชิ้นงานมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน โดยความเข้มของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน x และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวชิ้นงานตามแกน z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวกเตอร์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสายเคเบิลที่ผิวชั้นงานดังนี้



$$\begin{aligned} H_x (y=0) &= H_{om} \cos \omega t \\ H_y &= 0 \\ H_z &= 0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

โดยที่ H_{om} คือค่ายอดของ H_x ที่ผิวชั้นงาน ($y = 0$) จากสมการ พื้นฐานทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่า

$$\begin{aligned} \nabla^2 \vec{H} &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \nabla^2 \vec{E} &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\nabla^2 \vec{J} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{J}}{\partial t}$$

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = \frac{\mu}{\rho} \left(\frac{\partial H_x}{\partial t} + \frac{\partial H_y}{\partial t} + \frac{\partial H_z}{\partial t} \right) \quad (2.6)$$

เนื่องจากชั้นงานมีลักษณะเป็นอุดมคติทำให้ $H_y = H_z = 0$ ดังนั้น \vec{H} จะมีส่วนประกอบในทิศทางแกน x อย่างเดียว แสดงว่า

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (2.7)$$

คำตอบของสมการอนุพันธ์ย่อยจะมีผลเฉลยในรูป $H_x = H_x(y) \cos \omega t$ ซึ่ง $H_x(y)$ คือการเปลี่ยนแปลงของ H_x กับระยะทางในแนวแกน y ซึ่งสามารถเขียนสมการที่ (2.7) ใหม่ในรูปสมการเชิงซ้อนได้ดังนี้

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - j \frac{\mu}{\rho} \omega H_x = 0 \quad (2.8)$$

ให้ $\alpha^2 = \frac{\mu \omega}{2\rho} = \frac{1}{\delta^2}$ (2.9)

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - 2j \alpha^2 H_x = 0 \quad (2.10)$$

เขียนสมการใหม่ได้

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - k^2 H_x = 0 \quad (2.11)$$

โดยที่ $k^2 = 2j\alpha^2$ สมการข้างบนจะมีผลเฉลยดังนี้

$$H_x(y) = A_1 \exp(ky) + A_2 \exp(-ky) \quad (2.12)$$

จากเงื่อนไขขอบเขตเมื่อ $y = \infty$; H_x จะมีค่าจำกัดค่าใดค่าหนึ่งแสดงว่า $A_1 = 0$ และเมื่อ $y = 0$; $H_x(y) = H_{om} \exp(j\omega t)$ ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-ky) \exp(j\omega t) \quad (2.13)$$

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\sqrt{2j} \alpha y) \exp(j\omega t) \quad (2.14)$$

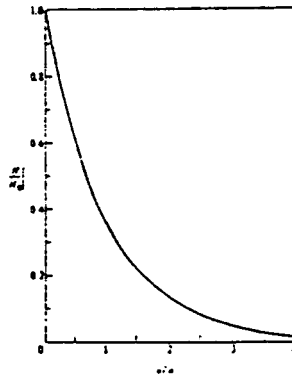
แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1+j)$ ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y (1+j)) \exp(j\omega t) \quad (2.15)$$

ใช้คำตอบเฉพาะส่วนจริง

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.16)$$

จากผลเฉลยตามสมการที่ (2.16) พบว่าที่ผิวของชิ้นงาน $y = 0$; $H_x = H_{om} \cos \omega t$ ตามเงื่อนไขที่สมมติไว้ และที่ระยะใดๆ จากผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน y ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ระยะใดๆ จากผิวของชิ้นงานจะเป็นแบบล้าหลังเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิวเป็นปริมาณ $\alpha y = \frac{y}{\delta}$



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.16) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัดส่วนของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะใดๆ กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.8 ถ้ากำหนดให้ความลึกผิวแทนด้วยสัญลักษณ์ ความลึกผิวนี้จะมีค่า $\sqrt{\rho/(\pi f \mu_r \mu_0)}$ จะเห็นว่าที่ระดับความลึกผิว ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพียง 0.368 ของค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ส่วนค่าความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

จาก
$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.17)$$

$$B_x(y) = B_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.18)$$

และจาก
$$\vec{J} = \text{curl}(\vec{H}) \quad (2.19)$$

แสดงว่า
$$\vec{J}_z = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \vec{k} ; \vec{J}_x = 0 ; \vec{J}_y = 0 \quad (2.20)$$

$$\vec{J}_z = \left\{ \alpha \sqrt{2} j \exp(-\alpha y \sqrt{2} j + j \omega t) \right\} H_{om} \vec{k} \quad (2.21)$$

$$\vec{J}_z = \left\{ \alpha \sqrt{2} \exp\left(-\alpha y (1+j) + j \omega t + j \frac{\pi}{4}\right) \right\} H_{om} \vec{k} \quad (2.22)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้
$$\vec{J}_z = \alpha \sqrt{2} H_{om} \left[\exp(-\alpha y) \cos\left(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}\right) \right] \vec{k} \quad (2.23)$$

จะเห็นว่าความหนาแน่นกระแสที่เหนี่ยวนำมีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ และมีมุมเฟสหน้าหน้าความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$

เมื่อ $y=0$

$$\begin{aligned} J_{z0} &= \alpha\sqrt{2} H_{om} \exp j(\omega t + \pi/4) \\ J_{z0} &= \alpha\sqrt{2} H_{om} \exp (j \pi/4) \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} J_z(y) &= J_{om} \exp (j \omega t - \alpha y \sqrt{2} j) \\ J_z(y) &= J_{om} \exp (-\alpha y) \cos (\omega t - \alpha y) \end{aligned} \quad (2.25)$$

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

$$E_z = \rho J_z \quad (2.26)$$

$$E_z = \rho J_{om} \exp (-\alpha y) \cos (\omega t - \alpha y) \quad (2.27)$$

จากผลเฉลยจากข้างต้นจะพบว่าปริมาณ \vec{H} ; \vec{B} ; \vec{J} และ \vec{E} จะมีลักษณะที่เหมือนกันคือ เป็นไปตามปรากฏการณ์ผิว และจากความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่ากระแสผลรวมต่อหน่วยความยาวได้ดังนี้

$$I = \int_0^{\infty} J_z (y) dy \quad (2.28)$$

$$I = \int_0^{\infty} J_{om} \exp (-\alpha y) \cos (\omega t - \alpha y) dy$$

$$I = J_{om} \operatorname{Re} \left[\int_0^{\infty} \exp (j \omega t - (1+j) \alpha y) dy \right]$$

$$I = J_{om} \operatorname{Re} \left[\frac{\exp (j \omega t)}{(1+j) \alpha} \right]$$

$$I = \frac{J_{om}}{\sqrt{2} \alpha} \cos (\omega t - \pi/4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลเฉลยของสมการที่ (2.28) จะพบว่ากระแสผลรวมความยาวต่อหนึ่งความยาวจะมีมุมเฟสล่า
หลังมุมเฟสของความหนาแน่นกระแสที่ผิวอยู่ $\pi/4$ แต่จาก

$$J_{om} = \alpha\sqrt{2} H_{om} \exp(j\pi/4) \quad (2.29)$$

แสดงว่า

$$I = \alpha\sqrt{2} H_{om} \exp(j(\omega t - \pi/4)) \exp[(j\pi/4)] / \alpha\sqrt{2}$$

$$I = H_{om} \exp(j\omega t) \quad (2.30)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

$$I = H_{om} \cos \omega t \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นว่ากระแสต่อหนึ่งความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ซึ่ง
สอดคล้องกับกฎฟาราเดย์ที่ว่า

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (2.32)$$

$$H(X1) = I$$

หรือ

$$I = H_{om} \cos \omega t$$

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในชิ้นงานย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตร ที่
ผิวชิ้นงานจะมีค่า

$$P_s = \int_0^\infty \rho J_z^2(y) dy \quad (x1) \quad (x1) \quad (2.33)$$

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสีย ต่อหนึ่งพื้นที่ จึงต้อง
หาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.33) จึงเป็น

$$P_s = \frac{\rho}{T} J_{om}^2 \int_0^T \int_0^\infty \exp(-2\alpha y) \cos^2(\omega t - \alpha y) dy dt \quad (2.34)$$

$$P_s = \frac{\rho}{2} J_{om}^2 \exp(-2\alpha y) dy \quad (2.35)$$

$$P_s = \frac{\rho}{4\alpha} J_{om}^2$$

$$P_s = \frac{\rho \delta}{4} J_{om}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่จาก

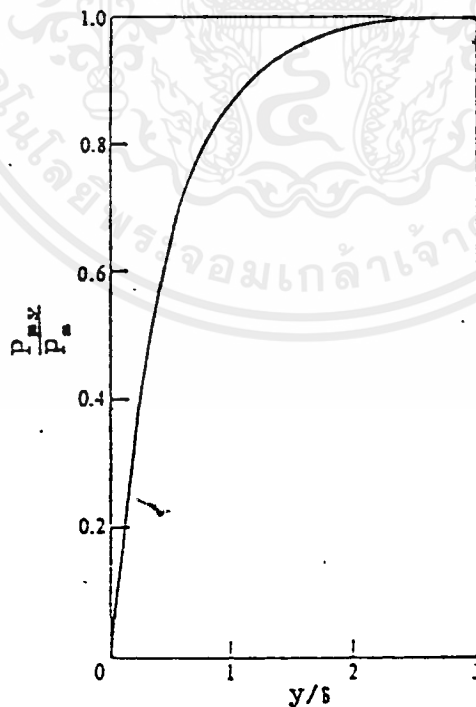
$$|J_{om}| = \frac{\sqrt{2}|H_{om}|}{\delta} = \frac{2 H_0}{\delta}$$

$$P_s = \frac{\rho}{\delta} H_0^2 \quad (2.36)$$

$$\frac{P_{sy}}{P_s} = 1 - \exp(-2 \alpha y) \quad (2.37)$$

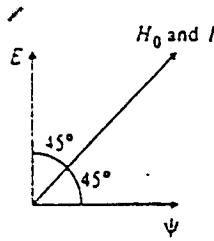
โดยที่ H_0 คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ H_{om} ถ้าให้ P_{sy} คือกำลังสูญเสียของชิ้นงานจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ P_{sy} กับ P_s แสดงดังสมการที่ (2.37) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} และ P_s กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดง ดังรูปที่ 2.9 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมต่อหนึ่งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เกิดจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กดังกล่าว ได้ดังนี้

$$\phi = \int B_x(y) \cdot dy$$



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง
ความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

$$\phi = \text{Real} \left[\mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp(j\omega t - (1+j)y) dy \right] \quad (2.38)$$

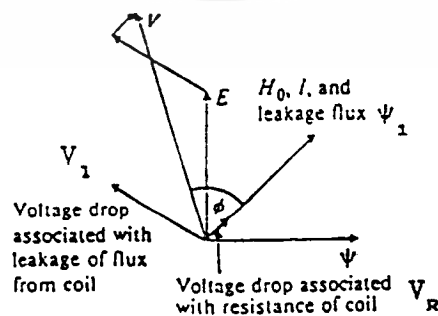
$$\phi = \frac{\mu H_{om}}{\alpha \sqrt{2}} \cos(\omega t - \pi/4) \quad (2.39)$$

และจาก

$$E = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.40)$$

$$E = -\frac{\mu N}{\alpha \sqrt{2}} H_{om} \sin(\omega t - \pi/4)$$

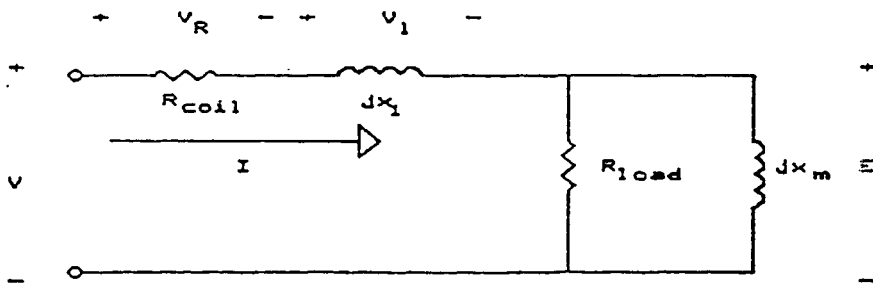
$$E = \frac{\mu H_{om} N \omega}{\alpha \sqrt{2}} \cos(\omega t - \pi/4) \quad (2.41)$$



รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก

กับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.41) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$ และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\pi/4$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่างๆ ได้ดังรูป 2.10 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่าในกรณีที่ชิ้นงานเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล้าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนจริงและ ส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลย์มีค่าเท่ากัน แต่ตามความเป็นจริง ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่ค่าหนึ่งแล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.11 และสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.12

2.2.2 การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานทรงกระบอก

การพิจารณาการเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานอุดมคติ จะต่างกับในทางปฏิบัติเพราะชิ้นงานมีขอบเขตที่จำกัด ในที่นี้จะพิจารณาชิ้นงานที่มีลักษณะทรงกระบอก เพื่อความสะดวกจะใช้พิกัดทรงกระบอก

$$\text{สมมติให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ} \quad H = H_m \cos \omega t$$

สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในพิกัดทรงกระบอกคือ

$$\frac{d^2 H}{dt^2} + \frac{1}{r} \frac{dH}{dt} - k^2 H = 0 \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยที่} \quad k = \frac{j \mu \omega}{\rho} = 2 \alpha^2 j \quad (2.43)$$

$$H = A I_0(kr) + B I_0(kr) \quad (2.44)$$

ผลลัพธ์ของสมการนี้จะอยู่ในรูป Bessel's Function โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (2.44) โดยที่ I_0 และ K_0 คือ Bessel's Function อันดับศูนย์ A และ B คือค่าคงที่ จากผลลัพธ์ในสมการ (2.44) จะต้องหาค่าคงที่ทั้งสอง โดยแทนเงื่อนไขขอบเขตของชิ้นงานในพิกัดทรงกระบอก ซึ่งจะได้ดังนี้

$$\frac{H_r}{H_R} = \frac{\text{ber } \sqrt{2} \alpha r + j \text{bei } \sqrt{2} \alpha r}{\text{ber } \sqrt{2} \alpha R + j \text{bei } \sqrt{2} \alpha R} \quad (2.45)$$

โดยที่ H_r คือความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานและ H_R คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะ r จากศูนย์กลางชิ้นงาน และสามารถคำนวณความหนาแน่นกระแสได้ดังนี้

$$J_r = \sqrt{2} \alpha H_R \frac{\text{ber}' \sqrt{2} \alpha r + j \text{bei}' \sqrt{2} \alpha r}{\text{ber } \sqrt{2} \alpha R + j \text{bei } \sqrt{2} \alpha R} \quad (2.46)$$

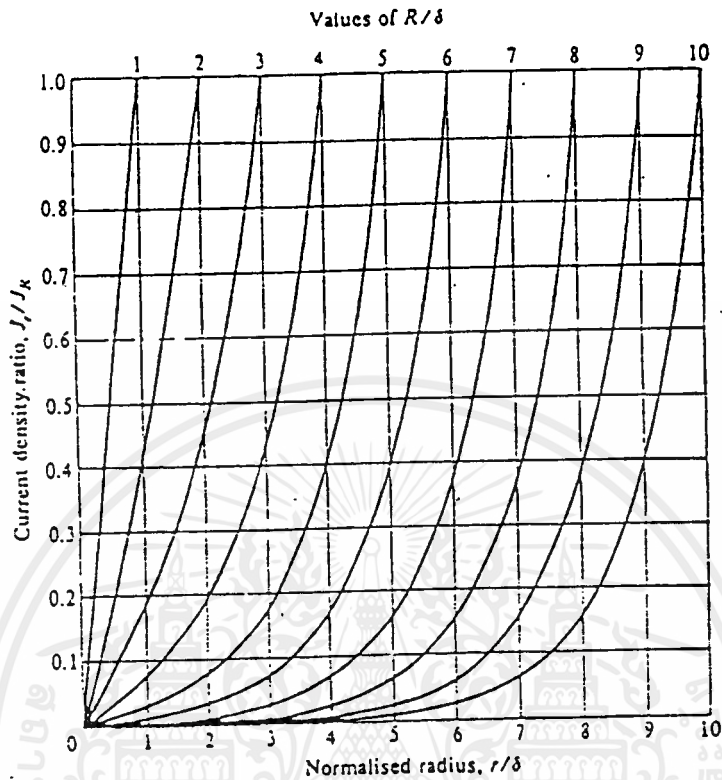
$$\frac{J_r}{J_R} = \frac{\text{ber}' \sqrt{2} \alpha r + j \text{bei}' \sqrt{2} \alpha r}{\text{ber}' \sqrt{2} \alpha R + j \text{bei}' \sqrt{2} \alpha R} \quad (2.47)$$

$$\left| \frac{J_r}{J_R} \right| = \sqrt{\frac{(\text{ber}' \sqrt{2} \alpha r)^2 + (\text{bei}' \sqrt{2} \alpha r)^2}{(\text{ber}' \sqrt{2} \alpha R)^2 + (\text{bei}' \sqrt{2} \alpha R)^2}} \quad (2.48)$$

จากสมการข้างต้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $|J_r/J_R|$ กับ r/δ โดยมี R/δ เป็นตัวพารามิเตอร์ ดังรูปที่ 2.13 และสามารถหาฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมได้ดังสมการ (2.50)

$$\phi_r = \left[\frac{2 \pi \mu H_{Rm} r}{\sqrt{2} \alpha} \right] \left[\frac{\text{bei}' \sqrt{2} \alpha r - j \text{ber}' \sqrt{2} \alpha r}{\text{ber } \sqrt{2} \alpha r + j \text{bei } \sqrt{2} \alpha r} \right] \quad (2.49)$$

$$\phi_R = \left[\frac{2 \pi \mu H_{Rm} R}{\alpha} \right] \left[\frac{\text{bei}' \sqrt{2} \alpha R - j \text{ber}' \sqrt{2} \alpha R}{\text{ber } \sqrt{2} \alpha R + j \text{bei } \sqrt{2} \alpha R} \right] \quad (2.50)$$



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ (J_r/J_k) กับระยะจากผิวชิ้นงาน (r/δ) โดยมี R/δ เป็นตัวพารามิเตอร์

จากสมการ ϕ_R คือฟลักซ์สนามแม่เหล็กทั้งหมดที่คล่องผ่านชิ้นงาน ถ้าจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\phi_R = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) = \phi_q - \phi_p \quad (2.51)$$

โดยที่

$$q = \frac{\sqrt{2} \operatorname{ber}' \sqrt{2} \alpha R \operatorname{ber} \sqrt{2} \alpha R - \operatorname{ber} \sqrt{2} \alpha R \operatorname{ber}' \sqrt{2} \alpha R}{\alpha R \operatorname{ber}^2 \sqrt{2} \alpha R + \operatorname{bei}^2 \sqrt{2} \alpha R} \quad (2.52)$$

$$p = \frac{\sqrt{2} \operatorname{ber}' \sqrt{2} \alpha R \operatorname{ber} \sqrt{2} \alpha R + \operatorname{ber} \sqrt{2} \alpha R \operatorname{ber}' \sqrt{2} \alpha R}{\alpha R \operatorname{ber}^2 \sqrt{2} \alpha R + \operatorname{bei}^2 \sqrt{2} \alpha R} \quad (2.53)$$

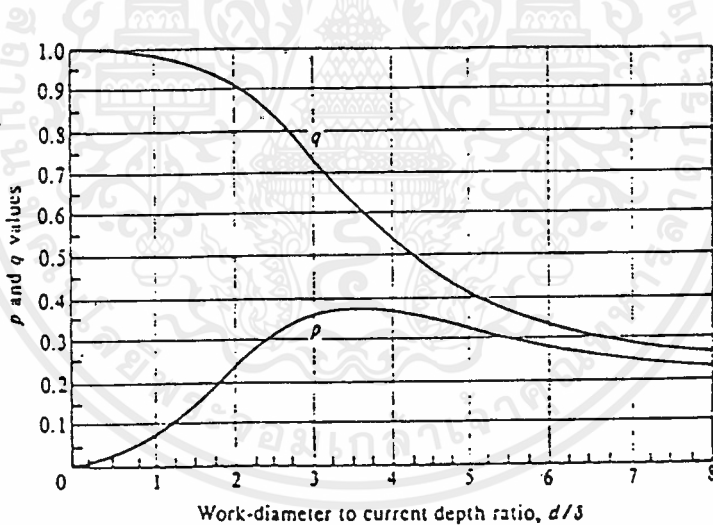
และ $A_w = \pi R^2$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

ตัวแปร p และ q เป็นตัวแปรที่สำคัญในการกำหนดค่าฟังก์ชันนามแม่เหล็กและค่ากำลังที่ขึ้นงาน โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ ได้ดังรูปที่ 2.14 โดยที่ $d=2R$ คือเส้นผ่าศูนย์กลางของชิ้นงาน จากการคำนวณพบว่าถ้า d/δ มากกว่า 8 แล้ว q จะมีค่า $2/(d/\delta)$ และ p มีค่า $2/(1.23+ d/\delta)$ และค่าความหนาแน่นกระแสสามารถหาค่ากำลังสูญเสียต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ดังนี้

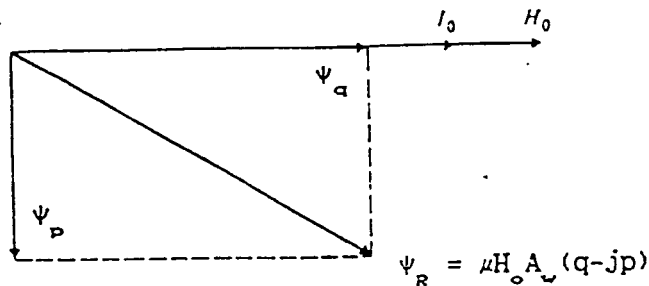
$$P_w / I_w = \frac{1}{2} \int_0^R \rho |J_m|^2 2 \pi r dr \quad (2.54)$$

$$\frac{P_w}{I_w} = 2 \pi \rho \alpha^2 H_{Rm}^2 \int_0^R \frac{(\text{ber}'^2 \sqrt{2} \alpha r + \text{bei}'^2 \sqrt{2} \alpha r) dr}{\text{ber}^2 \sqrt{2} \alpha R + \text{bei}^2 \sqrt{2} \alpha R} \quad (2.55)$$

$$\frac{P_w}{I_w} = \sqrt{2} \pi \rho \alpha H_{Rm}^2 R \left[\frac{\text{ber} \sqrt{2} \alpha R \text{ber}' \sqrt{2} \alpha R + \text{bei} \sqrt{2} \alpha R \text{bei}' \sqrt{2} \alpha R}{\text{ber}^2 \sqrt{2} \alpha R + \text{bei}^2 \sqrt{2} \alpha R} \right] \quad (2.56)$$



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ



รูปที่ 2.15 เฟลเซอร์โตะแกรมของปริมาณต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือสามารถเขียนสมการ (2.56) ใหม่ได้ว่ากำลังสูญเสียของชิ้นงานเท่ากับ

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 l_m A_w p \quad (2.57)$$

หรือกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวชิ้นงาน
$$P_s = \mu \pi f H_{Rm}^2 \frac{R}{2} p \quad (2.58)$$

จากสมการพลັกซ์ผลนวนของสนามแม่เหล็กในชิ้นงานจะล้าหลัง กระแสผลรวมในชิ้นงานด้วยมุมเฟสค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่างๆ ได้ดังรูป 2.15

2.2.3 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน

จาก

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} \quad (2.59)$$

โดยที่

δ คือค่าความลึกผิว
 ρ คือค่าความต้านทานจำเพาะ
 μ คือค่าความซึมซาบของชิ้นงาน
 f คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

สำหรับชิ้นงานที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี R ให้

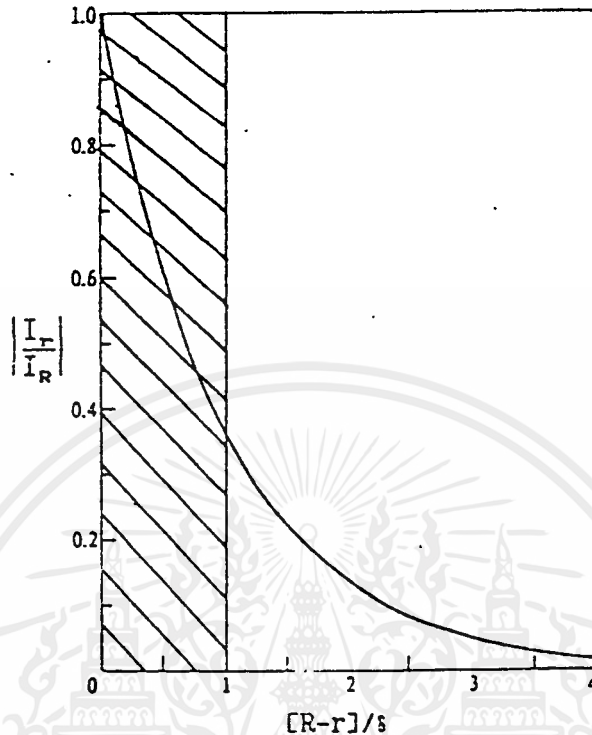
I_R คือค่ากระแสที่ผิวชิ้นงาน
 I_r คือค่ากระแสที่ระยะใดๆจากจุดศูนย์กลาง

ในกรณีที่สมมติว่า R ใหญ่กว่า δ มากๆแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่าง I_R กับ I_r จะเป็นดังนี้

$$I_r = I_R \exp \left[\frac{-(R-r)}{\delta} \right] \quad (2.60)$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใดๆกับระยะจากผิว

กระแสที่ไหลในชิ้นงานได้จากการอินทิเกรต กระแสที่รัศมีใดๆกับความลึก กระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟ ดังรูปที่ 2.16 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่ตรงกลางอีกนัยหนึ่งได้ว่าถึงแม้ว่ากระที่ไหลในชิ้นงานมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็นเอกซ์โพเนนเชียล แต่เหมือนกับว่ามีกระแสคงที่ขนาด I_R ไหลอยู่ที่ผิวชิ้นงานในระดับความลึก δ ถ้าชิ้นงานมีความยาว l_w แล้วมีความต้านทานสมมูลย์ที่กระแสคงที่ขนาด I_R ไหลผ่านจะมีค่า

$$R_w = \frac{2 \pi R \rho}{\delta l_w} \quad (2.61)$$

ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ N_c และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น I_c และมีกระแสไหลผ่านชิ้นงาน $N_c I_c$ กำลังปรากฏที่ชิ้นงานจะมีค่า

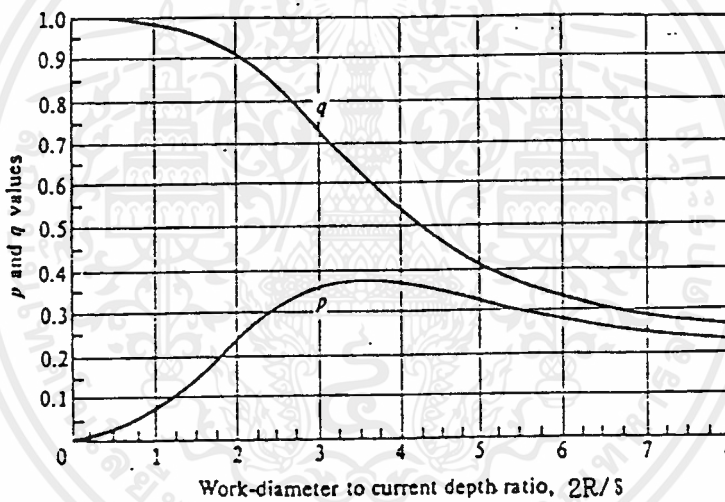
$$P_w = \frac{2 \pi R \rho}{\delta l_w} N_c^2 I_c^2 \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ R ไม่ได้มากกว่า δ มากๆแล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 l A_w p \quad (2.63)$$

ซึ่ง p เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับ $(2R)/\delta$ โดยมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.17 ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงาน กำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กับ ค่าความถี่ที่ใช้ งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติของชิ้นงาน ซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะ และค่าความซึมซาบของชิ้นงาน เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบ มีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่ชิ้นงาน จึงควรศึกษาว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก แต่โดยทั่วไปความถี่จะไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก



รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ $(2R)/\delta$

2.2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

ค่าความต้านทานจำเพาะโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารมีเป็นพวกโลหะ เมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านทานจำเพาะจะเพิ่มขึ้นลักษณะเชิงเส้น ความสัมพันธ์ในลักษณะทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (2.64) โดย ρ_θ คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิใดๆ และ ρ_1 คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ θ_1 ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ a ของสารชนิดต่างๆ ในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะเปลี่ยนแปลงไป

$$\rho_\theta = \rho_1 [1 + a(\theta_1 - \theta_2)] \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $\rho_\theta = \rho_1 [1 + a(\theta_1 - \theta_2)]$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการคำนวณค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงานจะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ ในการคำนวณจึงอาจต้องหาค่าความต้านทานจำเพาะที่เป็นค่าสมมูลย์ที่สามารถใช้แทนตลอดช่วงอุณหภูมิ โดยในการคำนวณค่าความต้านทานจำเพาะสมมูลย์ จะพิจารณาจากกำลังที่ชิ้นงาน เนื่องจากกำลังที่ชิ้นงานจะแปรตาม $\sqrt{\rho}$ ถ้าให้ตัวแปรคงที่ จะพิจารณาว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงานจะแปรกับอุณหภูมิอย่างเชิงเส้น จะได้ว่า

Material	a	ρ 20° C (Ωm)
Aluminium	4.29×10^{-3}	2.65×10^{-8}
Brass (65%Cu ,35%Zn)	1.6×10^{-3}	6.4×10^{-8}
Bronze (90%Cu , 11%Zn)	1.86×10^{-3}	3.9×10^{-8}
Copper	3.93×10^{-3}	1.72×10^{-8}
Pure Iron	6.5×10^{-3}	9.71×10^{-8}
Lead	3.36×10^{-3}	20.65×10^{-8}
Silver	4.1×10^{-3}	1.59×10^{-8}

ตารางที่ 2.1 ค่า a และความต้านทานจำเพาะที่ 20° C

$$\rho_{\theta} = \rho_1 + \left[\frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \right] (\rho_2 - \rho_1) \quad (2.65)$$

และ
$$\frac{d\theta}{dt} = C\sqrt{\rho} \quad (2.66)$$

แทนสมการที่ (2.65) ลงในสมการที่ (2.66) จะได้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{\sqrt{\rho + (\theta - \theta_1)(\rho_2 - \rho_1)/(\theta_2 - \theta_1)}} = \int_0^t C dt \quad (2.67)$$

ได้
$$t = \frac{2(\theta_2 - \theta_1)(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})}{C(\rho_2 - \rho_1)} \quad (2.68)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานจำเพาะมีค่าคงที่ มีค่าเป็น ρ_m ตลอดช่วงอุณหภูมิการใช้งาน เมื่อแทนในสมการ (2.66) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

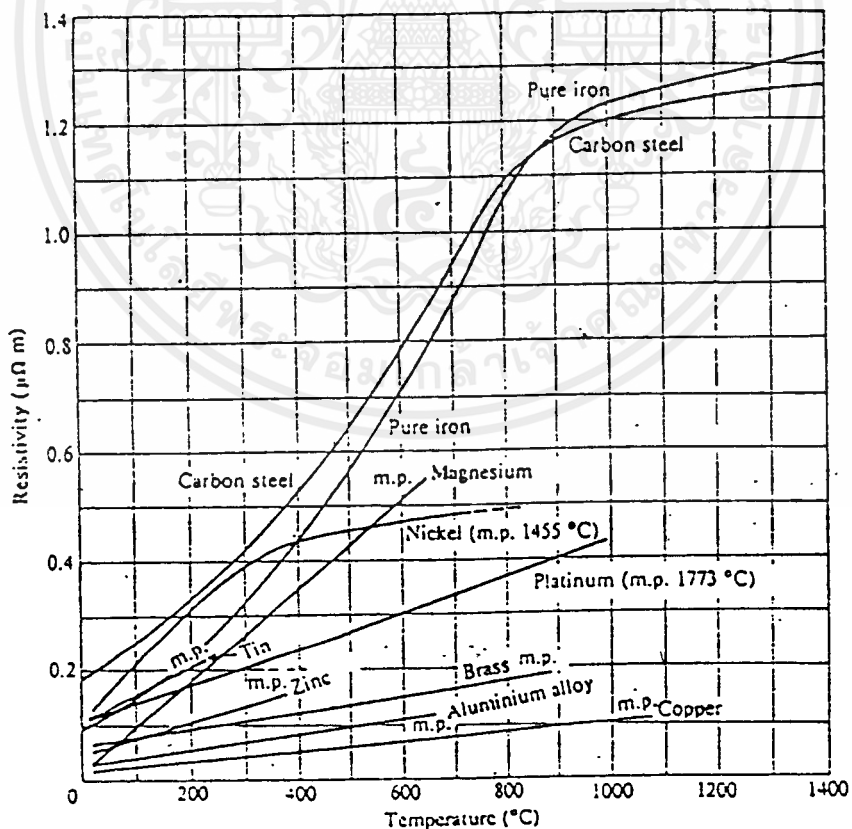
$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta = \int_0^t C \sqrt{\rho_m} dt \quad (2.69)$$

$$t = \frac{\theta_2 - \theta_1}{C \sqrt{\rho_m}} \quad (2.70)$$

จากสมการที่ (2.68) และสมการที่ (2.70) ได้ว่า

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})^2}{4} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ (2.71) ค่าความต้านทานสมมูลที่ได้อาจจะใช้ได้กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นแบบเชิงเส้น แต่กับเหล็กและสารเฟอร์โรแมกเนติก อาจจะใช้ความต้านทานสมมูลค่าดังกล่าว เพราะว่าค่าความต้านทานจำเพาะจะมีความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ ดังรูปที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานจำเพาะของสารต่างๆกับอุณหภูมิ



รูปที่ 2.18 ค่าความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก

ความซึมซาบโลหะนั้นปกติจะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่สำหรับสารที่เป็นประเภทเฟอร์โรแมกเนติก ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสนามแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นเชิงเส้น แต่จะเป็นไปตามกราฟกระแสทำแม่เหล็ก จะพบว่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะขึ้นกับความเข้มสนามแม่เหล็ก และระดับความอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กด้วย ได้มีการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ ระหว่างความซึมซาบของสารกับความเข้มสนามแม่เหล็ก ได้ผลเป็นที่ยอมรับตามสมการที่ (2.72) นอกจากค่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติก ยังมีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิด้วยกล่าวคือ ปกติค่าความซึมซาบของสารประเภทนี้จะค่อนข้างมีค่าคงที่กับอุณหภูมิ แต่ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัว ค่าความซึมซาบของสารจะลดลงเป็นค่าความซึมซาบของสูญญากาศทันที มีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน 0.50 % จะมีอุณหภูมิมืดตัวอยู่ที่ประมาณ 760 °C

$$\mu = \left(1.43 \times 10^6 \frac{B_s}{B_{om}} + 1 \right) \mu_o \quad (2.72)$$

B_s ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว

H_{om} ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด

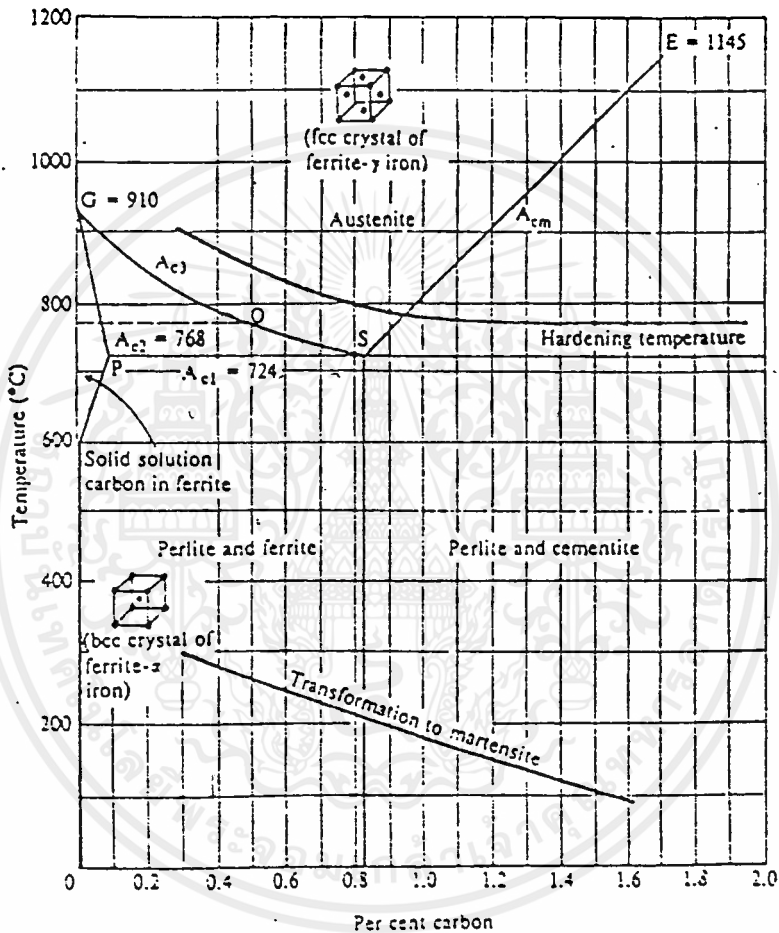
μ_o ค่าความซึมซาบของสูญญากาศ

2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับโครงสร้างทางโลหะของเหล็กผสมคาร์บอน

อุณหภูมิมิผลต่อคุณสมบัติทั้งทางไฟฟ้าและทางแม่เหล็ก คือความต้านทานจำเพาะและความซึมซาบของสาร เมื่ออุณหภูมิของสารจำพวกเฟอร์โรแมกเนติกสูงถึงจุดอิ่มตัว คุณสมบัติของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะกลายเป็นสารที่ไม่เป็นแม่เหล็ก ความซึมซาบของสารประเภทนี้จะมีค่าเท่ากับค่าความซึมซาบของสูญญากาศ ในขบวนการชุบแข็งจะพบว่าทั้งความต้านทานจำเพาะและความซึมซาบจะมีผลต่อทั้งความลึกผิว และกำลังที่ขึ้นงานได้รับ นอกจากนี้อัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะมีผลต่อกลไกในการชุบแข็ง และโครงสร้างทางโลหะวิทยา

รูปที่ 2.19 แสดงแผนภาพสมดุลเหล็กคาร์บอน กับอุณหภูมิในสถานะต่างๆ จากรูปจะพบว่า อุณหภูมิต่ำกว่า 721 องศาเซลเซียส เหล็กที่มีส่วนผสมคาร์บอนต่ำจาก 0.3 ถึง 0.83 เปอร์เซ็นต์ ในสถานะปกติประกอบด้วย Pure Iron และ Perlite คือสารผสมระหว่าง Pure Iron [Ferrite] กับ Cementite และ Cementite คือ Ferrite และชั้นของคาร์บอนที่เรียงตัวกัน จากแผนภาพถ้าเพิ่มอุณหภูมิจนถึงสูงกว่า 724 องศา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซลเซียส คือเส้น AC_1 ในแผนภาพ ส่วนที่เป็น Cementite จะเริ่มเปลี่ยนเป็นสารละลายจนกระทั่งเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงเส้น AC_3 สารทั้งหมดจะเปลี่ยนเป็น Austenite โดยสมบูรณ์ ซึ่ง Austenite ที่มีการเปลี่ยนโครงสร้างจากเดิม ที่มีโครงสร้างเป็นแบบ Body Center Cubic [BCC] ที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กกลายเป็นโครงสร้างที่มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็กที่เรียกว่า Face Center Cubic [FCC]



รูปที่ 2.19 แผนภาพสมดุลเหล็กผสมคาร์บอน

จากแผนภาพได้เส้น PS หรือเส้น AC เหล็กผสมคาร์บอนจะมีสององค์ประกอบคือ Ferrite กับ Pearlite และมีโครงสร้างทางโลหะเป็นแบบ BCC ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กในสภาวะนี้ถ้าส่วนผสมของคาร์บอนน้อยกว่า 0.008 เปอร์เซ็นต์แล้วคาร์บอนจะเป็นสารละลายอยู่ใน Ferrite ถ้าส่วนผสมคาร์บอนมากกว่า 0.008 เปอร์เซ็นต์แล้ว คาร์บอนจะไม่สามารถผสมกลมกลืนเข้ากับเหล็กได้หมดจึงเกิดเป็นสาร Cementite

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างเส้น AC_1 กับเส้น AC_3 เช่นที่เส้น AC_2 Ferrite และ Pearlite จะเริ่มเปลี่ยนเป็น Austenite เนื้อเส้น AC_3 การเปลี่ยนแปลงจะสมบูรณ์เหล็กที่ได้จะมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก และจากแผนภาพจะพบว่าอุณหภูมิที่เกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นสาร Austenite จะขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนที่มีอยู่ ถ้าเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนมีค่า 0.83 แล้วการเปลี่ยนแปลงจาก Pearlite เป็น Austenite จะเกิดขึ้นทันทีเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุด S จะไม่มีสถานะระหว่างกลางเช่นกรณีที่เกิดแบบเส้น AC_2 อีกเงื่อนไขหนึ่งจากแผนภาพ ถ้าเหล็กมีส่วนผสมของสารคาร์บอนมากกว่า 0.83 เปอร์เซ็นต์แล้ว เหล็กจะประกอบด้วย Pearlite และ Cementite โดยจะไม่มี Ferrite เป็นส่วนประกอบเพราะว่าสารคาร์บอนที่มีอยู่มากจะรวมกับ Ferrite กลายเป็น Cementite หหมด

ในกรณีที่เหล็กมีส่วนผสมคาร์บอนมากกว่า 0.83 เปอร์เซ็นต์แล้ว เมื่ออุณหภูมิขึ้นไปถึงเส้นที่ระดับ S และถ้าอุณหภูมิขึ้นอีกเล็กน้อย สาร Pearlite กับ Cementite จะกลายเป็นสารผสมระหว่าง Austenite กับ Cementite แทนและถ้าเพิ่มอุณหภูมิสูงขึ้นจนกระทั่งถึงเส้น AC_m โครงสร้างของเหล็กจะกลายเป็น Austenite หหมด และอุณหภูมิที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจะขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนที่เป็นส่วนผสม

2.3.1 กลไกการชุบแข็ง

จากรูปที่ 2.19 ถ้าทำให้เหล็กผสมคาร์บอนมีอุณหภูมิสูงขึ้นจนถึงเส้น AC_3 เหล็กที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างเป็นสารที่เรียกว่า Austenite มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็กถ้าทำให้เหล็กนี้ค่อยๆ เย็นลง โครงสร้างเหล็กจะกลับคืนสู่สถานะเดิมเหมือนกับช่วงก่อนที่จะถูกทำให้ร้อน แต่ถ้าทำให้เหล็กมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงเส้น AC_3 แล้วทำให้เย็นลงโดยฉับพลันโดยทำให้อุณหภูมิของเหล็กประมาณ 200-300 องศาเซลเซียส เหล็กที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างใหม่ที่เรียกว่า Martensite โดยจะไม่มี Ferrite กับ Pearlite ในขณะที่เกิดการเย็นตัวอย่างรวดเร็ว คาร์บอนที่เป็นส่วนผสมจะแยกตัวออกมาอย่างรวดเร็วและเกิดเป็นโครงสร้างใหม่ที่เรียกว่า Martensite โครงสร้างดังกล่าวจะมีความแข็งเป็นพิเศษ ทำให้เหล็กที่ได้มีความแข็งแรงเพิ่มขึ้น ถ้าส่วนผสมของคาร์บอนมีมากขึ้น 0.8 ถึง 1.7 เปอร์เซ็นต์ แล้วเหล็กที่ได้จะมีความแข็งแรงเพิ่มขึ้น จากที่กล่าวมาทำให้เหล็กมีอุณหภูมิสูงถึงเส้น AC_3 หรือจุดอิมัตว์ แล้วทำให้เหล็กเย็น

ในทางปฏิบัติในการชุบแข็งเหล็กจะทำให้อุณหภูมิของเหล็กผสมคาร์บอนสูงขึ้นไปถึง Hardening Temperature ถ้าเหล็กที่ใช้มีส่วนผสมคาร์บอนที่น้อยกว่า 0.83 % อุณหภูมิที่ใช้จะสูงกว่าอุณหภูมิอิมัตว์ประมาณ 10 - 60 องศา แต่ถ้าเหล็กที่ใช้มีส่วนผสมของคาร์บอนมากกว่า 0.83 % แล้วอุณหภูมิจะต่ำกว่าจุดอิมัตว์ ดังแสดงในรูปที่ 2.20

ในการชุบแข็ง ถ้าเราไม่สามารถทำให้ชิ้นงานเย็นลงได้อย่างฉับพลันชิ้นงานที่ได้จะเหมือนกับไม่ผ่านขบวนการชุบแข็ง โดยทั่วไปอัตราในการทำงานเย็นตัวลงจะค่อนข้างสำคัญ ถ้าส่วนผสมที่เป็นผสมที่เป็นคาร์บอนมีปริมาณมากขึ้นรวดเร็วในการทำให้เย็นตัวจะมีค่าลดลง นอกจากนี้ถ้าสารมีส่วนประกอบเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โลหะอื่นเช่น โมลิบดีนัม โครเมียม แมงกานีส และนิกเกิล อัตราในการทำให้สารนั้นเย็นตัวลงจะมีค่าลดลง จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า

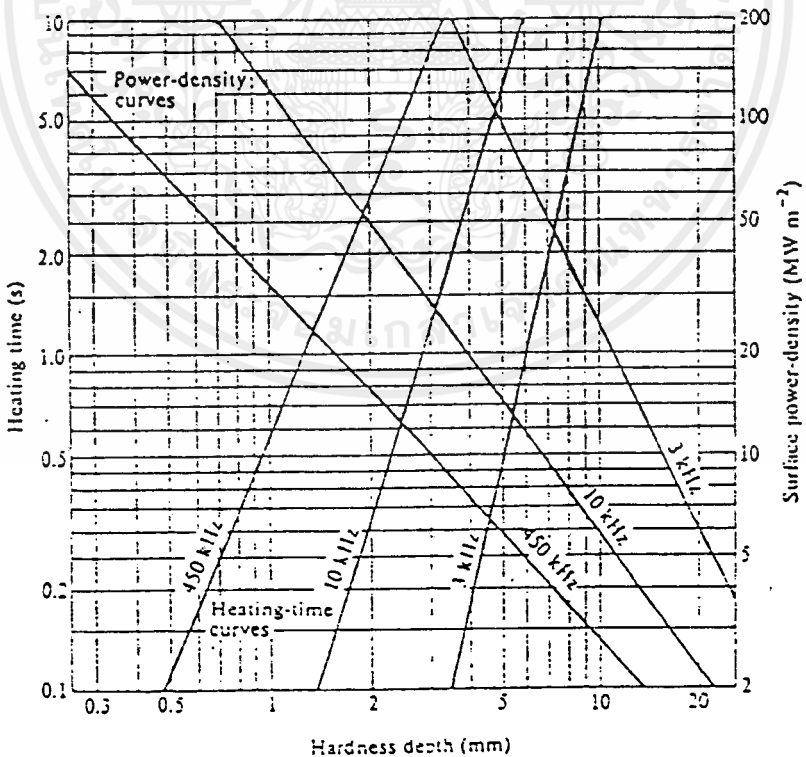
อัตราการให้ความร้อนควรจะรวดเร็ว เพื่อที่จะสามารถทำให้ชิ้นงานถึงอุณหภูมิในการชุบแข็งอย่างรวดเร็ว ผิวของชิ้นงานเย็นตัวลงควรจะรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ

2.4 การเลือกความถี่ในการชุบแข็ง

จาก
$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu w_2}}$$

และ
$$P = \mu\pi fH_{Rm}(I_w A_w)P$$

จากสมการข้างต้นทั้งสองจะพบว่า ความถี่มีผลต่อความถี่ในการชุบแข็งและกำลังที่ปรากฏต่อชิ้นงาน ในการชุบแข็งโดยปรกติจะต้องการความแข็งเพียงที่ผิวเท่านั้นถ้าเป็นไปได้ควรจะเลือกความถี่ที่ใช้ให้ก่อนข้างสูงเพื่อจะได้เป็นไปตามจุดประสงค์ที่ต้องการ ถ้าความถี่ที่ใช้มีค่าสูงแล้ว กำลังของชิ้นงานจะมีค่าสูงขึ้นด้วย ซึ่งจะเป็นการประหยัดกำลังงานกว่าถ้าเลือกใช้งานที่ความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความลึกผิว ความหนาแน่นกำลังต่อพื้นผิวและระยะเวลาในการให้ความร้อน โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.20 สามารถสรุปได้ว่า

2.4.1 สำหรับความถี่ใดๆแล้ว ถ้าเพิ่มระยะเวลาในการให้ความร้อน ความลึกผิวที่แข็งจะสูงขึ้น

2.4.2 สำหรับความถี่ใดๆ แล้ว ถ้าเพิ่มความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวที่ขึ้นงานแล้วความลึกผิวจะมีค่าลดลง

2.4.3 สำหรับระยะการให้ความร้อน และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวคงที่แล้ว การเพิ่มความถี่จะทำให้ความลึกผิวที่แข็งลดลง

จากกราฟในรูปที่ 2.20 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของเวลาที่ใช้ และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวกับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของชิ้นงาน [d] โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$\text{time} = 0.56 d^{2.34} \text{ ที่ความถี่ } 450 \text{ กิโลเฮิรตซ์} \quad (2.73a)$$

$$= \frac{4.25}{10^4} d^{4.36} \text{ ที่ความถี่ } 3 \text{ กิโลเฮิรตซ์} \quad (2.73b)$$

$$\text{Power Density} = 31.3 d^{-1.08} \text{ ที่ความถี่ } 450 \text{ กิโลเฮิรตซ์} \quad (2.74a)$$

$$= 2604 d^{-2.06} \text{ ที่ความถี่ } 3 \text{ กิโลเฮิรตซ์} \quad (2.74b)$$

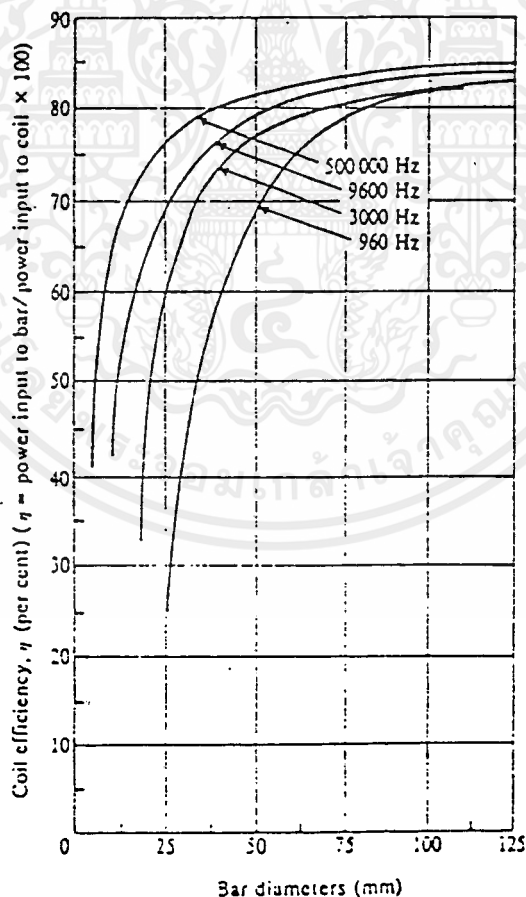
ตารางที่ 2.2 ระดับความลึกผิวและช่วงความถี่ในการชุบแข็งชิ้นงานที่เหมาะสม

Hardened Depth (mm)	Diameter Of Bar (mm)	Frequency Used In Practice (Hz)
0.4-1.25	5-25	450000
1.25-2.5	10-16	450000(10000)
	16-25	10000;450000
	25-50	10000(3000;450000)
	Over 50	10000(3000)
2.5-5	20-50	10000;3000
	50-100	3000(1000;3000)
	Over 100	1000(3000)

จากความสัมพันธ์ข้างต้นจะเห็นว่าเวลาที่ใช้ และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิววนอกจากขึ้นกับความถี่แล้วยังขึ้นกับรัศมีของชิ้นงาน ในทางปฏิบัติเวลาที่ใช้จะเป็นตัวกำหนดที่ค่อนข้างสำคัญเพราะเวลาจะเป็นตัวกำหนดอัตราการผลิต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความลึกผิว เส้นผ่าศูนย์กลางชิ้นงานและความถี่ที่เหมาะสมในการปฏิบัติที่เลือกใช้ จะพบว่าเส้นผ่าศูนย์กลางมีผลต่อการเลือกความถี่ในการชุบแข็ง ถ้าชิ้นงานมีขนาดเล็กเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 5 มิลลิเมตร ถึง 25 มิลลิเมตร ความลึกผิวในการชุบแข็งที่ต้องการจะค่อนข้างต่ำ แต่ความถี่ที่ใช้ค่อนข้างสูงอยู่ในย่าน 450 กิโลเฮิรตซ์ และถ้าชิ้นงานต้องการความลึกผิวมากขึ้น จะยังคงสามารถใช้ความถี่เดิมเพียงแต่ เพิ่มระยะเวลาในการให้ความร้อน ถ้าชิ้นงานมีขนาดใหญ่มา ก ๆ แล้ว เช่นมีเส้นผ่าศูนย์กลางมากกว่า 50 มิลลิเมตร ความลึกผิวที่ต้องการชุบแข็งจะมีขนาดมากขึ้น ความถี่ที่ใช้งานจะลดลงอยู่ในย่าน 3 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 10 กิโลเฮิรตซ์ แต่ความหนาแน่นต่อพื้นที่ผิวคงจะมากขึ้นเพื่อ ให้ระยะเวลาในการให้ความร้อนไม่นานเกินไป

จากรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อน กับเส้นผ่าศูนย์กลาง โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ จะพบว่าที่ความถี่ใดๆ ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนซึ่งหมายถึง อัตราส่วนของกำลังที่ที่ชิ้นงานต่อกำลังที่ขดลวด จะมีค่ามากขึ้นเมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางของชิ้นงานใหญ่ขึ้น โดยเมื่อชิ้นงานมีขนาดใหญ่มา กๆ ค่าสัมประสิทธิ์ของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าค่อนข้างคงที่



รูปที่ 2.21 ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับขนาดชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อน กับเส้นผ่าศูนย์กลาง โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ จะพบว่าที่ความถี่ใดๆ ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนซึ่งหมายถึง อัตราส่วนของกำลังที่ที่ขึ้นงานต่อกำลังที่ขดลวด จะมีค่ามากขึ้นเมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางของขึ้นงานใหญ่ขึ้น โดยเมื่อขึ้นงานมีขนาดใหญ่หลายๆ ค่าสัมประสิทธิ์ของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าค่อนข้างคงที่

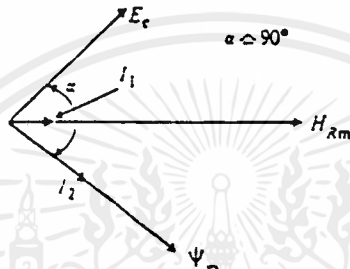
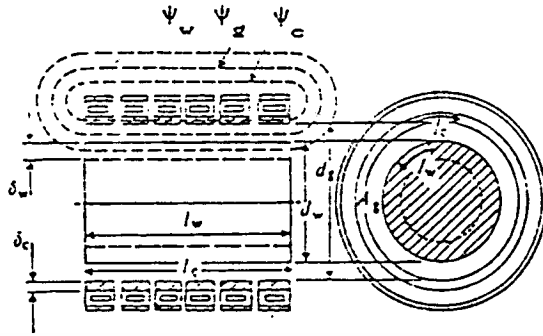
จากรูป 2.21 ถ้าพิจารณาที่เส้นผ่าศูนย์กลางใด ๆ แล้ว ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่ามากขึ้นเมื่อความถี่มีค่ามากขึ้นและจะพบว่าประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีความแตกต่างกันอย่างมากในช่วงที่เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดมีขนาดค่อนข้างต่ำ แต่ถ้าเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเพิ่มขึ้นมาก ๆ เช่น 100 มิลลิเมตร ถึง 125 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะแตกต่างกันไม่มากนัก เช่นที่ความถี่ 450 กิโลเฮิรตซ์ ถ้าขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 100 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าสูงถึง 84 เปอร์เซ็นต์ และถ้าขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 125 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนสูงถึง 85 เปอร์เซ็นต์

2.5 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้ชิดกับหม้อแปลง โดยมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และขึ้นงานเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ โดยที่วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำ ในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์วัดเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่างๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ของขดลวดและขึ้นงาน

จากรูปที่ 2.22 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของขึ้นงาน คือ H_{Rm} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านระบบประกอบด้วย

- ϕ_w ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านขึ้นงาน
- ϕ_g ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ
- ϕ_c ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 2.22 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำองผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ 2.2 สามารถสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 \left(l_w A_w \right) p \quad (2.75)$$

$$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) = \mu_o \mu_r H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (2.76)$$

ϕ_w	แอมพลิจูดฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำองผ่านชิ้นงาน
l_w	ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ
A_w	พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน

จากหัวข้อ 2.2 ถ้า $(d/\delta) > 8$ แล้ว

$$p = \frac{2}{(1.23 + d/\delta)} \quad (2.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$q = \frac{2}{d/\delta} \quad (2.78)$$

ϕ_g คือค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีงานอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ยังผล ให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลง โดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_o H_{Rm} A_g \quad (2.79)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ล่องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่ชิ้นงาน ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$\phi_{cm} = k_r \mu_o \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.80)$$

δ_c คือความลึกที่เกิดในขดลวด และ k_r คือ Correction Factor ปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 และ 1.5 โดยทั่วไปจะใช้ค่า 1.15

จาก
$$\phi_{om} = \phi_{wm} \phi_{gm} \phi_{cm} \quad (2.81)$$

$$\phi_{om} = \mu_o H_{om} \left[\begin{array}{l} \left(A_g + \mu_r + qA_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \\ -j \left(\mu_r p A_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \end{array} \right] \quad (2.82)$$

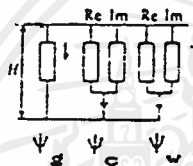
จาก
$$H_{om} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{I_c} \quad (2.83)$$

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

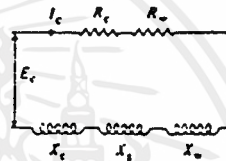
$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \quad (2.84)$$

ได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_o}{I_o} N_c^2 I_c \left[\begin{array}{l} \left(\mu_r p A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \\ + j \left(A_g + \mu_r q A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \end{array} \right] \quad (2.85)$$



รูปที่ 2.23



รูปที่ 2.24

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็ก ได้ดังรูปที่ 2.23 ส่วนรูปที่ 2.24 เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจากชิ้นงาน ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.86)$$

ความต้านทานจากชิ้นงาน $R_w = K(\mu_r p A_w) \quad (2.87)$

ความต้านทานจากขดลวด $R_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_w) \quad (2.88)$

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = K A_g \quad (2.89)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน} \quad X_g = K(\mu_r q A_w) \quad (2.90)$$

$$\text{รีแอกแตนซ์จากขดลวด} \quad X_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_c) \quad (2.91)$$

$$\text{โดยที่} \quad K = 2\pi f \mu_o \left[N_c^2 / I_c \right] \quad (2.92)$$

ค่าเหล่านี้ สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

$$\text{ประสิทธิภาพขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก} \quad \eta = \left[\frac{R_w}{(R_c + R_w)} \right] \quad (2.93)$$

$$\text{ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก} \quad \cos \theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|} \quad (2.94)$$

$$\text{โดยที่} \quad Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2 \quad (2.95)$$

$$\text{กำลังงานที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก} \quad P_c = \frac{P_w}{\eta} \quad (2.96)$$

$$\text{กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก} \quad \text{Coil VA} = \frac{P}{\cos \theta} \quad (2.97)$$

$$\text{Coil VA} = I_c^2 |Z| \quad (2.98)$$

$$\text{แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก} \quad \frac{E_c}{N_c} = \frac{\text{Coil VA}}{\text{Total Ampere Turn}} \quad (2.99)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi \sqrt{\pi} k_r d_c \left[N_c^2 / I_c \right] \sqrt{\rho_c \mu_o f} \quad (2.100)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยประมาณ} \quad R_w = 4\sqrt{\pi} A_w \left[N_c^2 / d_c I_c \right] \sqrt{\rho_w \mu_w f} \quad (2.101)$$

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k_r d_c \left[N_c^2 / I_c \right] \sqrt{\frac{\rho_c \mu_o}{f}} \quad (2.102)$$

$$\text{โดยประมาณ} \quad L_w = \frac{2A_w}{\sqrt{\pi} d_w} \left[N_c^2 / I_c \right] \sqrt{\frac{\rho_w \mu_w}{f}} \quad (2.103)$$

$$L_g = \mu_o \left[N_c^2 / I_c \right] A_w \quad (2.104)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงานจะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และถ้าพิจารณาให้ขดลวดและชิ้นงานคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของค่าความเหนียวเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

ในกรณีของค่าความเหนียวเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กคล้องผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่ .

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของชิ้นงานด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมาก ๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนียวที่คล้องผ่านอากาศ รูปที่ 2.25 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

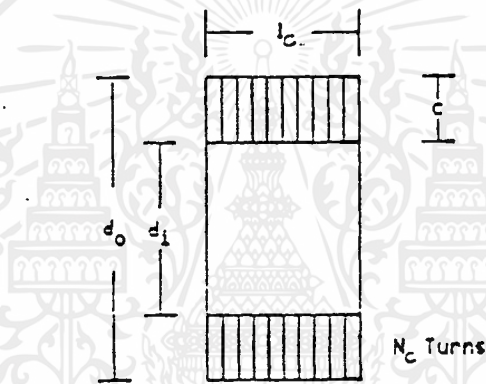
$$L_g = \lambda d N_c^2 [\mu H] \quad (2.105)$$

$$\lambda = \frac{0.1 \pi^2}{\{0.45 + \gamma + \beta + 2\gamma\beta(\gamma + 1_c) / (3(\gamma + 2))\}} \quad (2.106)$$

$$\gamma = \frac{l_c}{d} \quad (2.107)$$

$$\beta = \frac{c}{d} \quad (2.108)$$

$$d = \frac{(d_o + d_i)}{2} \quad (2.109)$$

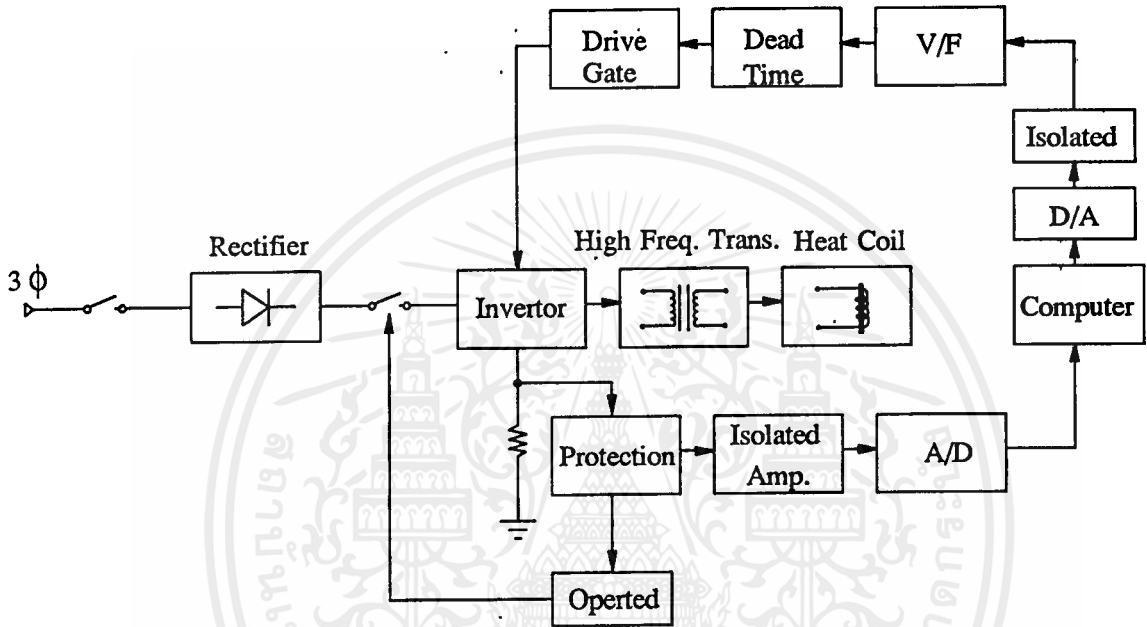


รูปที่ 2.25 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่
มีชิ้นงานอาจต้องคูณด้วยตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านเท่านั้น

บทที่ 3

โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 ระบบการเหนี่ยวนำความร้อน

มอสเฟตกำลัง

เฟตกรรมดาคักษณะทางโครงสร้าง การไหลของกระแสอยู่ทางแนวนอน ซึ่งจะมีช่องทางไหลของกระแสอยู่ในช่องแคบๆเท่านั้น ไม่สามารถที่จะทำงานที่วัตต์สูงๆได้ จากการที่จะทำให้เฟตนำกระแสในแนวตั้งเหมือนทรานซิสเตอร์ทำให้สามารถใช้งานเฟตได้ที่กำลังสูงๆ เรียกโครงสร้างเฟตแบบนี้ว่า VMOS (Vertical MOS)

ข้อได้เปรียบจากการใช้ MOSFET

ด้านความเร็ว

MOSFET กำลังมีความสามารถในการสวิตชิง ด้วยความเร็วโดยการปราศจากการสะสมประจุอย่างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จึงไม่คิดช่วงเวลาสะสม จึงทำให้ขนาดและน้ำหนักเบา ทำให้ MOSFET มีความเร็วมากกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตชิงมาก

ความเร็วของ MOSFET นั้น ขึ้นอยู่กับการอัดและคายประจุของการเก็บประจุของ MOSFET เอง โดยไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

ลักษณะของอินพุท

ขาเกตของ MOSFET กำลังนั้นจะถูกแยก (Isolate) จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นอ็อกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงประมาณ 40 เมกกะโอห์ม MOSFET จะถูกไบอัสด้วยแรงดัน 10 โวลต์ ด้วยแรงดันขนาดนี้จึงสามารถขับ MOSFET นี้ได้ด้วย ไอซี ซิมอส หรือ ทีทีแอล ได้โดยตรง จึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแสของโหลด ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับ โดยรวมแล้วจะทำให้ประหยัดยิ่งขึ้น

ย่านทำงานปลอดภัย

การใช้งานเกินพิกัดของ MOSFET นั้น อาจทำให้ MOSFET พังได้ แต่สำหรับ MOSFET แล้วบางทีอาจจะไม่จำเป็นจะต้องใช้วงจรสับเบอร์ก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุค่าน้อยๆได้ ขอบเขตของย่านปลอดภัย ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรคควาน์ และความจุของอุปกรณ์ ขอบเขตของย่านปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดเบรคควาน์เซคันดารี

แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของ MOSFET กำลังหาได้จากค่าความต้านทานของอุปกรณ์ r_{DS} สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำ ค่าของ r_{DS} จะต้องมีค่าต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูง ค่า r_{DS} ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจาก ส.ป.ส. อุณหภูมิของ r_{DS} เป็นบวก

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

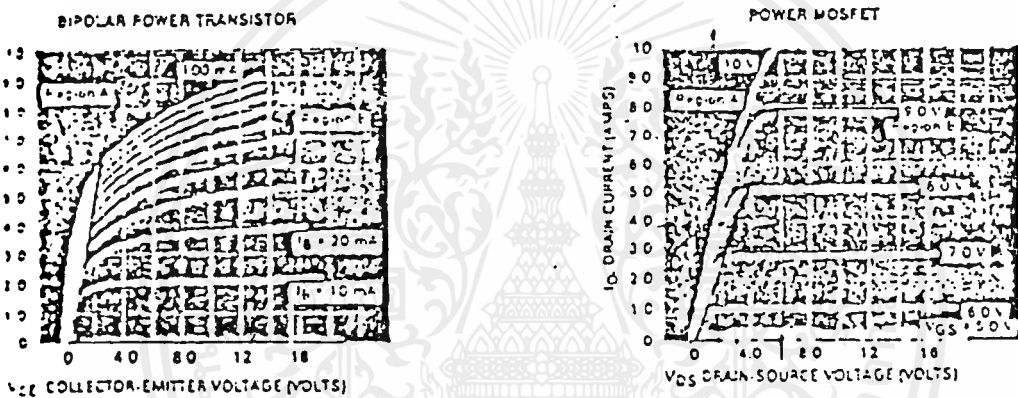
สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของ MOSFET มีค่าตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัว MOSFET สูงขึ้น กระแสเดรนจะมีค่าลดลง ดังนั้นการทำงานของ MOSFET จึงไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (Thermal Runaway)

เพิ่มกำลังได้

สามารถเพิ่มกำลังของสวิทซึ่งได้โดยการนำมอสเฟตมาต่อขนานกันได้หลายๆตัว อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกันคือ ค่า $r_{DS(ON)}$ ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ดังนั้น การใช้งานที่ความถี่ต่ำซึ่งค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิทซึ่งกำลังเป็นสิ่งสำคัญ จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลัง

ลักษณะของมอสเฟตกำลัง

พิจารณาเอาท์พุทของมอสเฟตเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังรูป



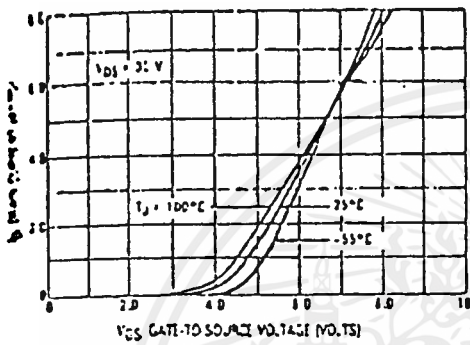
รูปที่ 3.2 แสดงคุณลักษณะของ MTM N50 ย่าน A เรียกว่า ohmic region, on, constance resistance หรือ ย่านลิเนียร์ ย่าน B เรียกว่า ย่านแอกทีฟ, กระแสคงที่ หรือ ย่านอิ่มตัว

รูปที่ 3.3 แสดงคุณลักษณะของ MJE 15030 ย่าน A คือ ย่านอิ่มตัว ย่าน B คือ ย่านลิเนียร์ หรือ ย่านแอกทีฟ

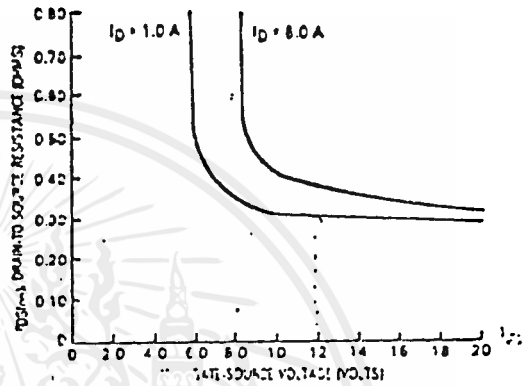
ความแตกต่างอย่างหนึ่งที่ได้สังเกตเห็นจากรูป 3.2 เทียบกับ รูป 3.3 ลักษณะกราฟของมอสเฟตกำลังเป็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกต ไม่ได้เปลี่ยนแปลงกระแส ข้อแตกต่างที่สอง คือ ความชันของกราฟในย่านอิ่มตัวของไบโพลาร์นั้นชันกว่าความชันในย่านโอห์มของมอสเฟต แสดงว่าความต้านทานของมอสเฟตสูงกว่าความต้านทานของไบโพลาร์ ข้อแตกต่างที่สาม คือ ในย่านแอกทีฟ ความชันของไบโพลาร์จะมากกว่าความชันของมอสเฟต ดังนั้นจึงนำมอสเฟตไปใช้งานเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ได้ดีกว่า

พารามิเตอร์พื้นฐานของมอสเฟต

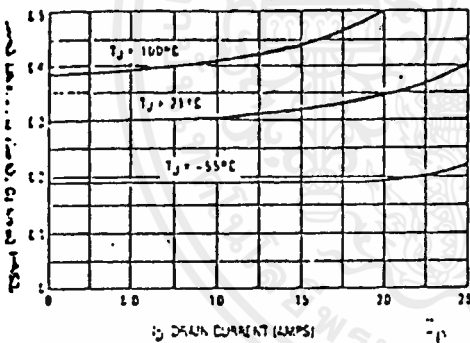
ความต้านทาน r_{DS} เป็นตัวสำคัญในการระบุจำนวนของกระแสที่อุปกรณ์จะจัดการได้ไม่ให้ถึงค่า Power Dissipation เมื่อมอสเฟตทำงานจาก off เป็น on ค่าความต้านทานเดรน-ซอร์ส จะตกลงจากค่าสูงมาก ๆ ถึง r_{DS} เมื่อเปรียบเทียบกับกันแล้วจะมีค่าน้อยมาก สำหรับ r_{DS} ต่ำๆ ค่าแรงดันเกทควรมีขนาดใหญ่มากๆ ที่จะทำให้กระแสเดรนสำหรับการทำงานที่ Ohmic Region ได้ Data Sheet มักจะให้กราฟมาดังตัวอย่างรูป 3.4.1



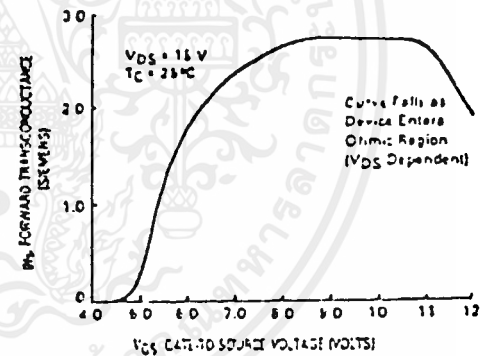
3.4.1 TRANSFER CHARACTERISTICS OF MTP6N10



3.4.2 VARIATION OF $r_{DS(on)}$ WITH I_{DS} FOR MTP6N10 POWER MOSFET



3.4.3 VARIATION OF $r_{DS(on)}$ WITH DRAIN CURRENT AND TEMPERATURE FOR MTP6N10



3.4.4 SMALL-SIGNAL TRANSCONDUCTANCE vs V_{GS} OF MTP6N10

รูป 3.4.2 การเพิ่มของแรงดันเกทประมาณ 12 โวลท์ที่มี r_{DS} ค่าต่ำๆ จนถึงแรงดันเกทประมาณ 20 โวลท์ จะทำให้ r_{DS} ลดลง เมื่อกระแสเดรนเพิ่มขึ้นจะทำให้ r_{DS} เพิ่มขึ้นด้วยดังรูป 3.4.3

ทรานคอนดักแตนซ์

ทรานคอนดักแตนซ์ g_{im} จะหมายถึง เกนของมอสเฟตคล้ายๆกับค่า β ของทรานซิสเตอร์เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ สำหรับอุปกรณ์ที่ทำงานในย่านแอกทิฟ หรือย่านกระแสเกทที่ หาได้จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรนต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกท ($g_{im} = dI_D/dV_{GS}$) ค่าทรานคอนดักแตนซ์จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงกับสภาวะการทำงานดังแสดงในรูป 3.4.4 ค่าของ g_{m} หาได้จากส่วน active ของ $V_{DS} * I_D$ การออกแบบให้สนใจเพียงช่วงของการ on และ off เท่านั้น ค่าทรานคอนดักแทนซ์มักจะไม่ได้ใช้ สังเกตได้จากเมื่ออุปกรณ์ได้สวิทช์หมดแล้ว ความต้านทานจะทำงานที่ Ohmic Region ที่แรงดันเกทสูงมาก ที่ย่านนั้นค่าแรงดันเกทสูงมาก ๆ จะทำให้กระแสทรานเปลี่ยนเพียงเล็กน้อย เพราะความต้านทานสูงมาก จึงเป็นผลให้ค่า g_{m} เกือบจะเป็นศูนย์

Threshold voltage

Threshold voltage, $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกทที่น้อยที่สุดที่ทำให้เกิดกระแสทรานไหลอยู่ได้

ข้อพิจารณาในการใช้เพาเวอร์มอสเฟต

ย่านการทำงานที่ปลอดภัยสามารถบอกได้ 2 วิธี คือ ช่วงไบอัสก้าวหน้า SOA อาจหมายถึง SOA โดยทั่วไป หรือ Switching SOA อีกอย่างเรียกว่า RBSOA



รูปที่ 3.5 ย่านการทำงานปลอดภัยของ MOSFET

กราฟ FBSOA ระบุถึงแรงดันสูงสุดและกระแสสูงสุดของทรานที่จะมีได้เพื่อความปลอดภัยในการทำงาน ย่านความปลอดภัยถูกจำกัดค่าตัวแปร 4 ค่า คือ แรงดันพิกัดทราน-ซอร์ส แสดงขอบเขตด้วยขอบ A ถ้าแรงดันเกินกว่าขอบเขต จะทำให้อุปกรณ์พังได้สิ่งที่จะต้องระวังคือ แรงดันทรานเซียนของแรงดันทราน-ซอร์ส ค่ากระแสทรานสูงสุดระบุเป็นคาบเวลา แสดงด้วยเส้น D อุปกรณ์ไม่ควรจะนำกระแสที่มีช่วงเวลามากกว่าที่กำหนดพิกัด

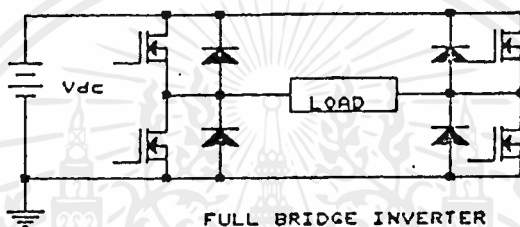
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นกระแสตรง ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ โดยอาศัยอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งเป็นสวิทซ์ปิดเปิด ในโครงงานนี้ได้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว คือ

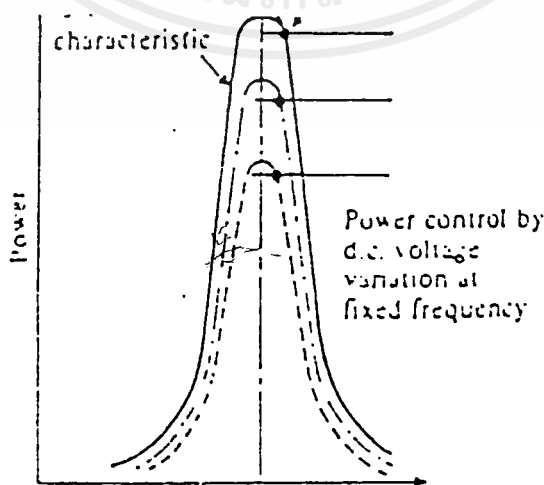
อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

อินเวอร์เตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง 4 ตัว สำหรับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวมีข้อได้เปรียบคือสามารถให้กำลังงานได้สูง จึงเหมาะสำหรับงานที่ต้องการค่ากำลังงานสูง ๆ ลักษณะของอินเวอร์เตอร์แบบนี้แสดงไว้ในรูปข้างล่าง



รูปที่ 3.6 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

ระบบอินเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นระบบซึ่งใช้ในโครงงานนี้ โดยใช้วงจรขับแบบพัลส์เทรทธานฟอรั่มเมอร์ มีสแน็บเบอร์ป้องกันสไปค์โวลท์เตจ และมีแคดโทรมเพื่อป้องกันการลัดวงจรในกิ่งเดียวกัน ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อต่อไป สำหรับการทำงานร่วมกับวงจรเหนี่ยวนำนั้น จะทำงานด้วยระบบโพลครีโซแนนซ์คือ ความถี่ของอินเวอร์เตอร์จะวิ่งเข้าหาความถี่โชนแนนซ์ตลอดเวลาเพื่อให้เกิดกำลังสูงสุดในวงจร ซึ่งการติดตามความถี่นี้ใช้คอมพิวเตอร์ในการติดตาม



รูปที่ 3.7 รูปแสดงการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังของระบบรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับโรงเรียนเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น โดยผู้จัดทำเห็นชอบใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรีบ (Drive circuit) * 1

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งที่ควบคุมการทำงานโดยแรงดันไฟฟ้า สำหรับชนิด n-channel แล้ว ต้องการแรงดันไฟบวกที่ขาเกตและซอร์ส เพื่อขับให้เกิดกระแสไหลที่ขาเดรน ดังแสดงในรูป



รูปที่ 3.8 วงจรรีบ

ลักษณะการขับเพาเวอร์มอสเฟต

ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตแยกออกจากขาซอร์ส โดยชั้นซิลิคอนไดออกไซด์ ตามทฤษฎีนั้น จะต้องไม่มีกระแสไหลเข้าขาเกตเมื่อมีแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์ส แต่ในทางปฏิบัติมันต้องการกระแสที่จะชาร์จคาปาซิเตอร์ที่ขาเกต และมีกระแสรั่วไหลขนาดนาโนแอมป์ เพื่อจะสร้างแรงดันที่ขาเกต

เมื่อไม่มีแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์ส ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขาเดรนและซอร์สจะสูงมาก และมีกระแสรั่วไหลเล็กน้อย (น้อยกว่ามิลลิแอมป์) ไหลเข้าขาเดรน จนกระทั่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเดรนซอร์ส เป็นแรงดันอวาลานซ์ V_{DS}

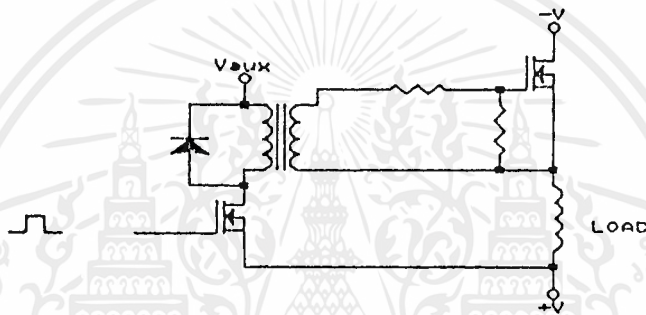
เมื่อมีแรงดันตกคร่อมขาเกต สนามไฟฟ้าจะถูกสร้างขึ้น จนกระทั่งเมื่อแรงดันขาเกตถึงค่าแรงดันรักษาระดับ (Threshold Voltage Level) ความต้านทานของ Chanel จะลดลงจนมีค่าต่ำและมีกระแสไหลที่ขาเดรน ค่ากระแสสูงสุดของขาเดรนนั้น ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันที่ขาเกต ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ภายนอกจึงไม่ใช่การจำกัดกระแส

ขณะ Turn off กระแสที่ขาเกตจะลดลงจนถึงระดับกระแสรั่วไหล (Leakage level) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อแรงดันเกตลดลงต่ำกว่าแรงดันรักษาระดับ (Threshold voltage) ความเร็วในการสวิทช์ หาได้จากความเร็วของแรงดันเกตที่สามารถขึ้นไปถึงแรงดันรักษาระดับ (ในการ turn on) หรือลดลงต่ำกว่าแรงดันรักษาระดับ (ในการ turn off) แม้ว่าค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างเกตซอร์สจะเป็นตัวประกอบที่สำคัญ แต่ค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างเดรนเกต ยังมีความสำคัญ เนื่องจากผลของปรากฏการณ์มิเลอร์ (Miller Effect) ขณะทำการสวิทช์ ค่าไดนามิกส์คาปาซิแตนซ์ระหว่างเกตเดรน มีผลมากกว่าค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างเกตซอร์สเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกทซอร์ส โดยทั่วไปมีเลเซอร์คาปาซิเตนซ์ต้องการถูกซาร์จในการสวิตชิงซึ่งมากกว่าคาปาซิเตนซ์ด้านอินพุต

หัวข้อที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงเงื่อนไขในการ Turn on และ Turn off ของวงจรถึ่งมีวิธีการออกแบบวงจรถับได้หลายแบบ ขึ้นกับลักษณะที่จะนำไปใช้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอกกล่าวถึงแต่แบบที่ได้นำไปใช้ในโครงการเท่านั้น * 1

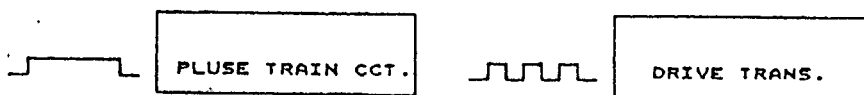
พัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Pulse Transformers) เป็นวงจรถับซึ่งเป็นที่นิยมอย่างมาก ในการใช้กับมอเตอร์ประเภท n-channel โดยที่วงจรถับนี้จะสามารถแยกกราวด์ของวงจรถับออกจากวงจรกำลังได้ ทำให้สามารถป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกัน นอกจากนี้ วงจรถับนี้จะทำงานที่ความถี่สูง ๆ ได้ดี ซึ่งการออกแบบหม้อแปลงมีความสำคัญ รูปที่ 3.9 แสดงให้เห็นถึงวงจรถับแบบพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์อย่างง่ายแบบหนึ่ง



รูปที่ 3.9 วงจรถับแบบพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์

อย่างไรก็ตาม ถ้าใช้วงจรถับนี้ในการทำงาน หม้อแปลงซึ่งนำมาใช้ก็จะต้องตัวใหญ่ ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองและอาจเกิดการอิมพัลส์ในแกนเหล็กได้ง่าย ดังนั้น โครงการนี้จึงได้แนะนำวงจรถับซึ่งพัฒนาจากแบบนี้ เรียกว่า พัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Pulse Train Transformers)

โดยหลักการก็คือ เราพยายามที่จะแบ่งพัลส์หนึ่งลูกนั้นให้กลายเป็นพัลส์ย่อย ๆ เพื่อให้ความถี่สูงขึ้น ดังรูป 3.10 ซึ่งทำให้เราสามารถใช่มอเตอร์เล็กลงได้ในการส่งผ่านพลังงาน ตามสมการ $g = KfNBA$ (เมื่อ K คือค่าคงที่) ดังนั้น เมื่อความถี่สูงขึ้น พื้นที่หน้าตัด(A) ก็สามารถลดลงได้นั่นคือ ขนาดหม้อแปลงลดลงนั่นเอง

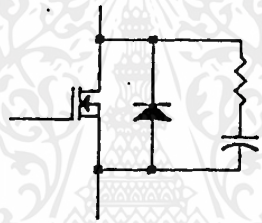


รูปที่ 3.10 แบ่งพัลส์หนึ่งลูกนั้นให้กลายเป็นพัลส์ย่อย ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สแน็บเบอร์ (Snubber) * ๑

จะถูกกำหนดโดยขนาดแรงดันของแหล่งจ่าย และโอกาสของการเกิดแรงดันสูงสุดที่อาจเกิดขึ้นได้ ที่จะดกร้อมขั้วเดรนและซอร์ส ถึงแม้ว่าค่าแรงดันจะเป็นแรงดันสไปค์ (Spike voltage) ก็อาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้ สำหรับในวงจรแบบลิเนียร์ มักจะใช้ค่าทนแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิทช์แล้วควรจะต้องเลือกค่าทนแรงดันของเพาเวอร์มอสเฟต (Break Down Voltage) เท่ากับ 3 เท่า ในกรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟ โดยที่จะต้องมียังวงจรที่จะทำหน้าที่ดูดกลืนพลังงานจากการคายของขดลวด (Voltage Suppression) เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดการทำงานอย่างทันที (Turn off) ซึ่งเรียกว่าวงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Circuit) ต่อกร้อมขั้วเดรนและซอร์สอยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ชุดดังแสดงในรูป 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรสแน็บเบอร์

การออกแบบและการทำงานของวงจรสแน็บเบอร์ที่ใช้ในการทดลอง

จากรูปข้างต้น POWER MOSFET เริ่มหยุดนำกระแส สมมุติให้กระแสขณะเทอร์น-ออฟของ POWER MOSFET ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งเรียกว่า ฟอลไทม์ (t_f) แรงดันคร่อม C ที่เวลา t ใด ๆ หาได้จาก

$$V_c = (1/C) \int_0^t I_L dt \quad (3.1)$$

$$V_c = (1/C) \int_0^t (I_L/t_f) t dt \quad (3.2)$$

เมื่อ I_L คือ กระแสโหลด

t_f คือ ฟอลไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้

เลือกตัวเก็บประจุ C ที่ใช้แรงดันคร่อมตัวมันมีค่า V_{CD} ที่เวลา $t = t_f$ จะได้ว่า

$$V_{LD} = [0.5 (I_L t_f)] / C \quad (3.3)$$

ดังนั้น สมการ (3.3) การเลือกค่า C ที่เหมาะสมมีค่า

$$C \geq (I_L t_f) / 2V_{CD} \quad (3.4)$$

หลังจากเมื่อเวลาผ่าน t_f ไปแล้ว C ยังคงถูกชาร์จอย่างต่อเนื่องด้วยกระแสไหลคงที่ต่อไปทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าสูงกว่าแหล่งจ่าย พลังงานที่เก็บสะสมใน C คือ

$$E_C = 0.5 C V_S^2 \quad (3.5)$$

เมื่อ POWER MOSFET เริ่มนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง พลังงานนี้จะถูกสลายใน R ถ้าให้ f คือความถี่ในการใช้งานของ POWER MOSFET ค่าพลังงานที่ถูกสลายที่ตัวต้านทาน R คือ

$$P_R = 0.5 C V_S^2 f \quad (3.6)$$

จากสมการ (3.6) จะเห็นว่าขณะที่ค่าของ C เพิ่มขึ้นกำลังงานสูญเสียใน POWER MOSFET จะลดลงแต่กำลังงานสูญเสียใน R จะเพิ่มขึ้น

ที่ช่วงเวลาเทอร์น-ออนของ POWER MOSFET ความต้านทาน R ควรจะจำกัดกระแสที่เกิดจากการดิสชาร์จผ่าน POWER MOSFET ขอมให้ไหลผ่านได้โดยปลอดภัยและ I_L คือกระแสไหลขณะนำกระแส สมมุติให้ R เท่านั้นที่เป็นตัวจำกัดกระแสดิสชาร์จของตัวเก็บประจุ ดังนั้นค่า R หาได้จาก

$$R \geq V_S / (I_M - I_L) \quad (3.7)$$

จะเห็นว่าสมการ (3.7) เป็นสมการที่หาค่าน้อยที่สุดของ R โดยประมาณ ส่วนค่าที่มากที่สุดนั้นสามารถหาได้จากช่วงเวลานำกระแสน้อยที่สุดของ POWER MOSFET ($t_{on(min)}$) โดยไม่คิดผลของค่าจากช่วงเวลานำกระแสน้อยที่สุด ควรจะมีค่าอย่างน้อยเป็น 3 เท่าของ ค่าไทม์คอนสแตนต์ R C

$$t_{on(min)} \geq 3 R C \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$R \leq t_{on(min)} / 3 C \quad (3.9)$$

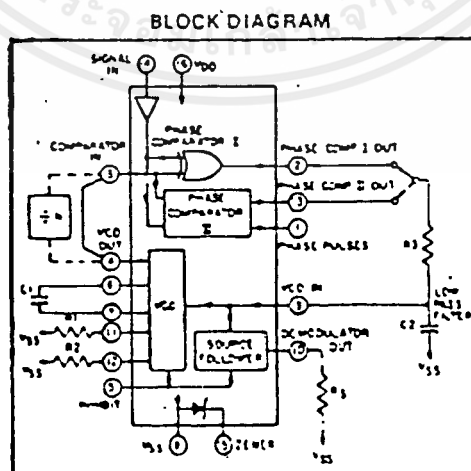
นั่นคือการออกแบบค่า R ควรมีค่าเล็กพอที่จะทำให้การดิซชาร์จประจุของ C เกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อรวมสมการที่ (3.7) และ (3.9) จะได้ค่า R คือ

$$V_S / (I_M - I_L) \leq R \leq t_{on(min)} / 3 C \quad (3.10)$$

สมการ (3.4) และ (3.10) เราสามารถคำนวณค่า R และ C ได้ จะเห็นว่าค่า R ควรเป็นค่าที่เหมาะสม เพื่อที่จะจำกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน POWER MOSFET ขณะเดียวกันควรเป็นค่าที่ให้ค่าไทม์คอนสแตนต์ RC น้อยกว่าช่วงเวลานำกระแสต่ำสุดของ POWER MOSFET ส่วนสมการที่ (3.6) ให้คำนวณค่ากำลังสูญเสียใน R $\times 2$

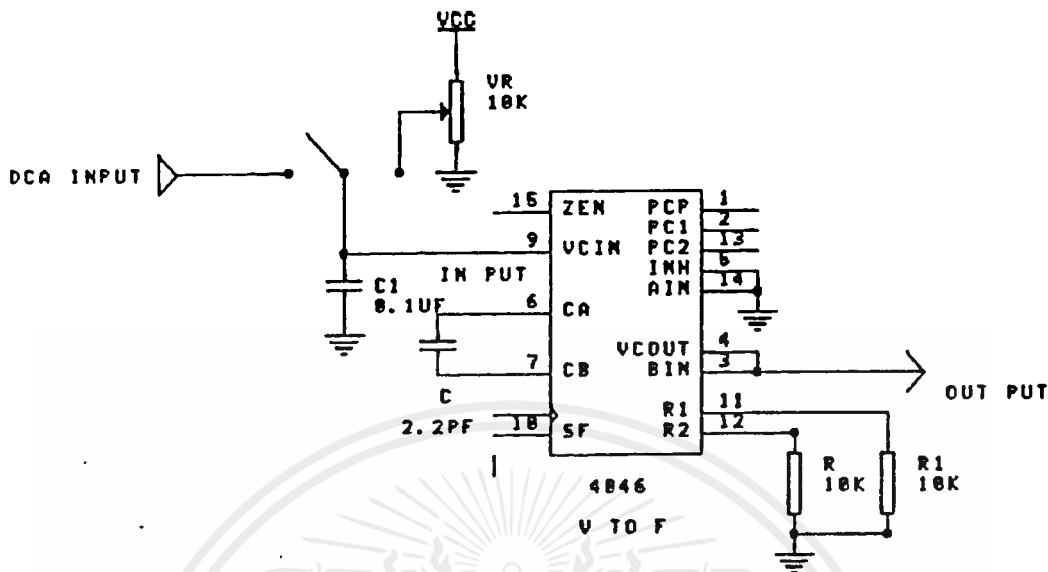
วงจรวีทเอฟ

หลังจากที่คิพูเอแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาลอกแล้ว จะได้ระดับแรงดันต่างๆ กันไป ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่มาจาก Computer ดังนั้น วงจรวีทเอฟจะเป็นส่วนสำคัญที่จะแปลงระดับแรงดันเหล่านี้ให้เป็นความถี่ที่ต้องการ โครงการนี้ได้เลือกใช้ ไอซี 4046 ซึ่งเป็นเฟสล็อกลูป แต่เรานำเฉพาะส่วน VCO มาใช้ ดังรูปที่ 3.12 โดยต่อเป็นวงจรดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.12 Block Diagram ของ ไอซี 4046

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า เอนูญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



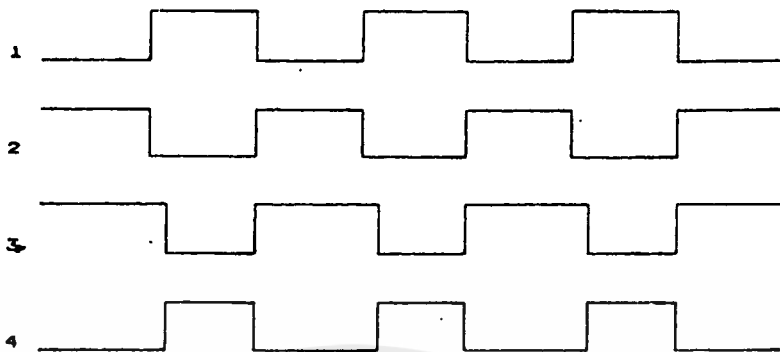
รูปที่ 3.13 วงจร V/F

C_1 จะเป็นตัวสำคัญในการกำหนดความถี่ของวงจรที่ระดับแรงดันหนึ่งๆ เนื่องจากมันจะเป็นตัวออสซิลเลทความถี่ พิจารณา R_1 และ C_1 ร่วมกันจะมีผลต่อการกำหนดช่วงความถี่ที่ใช้งาน และ R_2 เป็นตัวกำหนดความถี่ออฟเซตที่ต้องการ ซึ่งการกำหนดค่า C_1 , R_1 และ R_2 มีความสำคัญมากเนื่องจากว่าจะเป็นการกำหนดช่วงความถี่ใช้งานที่เหมาะสม

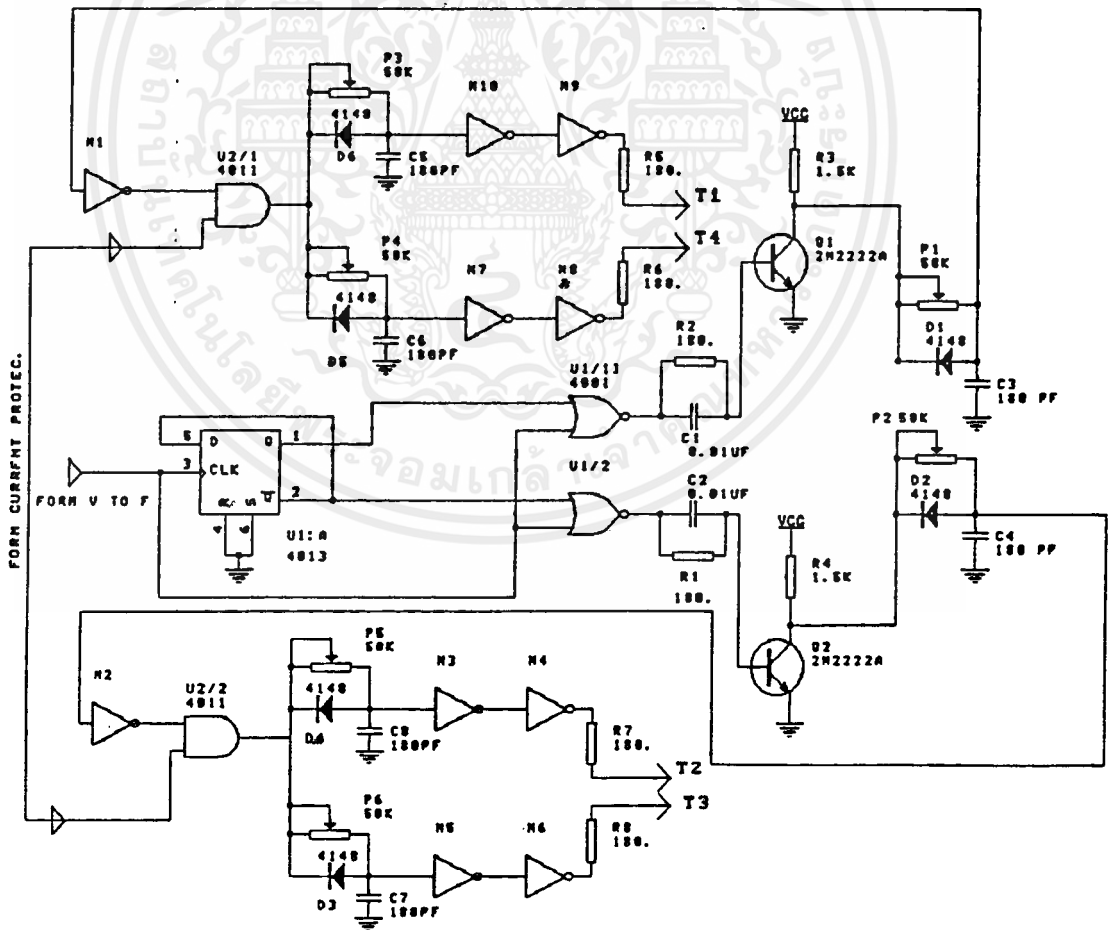
วงจรถัดเนื้อพัลส์

วงจรมีหน้าที่ตัดขนาดความกว้างของพัลส์ให้เล็กลงเล็กน้อย เพื่อป้องกันการลัดวงจรในระหว่างมอสเฟตในแนวตั้งเดียวกัน เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้วมอสเฟต จะมีเวลาหน่วงเนื่องจากการสวิทช์ซึ่งอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งเมื่อพิจารณาในด้านการใช้งานให้ปลอดภัยแล้วก็จะจำเป็นอย่างมาก แต่อย่างไรก็ตามการพิจารณาขนาดพัลส์ที่จะตัดออกนั้น จะขึ้นอยู่กับว่าเอาท์พุทของวงจรถัดเนื้อพัลส์จะยังคงเป็นรูปสัญญาณแบบ 2 ระดับอีกด้วย

การทำงานของวงจรมีหลักการของการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุ แล้วนำช่วงเวลาหลายๆทางลจิก จะได้เอาท์พุทเป็นพัลส์ที่เหมือนกับพัลส์ที่เข้าทุกประการ แต่จะแตกต่างที่เนื้อพัลส์บริเวณขอบขาขึ้นของพัลส์ขาเข้าจะถูกตัดออกไปเล็กน้อยดังรูป



รูปที่ 3.14 รูปคลื่นพัลส์ที่ออกจากวงจร Dead Time



รูปที่ 3.15 วงจร Dead Time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรป้องกัน

OVER CURRENT PROTECTION AND CURRENT SENSER FOR ADC. CIRCUIT

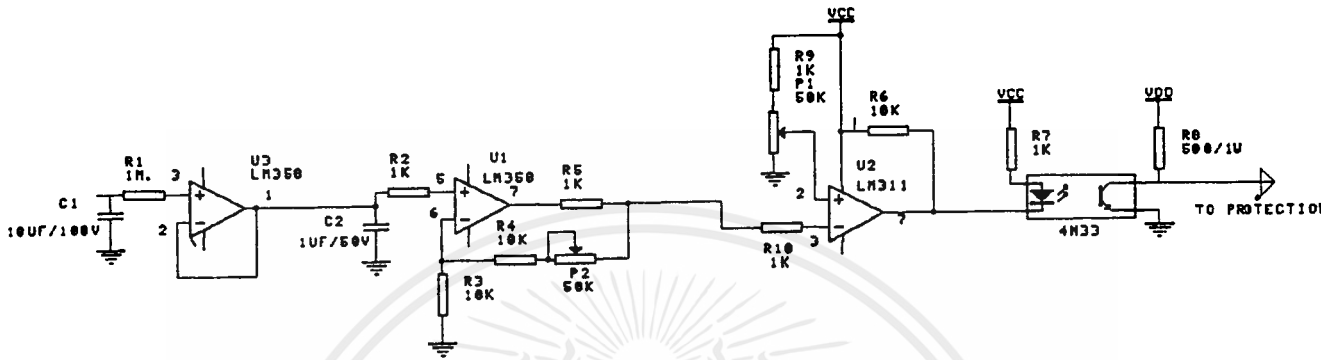
จากวงจรใช้หลักการของ Current Miller คือให้ Resistor $\cong 0.12 \Omega$ 50 W ต่อกับขา S ทั้งสองของ MOSFET และต่อลงกราวด์ จากวงจรจะเห็นได้ว่าการใช้ Op-Amp จะเป็นการดีในการเพิ่ม Input Impedance ของวงจรให้มากขึ้น และยังคง Resistor $1 M\Omega$ จาก R 0.1 Ω ซึ่งเป็นตัว Detect Voltage ไปยังขา Noninverting (Pin3) ของ LM-358 ซึ่งตัวแรกของ Op-Amp ทำหน้าที่เป็น Buffer (Gain 1) ผ่านไปยัง Noninverting Amp ซึ่งเป็นการขยาย Voltage อีกทีเพื่อส่งไปยังวงจร Comparator เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้กับค่าปกติ

จากการทดลอง เมื่อกระแสไหล 10 A เราจะได้ Voltage ตกคร่อม R 0.1 Ω 1V (วัดที่ TP1) และผ่านวงจร Noninverting Amp เราปรับที่ VR₁ ให้ได้ TP₂ ประมาณ 4.50 V จากนั้นเราก็ปรับที่ VR₂ วัด TP₃ ให้ได้ 5.0 Volt แสดงว่าถ้ากระแสผิดปกติไหลผ่าน R 0.12 Ω เราจะได้ Voltage ที่ตกคร่อม R 0.12 Ω ไม่ถึง 1 V ทำให้ TP₃ มากกว่า TP₂ Output Pin 7 ของ LM_{3/1} ออก High และผ่าน Optoisolator ไปเป็นสัญญาณป้อนให้กับวงจร Operated ทำให้วงจร Operated ทำงานปกติ

กรณีเกิด Over Current แรงเคลื่อนตกคร่อม R 0.1 Ω จะมากกว่า 1 V ทำให้ TP₃ < TP₂ ทำให้ PIN 7 Active Low ผ่าน Optoisolator ไปเป็น low ผ่านให้กับ Operer Circuit ทำให้เกิดการ Off Singnal ที่จะไปป้อนให้กับขา Gate ของ MOSFET เป็นการป้องกัน MOSFET ในกรณี OVER Current ได้ทันที

อุปกรณ์Operated	U ₁ U ₂ 4093	NAND GATE
	U ₃ 4049	INVERTER
CURRENT PROTECTION	LM 358	OPAMP
	LM 311	OPAMP (แบบ open collector)
	4N25,4N37	OPTO ISORATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 วงจร Over Current Protection and current sensor for ADC. circuit

OPERATED CIRCUIT

หน้าที่ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ Start เพื่อป้อนสัญญาณให้สัญญาณ Trigger ให้ Gate ของ POWER MOSFET และ Stop เมื่อเราได้ Heat เหลือตามต้องการแล้ว และยังเชื่อมสัญญาณ Over Current ที่ส่งมาจาก Current Detect

การทำงาน เมื่อเราเริ่มเปิดเครื่อง L_1 (Reset) , L_2 (Off Singnal) จะสว่างทันทีเพราะขา b ของ $U_{1/1}$ เป็น Low ในตอนนี้ถ้าเราต้องการ Heat เหลือก็ให้กด Reset ที่ขา b ของ $U_{1/1}$ จะเป็น High แต่จะสังเกตเห็นได้ว่า L_2 (Off Singnal) จะสว่างอยู่เพราะขา c ของ Q_3 เป็น LOW เพราะ Q_3 ได้รับความ Bias ซึ่งเป็น High จากขา L_1 ของ $U_{2/4}$ เราต้องกดปุ่ม Start เพื่อป้อน High ให้ Pin 14 ของ $U_{1/5}$ ซึ่งขณะนั้นขา 11 ของ $U_{1/5}$ ได้รับสัญญาณ Low ทำให้ Pin 12 ของ $U_{2/4}$ เป็น High จากคุณสมบัติของ NAND GATE จะได้ Pin 3 ของ $U_{2/2}$ เป็น High ซึ่งในขณะนั้น Pin 6 ของ $U_{1/3}$ ได้รับสัญญาณเป็น Low ผ่าน Invertor U_4 (Pin9-10) ของ $U_{1/4}$ เป็น High ที่ขา 12 จาก NAND GATE ใน Oscillator Board ทำให้มีสัญญาณไป Trig Gate ของ Power MOSFET

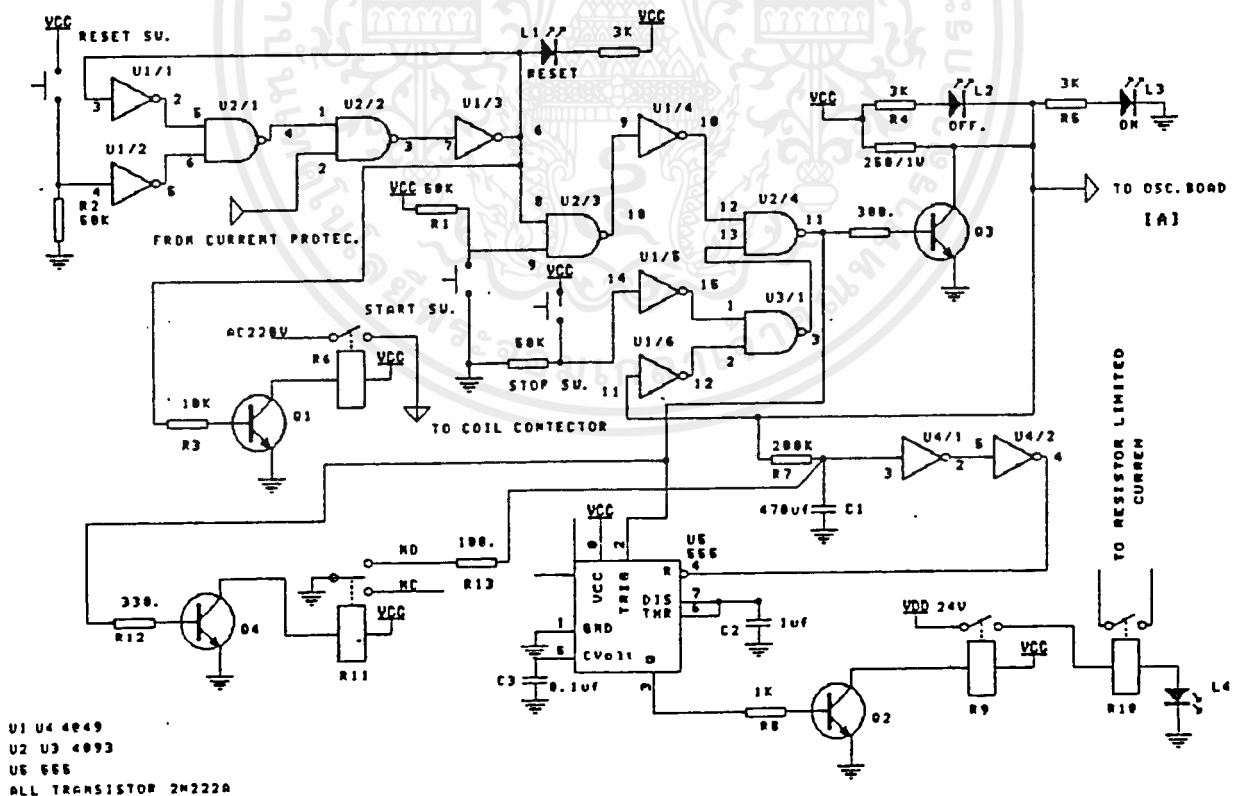
เอกสารนี้เป็นเอกสารทสวจนวสสสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การ STOP จากวงจรเมื่อเรากด Switch Stop ทำให้ Pin 10 ของ U₁ เปลี่ยนจาก Low เป็น High ผ่าน Invertor Pin (9-10) ทำให้ Pin12 ของ U₁ ได้รับสัญญาณ Low จากคุณสมบัติของ NAND GATE Pin11 ของ U₁ จะเปลี่ยน High เป็นการ Bias ทำให้ Q₁ On เราจึงได้สัญญาณ Low ไปเป็นสัญญาณ Protection เพื่อเป็นการ Off Singnal ที่จะป้อนไปยัง Gate ของ MOSTFET โดยเราสังเกตได้จาก L₂ (Off Singnal) สว่าง

การ START เมื่อเรากดปุ่ม Stop ไปแล้วถ้าเราต้องการจะ Start เพื่อทำการ Heat อีกครั้งหนึ่งเราก็ต้องกดปุ่ม Start ใหม่อีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ Pin3 ของ U₂ ได้รับ High ป้อนเป็น Input ไปยัง Pin13 ของ U₁ ซึ่งในขณะนั้น Pin12 ของ U₁ ได้รับ High อยู่แล้ว ทำให้ Output ของ Q₁ Off ได้รับสัญญาณ High ไปป้อนให้กับ NAND GATE บน Osilator Board ก็จะเป็นการป้อนสัญญาณ Trigger ให้กับ Gate ของ MOSTFET ต่อไป

ในกรณีเกิด Over Current ขึ้น Pin6 ของ U_{1/3} จะได้รับสัญญาณเป็น Low ทำให้ Pin4ของ U_{1/2} และ Pin7 ของ U_{1/3} ได้รับสัญญาณเป็น High ทำให้ Pin6 เป็น Low ∴ L₁ , L₂ จะสว่างเป็นการเตือนให้เราทราบว่าเกิด Over Current ขึ้น ถ้าต้องการให้ L₁ดับต้องกดปุ่ม Reset และถ้าจะให้เครื่องทำการป้อนสัญญาณ Trig ให้ Gate ก็กดปุ่ม Start เครื่องก็จะทำงานต่อไปได้



รูปที่ 3.17 วงจร Operated and Delay Time for Initial Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรหน่วงเวลากระแสเริ่มต้น (Delay time for initial current)

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่หน่วงเวลากระแสเริ่มต้นที่จ่ายให้ POWER MOSTFET ไม่ให้ถึงค่าสูงสุดอย่างทันทีทันใด ในช่วง Start ตอนแรก(ในขณะที่ Full load) โดยตั้งเวลาหน่วงไว้ประมาณ 5วินาที หลังจากนั้นกระแสก็จะไหลเต็มที่ จาก $150V/20\Omega$ กระแสจะไหลประมาณ 7.5 A. ใน 5 วินาที แรก หลังจากนั้นกระแสจะไหลเต็มที่ ถ้าช่วงนั้นเป็นความถี่ Resonance

T หน่วงเวลา $T \cong RC$ (ช่วงเวลา Charge)

$$R = 5 \text{ M}\Omega$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

$$T = 5 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-6} = 5 \text{ s.}$$

จากวงจร Timer 555 ขา 2 จะ Active Low (m Trigger) ขา 4 active Low (Reset) เมื่อเรากดปุ่ม Start ขา 2 จะได้รับสัญญาณ Low แต่ขา 3 ยังไม่ High ที่เดียว เพราะขา 4 ยังได้รับสัญญาณ Low ก่อนในช่วงแรก รอจนกว่า C จะ Charge ประจุเต็ม ตั้งเวลาประมาณ $T = RC$ เมื่อถึงเวลา T แล้วขา 4 จะได้รับ High ทำให้ขา 3 ออก High ไปทำให้ Q_2 ON Relay จ่ายไฟให้ Contector ไป Start R 20Ω เป็นการให้กระแสไหลเต็มที่ ส่วนการ Stop C จะ Discharge ผ่าน R 100Ω ซึ่งวงจรที่ทำหน้าที่นี้เป็นวงจร Discharge คือ Q_4 ซึ่งได้รับ สัญญาณ High จาก Pin1 11 ของ U_1 ทำให้ Q_2 ON และ Relay ทำการต่อกรวดให้กับ R 100Ω

$$\begin{aligned} \text{ช่วงเวลา Discharge จาก } T &= R_2C \\ &= 100 \times 1 \times 10^{-6} \\ &= 1 \times 10^{-4} \text{ Sec.} \end{aligned}$$

* หมายเหตุ

จากการทดลองถ้าเราปุ่ม Start ในขณะที่ POWER MOSFET FULL LOAD จะทำให้ขา D-S ของ MOSFET ทะลุเพราะกระแสไหลสูงในช่วงแรก เราจึงต้องหาทางหน่วงเวลากระแสไม่ให้เกิดค่าสูงสุดอย่างทันทีทันใด ขณะที่เรากดปุ่ม Start จึงใช้วงจร Delay Time for Initial Current ซึ่งเป็นการป้องกัน POWER MOSFET ซึ่งเป็นอุปกรณ์ราคาแพงได้อีกทางหนึ่ง

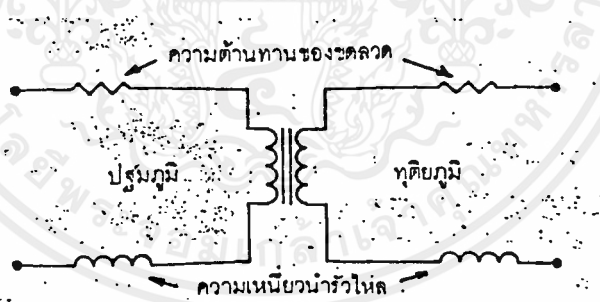
หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequencies Transformer)

เป็นตัวทำหน้าที่ส่งผ่านจากศักดาไฟฟ้าสูง ลดลงเป็นศักดาไฟฟ้าต่ำ แต่กระแสสูงเพื่อที่จะจ่ายให้กับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก โดยทางด้านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กนั้นต้องการกระแสไหลสูงเพื่อที่จะสร้างสนามแม่เหล็ก และเนื่องจากความถี่ไฟที่จ่ายให้กับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กสูงมาก ดังนั้นแกนของหม้อแปลงความถี่สูงจะต้องเป็นแกนเฟอร์ไรท์ เพื่อต้องการให้ค่าความสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

เริ่มแรกเราจะพิจารณาถึงขนาด ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดหรือหม้อแปลงไฟฟ้า จะต้องมีค่ามากพอที่จะหน่วงกระแสริบเบิ้ลให้มีค่าอยู่ในขอบเขตที่ยอมรับได้ และรักษาการทำงานในแบบต่อเนื่องไว้ แกนของหม้อแปลงจะต้องไม่เกิดการอิ่มตัวเมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวมันมีค่าสูงๆ ในการออกแบบบางครั้งเราจะต้องคำนึงถึงขนาดและกำลังงาน การกรองสัญญาณ และการตอบสนองสัญญาณทรานเซียนท์

วัสดุที่เป็นแกนของหม้อแปลงอาจเป็น เฟอร์ไรท์ หรือ ผงเหล็กก็ได้ แต่แกนที่เป็นแผ่นเหล็ก EI ไม่สามารถใช้กับการทำงานที่ความถี่สูงๆ ได้ เนื่องจากแกนจะเกิดการอิ่มตัวได้ง่าย



รูปที่ 3.18 แสดงโมเดลของหม้อแปลง

จากรูปแสดงโมเดลของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งประกอบด้วย ความต้านทานจากขดลวด และความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance) หม้อแปลงในอุดมคติ นั้น จะมีความสามารถในการขับพลังสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิได้สมบูรณ์ แรงดันสไปค (Voltage Spike) ไม่สามารถเกิดขึ้นมาคร่อมขดปฐมภูมิได้ เว้นแต่เกิดแรงดันสไปคที่เป็นสัดส่วนกันขึ้นทางทุติยภูมิ ถ้ามีโหลดมาต่อคร่อมขดทุติยภูมิ เราจึงใช้ตัวเก็บประจุกำจัดแรงดันสไปคที่เกิดขึ้น

ในความเป็นจริง สนามแม่เหล็กที่เกิดบนขดลวดทุกขดขดหนึ่งจำนวนไม่มากไม่สามารถกลับไปถึงไปยังขดลวดขดถัดไปได้ ในทางไฟฟ้าข้อมหมายถึง ความเหนี่ยวนำส่วนเล็กๆส่วนหนึ่งของขดลวดขดขดหนึ่ง ไม่เหนี่ยวนำสัญญาณไปยังขดลวดขดถัดไป ความเหนี่ยวนำส่วนจึงเรียกว่า ความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance) ดังแสดงในรูป กระแสทางขดลวดขดขดที่เกิดจากการเปิด-ปิด จะเป็นตัวก่อให้เกิดสไปคขึ้นในความเหนี่ยวนำรั่วไหล

อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่าน้อยมาก แต่ในการออกแบบหม้อแปลงเราไม่สามารถตัดพารามิเตอร์ตัวนี้ทิ้งได้ ในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าให้ใกล้เคียงกับหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติ นั้น มักใช้วิธีการพันแบบไบไฟลลาร์

การพันแบบไบไฟลลาร์นั้น ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิจะพันม้วนเข้าด้วยกัน เส้นลวดของขดลวดทั้งสองจะพันผสมกันบนคอรอลเดียวกัน

การออกแบบหม้อแปลงโดยวิธี Area Product (A_p)

กำหนดค่า

P = กำลังงานของหม้อแปลงไฟฟ้ามีหน่วยเป็น วัตต์ (W)

V_1 = แรงดันทางปฐมภูมิมิหน่วยเป็น โวลต์ (V)

V_2 = แรงดันทางทุติยภูมิมิหน่วยเป็น โวลต์ (V)

f_s = ความถี่ของแหล่งจ่ายมีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz)

ขั้นที่ 1

- กำหนด J ในช่วง 2.5-10 A/mm²

- กำหนด K ในช่วง 0.3-0.6

ขั้นที่ 2

คำนวณ A_p

$$A_p = \frac{P}{2B_{\max} K J f_s}$$

$$B_{\max} = 0.3 \text{ Tesla กรณีแกนเฟอร์ไรท์}$$

ขั้นที่ 3

- เลือกแกนที่มี A_p ที่คำนวณได้จากขั้นที่ 2 จากตารางข้างบน บันทึกค่า W และ S ของแกนไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 4

- กำหนดหาจำนวนรอบ N_1 (ปริมภูมิ), N_2 (ทุติยภูมิ)

$$N_1 = \frac{V_1}{4B_{\max}Sf_s}$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4B_{\max}Sf_s}$$

ชนิด	พิกษา'	สูง(ม)	Sl(mm)	A _p (mm ²)
EI-16	29	36	19.2	555
EI-19	29.5	40	25	738
EI-25	52.8	51.2	42.25	2231
EI-28	50	60.8	77.38	3559
EI-30	34.2	66	110.25	3771
EI-33	97.8	76	120.65	11800
EI-35	96	80	100	9600
EI-40	112.14	86	132.25	14831
EI-50	182.75	108	210.25	38423
EE-34	115	61	92	10575
EE-39	200	72	123	24556
EE-43	210	79	172	36109
EE-70	492	102	222	109007

คือ ค่าเฉลี่ยของขนาด 1 รอบ

ตาราง 3.1 ขนาดของแกน

ขั้นที่ 5

- กำหนดขนาดพื้นที่หน้าตัดของลวด

$$AW_1 = \frac{KW}{2N_1} \quad \text{or} \quad \frac{I_1}{J}$$

$$AW_2 = \frac{KW}{2N_2} \quad \text{or} \quad \frac{I_2}{J}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{- เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของลวดทางปฐมภูมิ} = \sqrt{\frac{4AW_1}{\pi}}$$

$$\text{- เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของลวดทางทุติยภูมิ} = \sqrt{\frac{4AW_2}{\pi}}$$

เลือกเบอร์ลวดทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ ให้มีเส้นผ่าศูนย์กลาง (d) ให้ใกล้เคียงที่คำนวณได้

ขั้นที่ 6

- ทดสอบว่าสามารถพันขดลวดลงใน window ได้หรือไม่

$$w \geq \frac{(N_1 d_1^2 + N_2 d_2^2) \pi}{4K}$$

เมื่อ d_1 คือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

d_2 คือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

ถึงแม้ว่าจะเลือกความถี่ที่ถูกต้อง ซึ่งจะเป็นไปได้เป็นส่วนที่สำคัญที่สุดในขั้นตอนการออกแบบระบบเหนี่ยวนำความร้อน แต่ก็ยังมีบ่อยครั้งที่จะต้องยืดหยุ่นในช่วงของความถี่ให้พอเพียง ในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำนั้น อย่างไรก็ตามจะแตกต่างกันอย่างมากในการใช้งาน และสามารถจะพิจารณาความสำคัญอย่างยิ่งในแง่ของระบบวิศวกรรม ซึ่งจะมีหน้าที่หลายๆ อย่าง ซึ่งจะต้องเตรียมขดลวดเหนี่ยวนำให้ขดลวดสมบูรณ์คือ

- กระแสเหนี่ยวนำภายใน Load ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับรูปแบบของความร้อนในการใช้งาน
- รูปแบบของความร้อนที่ได้จะมีผลอย่างมากกับประสิทธิภาพ
- เตรียม Impedance ให้เหมาะสมกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งจะต้องจ่ายพลังงานให้เพียงพอกับ Load
- จะต้องมีการคิดในการเตรียมการหัวขั้วหลักทั้ง 3 ข้างต้นให้สำเร็จลงและจะต้องง่ายในการ

ยินยอมให้ใช้ และยกเลิกชิ้นส่วนที่ถูกทำให้ร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมรูปแบบความร้อน

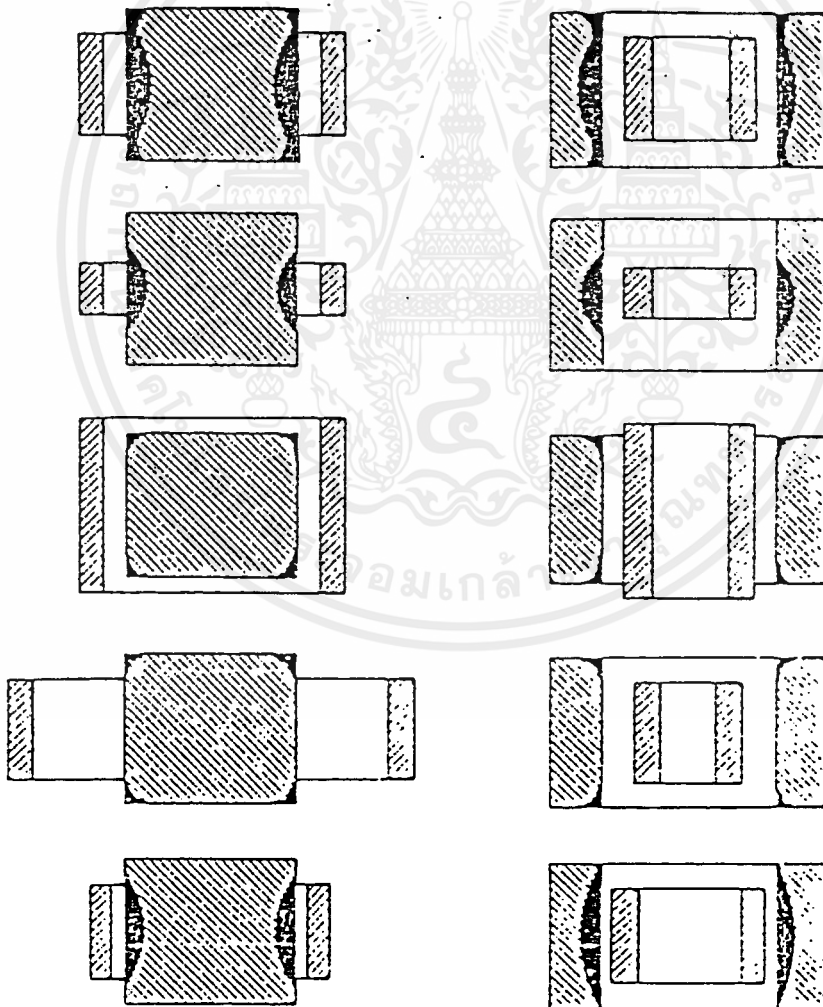
กฎเกณฑ์สำคัญที่สุดอย่างแรกของการเหนี่ยวนำความร้อน คือการพัฒนาของความต้องการรูปแบบความร้อน สิ่งที่ต้องพิจารณาคือ จะทำอย่างไรให้ความร้อนเหมาะสมกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งมีความสำคัญเป็นอันดับสอง

ตาราง 3.2 Characteristics ทั่วๆ ไปของการกำหนดความถี่สำหรับการใช้งานในแต่ละชิ้นงาน

Out Put,kW	Frequency,kHz.	IN PUT	
		V	kVA
1	400	115	2.3
2.5	400	230,460	5.5
5	250 - 450	230,460	12.5
7.5	250 - 450	230,460	17
10	250 - 450	230,460	23.5
15	180 - 450	230,460	35
20	180 - 450	230,460	45
25	180 - 450	230,460	55
30	180 - 450	230,460	70
40	180 - 450	230,460	92
50	180 - 450	230,460	120
75	180 - 450	230,460	165
100	180 - 450	230,460	210
2.5	2.5 - 8	230,460	5.5
5	2.5 - 8	230,460	12.5
7.5	2.5 - 8	230,460	17
10	2.5 - 8	230,460	23.5
15	2.5 - 8	230,460	35
20	2.5 - 8	230,460	45
30	2.5 - 8	230,460	70
50	2.5 - 8	230,460	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสร้างทางเรขาคณิตอย่างง่าย ๆ รูปแบบเรขาคณิตอย่างง่าย รูปแบบความร้อนที่ใช้ตัดสินใจ จะพบว่าสามารถบรรลุผลได้โดยง่ายที่สุดคือ ตัวอย่างยอดนิยมใช้มากคือ รูปของความร้อนในภาคตัดตามยาวของทรงกระบอกโดยมีขดลวดแบบธรรมดาพันอยู่ ซึ่งแสดงในรูป 2.1 ถ้าหากขดลวดอยู่ใกล้กับตัวเชื่อมประสาน (คือชิ้นงานที่ขนาดใหญ่ใกล้เคียงเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด) รูปแบบของความร้อนจะถูกประมาณว่ามีขนาดเท่ากับความยาวของขดลวด และจะมีความหนาเสมอกัน ถ้าหากโหลดยังคงรูปร่างอยู่ แต่ถูกดัดแปลงเล็กน้อย เช่นเดียวกับเพลาช้อเหวี่ยง ซึ่งความร้อนถูกค้ำไว้ถึงในการใส่เข้าและถอดออกของเพลาก็ทำได้โดยง่าย ซึ่งบางครั้งการดัดแปลงจะต้องทำนานใหญ่เพื่อให้ได้ขดลวดที่ดีถ้าหากชิ้นส่วนถูกประกอบด้วยปุมโหนดที่ไม่ใช้งาน ส่วนที่ไม่ใช้งานนั้นจะต้องถูกบรรจุในขดลวดเหนียวนำด้วย ขดลวดเหนียวนำจำนวนมากถูกออกแบบโดยขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพ มีเพียงข้อชี้แนะทั่วไปเท่านั้นที่จะช่วยเหลือได้ ซึ่งเกิดจากการทดลองการใช้งานจริง ดังนั้นรูปร่างของขดลวดเหนียวนำพื้นฐาน และชนิดของโหลด ซึ่งสามารถนำมาใช้งานได้จริงจะถูกแสดงให้เห็นต่อไป



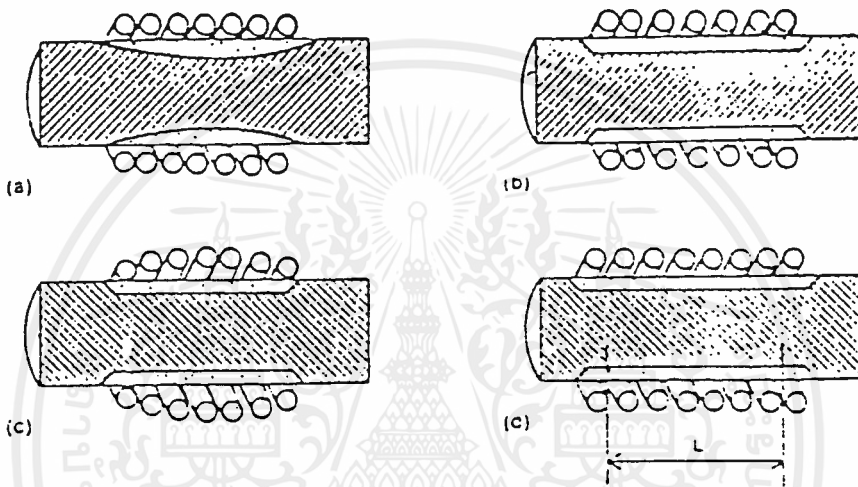
งานที่อยู่ในขดลวด

ขดลวดที่อยู่ในงาน

รูปที่ 3.19 ผลของความร้อนที่กำหนดขึ้นมีผลต่อการกำหนดตำแหน่งชิ้นงานและขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

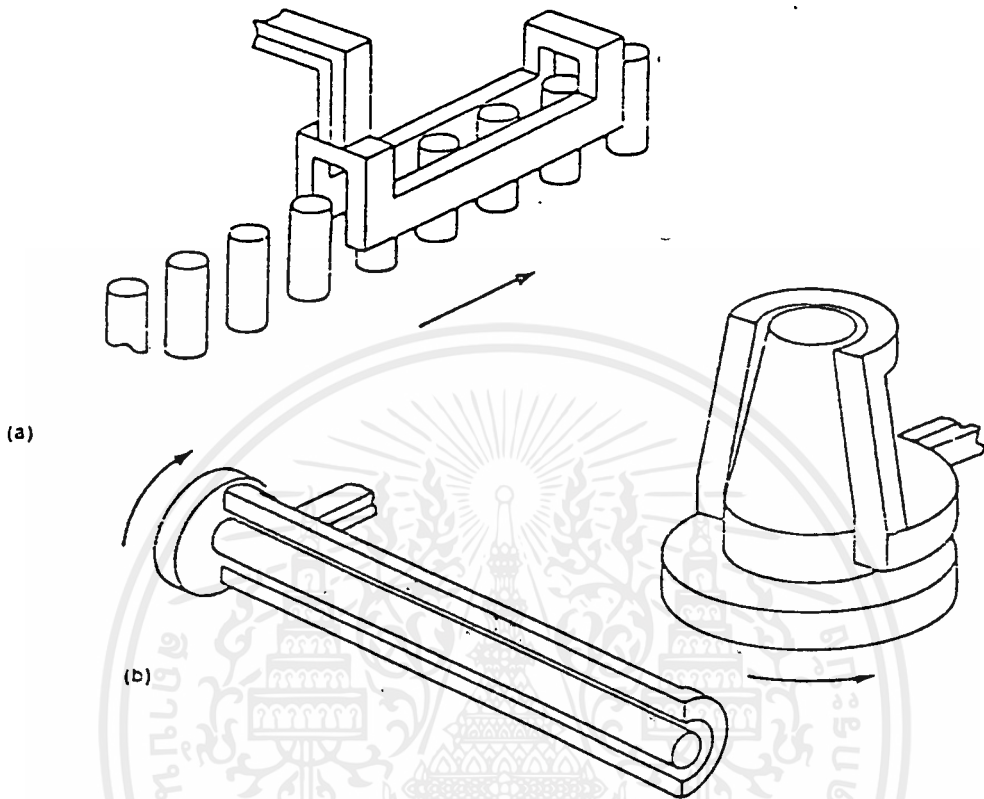
การเปลี่ยนแปลงขนาดของขดลวดให้ใหญ่กว่าหรือเล็กกว่าชิ้นงาน ดังแสดงในรูป 3.19 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าขดลวดทำให้เกิดความร้อนภายในพื้นผิวของทรงกระบอก ในขณะที่ขดลวดที่อยู่ภายในให้ประสิทธิภาพต่ำกว่าขดลวดภายนอก ซึ่งไม่สามารถใช้กับงานที่ต้องการศักยภาพสูง ซึ่งแสดงได้ในรูปว่าการออกแบบขดลวดมีผลกับรูปแบบความร้อน การที่จะเปลี่ยนแปลงรูปแบบ หากมีแบบเหมือนกัน สามารถจะใช้ได้โดยเลื่อนขดลวด หรือปรับระยะห่างของขดลวดดังแสดงในรูป 3.20



- รูปที่ 3.20 a) ความร้อนที่ไม่สม่ำเสมอที่ได้จากระยะขดลวดเท่าๆกัน ซึ่งปัญหานี้เราแก้ได้โดย
 b) เพิ่มระยะห่างของขดลวดในแต่ละรอบให้กว้างขึ้น
 c) ทำให้เกิดความแตกต่างของการ coupling หรือ
 d) ให้จำนวนรอบของขดลวดมากขึ้น เมื่อ L คือความยาวในการให้ความร้อน

ในสมการเรขาคณิตขั้นสูงนั้น ขดลวดจะถูกออกแบบได้หลายรูปแบบ และการใช้งานจริงถูกจำกัดด้วยความตั้งใจของนักออกแบบ ดังตัวอย่างขดลวด (ผลของความร้อน) ซึ่งแสดงในรูป 3.21 และ รูปที่ 3.24

ขดลวดแบบเป็นร่อง (แสดงในรูป 3.21) เป็นแบบหนึ่งของขดลวดที่ใช้กันอย่างกว้างขวางมันถูกใช้เพื่อให้ความร้อนสำหรับด้านปลายหรือด้านหนึ่งของอุปกรณ์และชิ้นส่วนนั้นจะต้องเคลื่อนที่ผ่านขดลวดอย่างต่อเนื่องตลอดกระบวนการ ซึ่งเป็นไปได้ว่าขดลวดจะไม่ได้ล้อมรอบชิ้นงานขดลวดแบบร่องถูกใช้บ่อยเพื่อให้ความร้อนอย่างต่อเนื่องตลอดกระบวนการขึ้นอยู่กับรูปแบบของการต้องการความร้อน

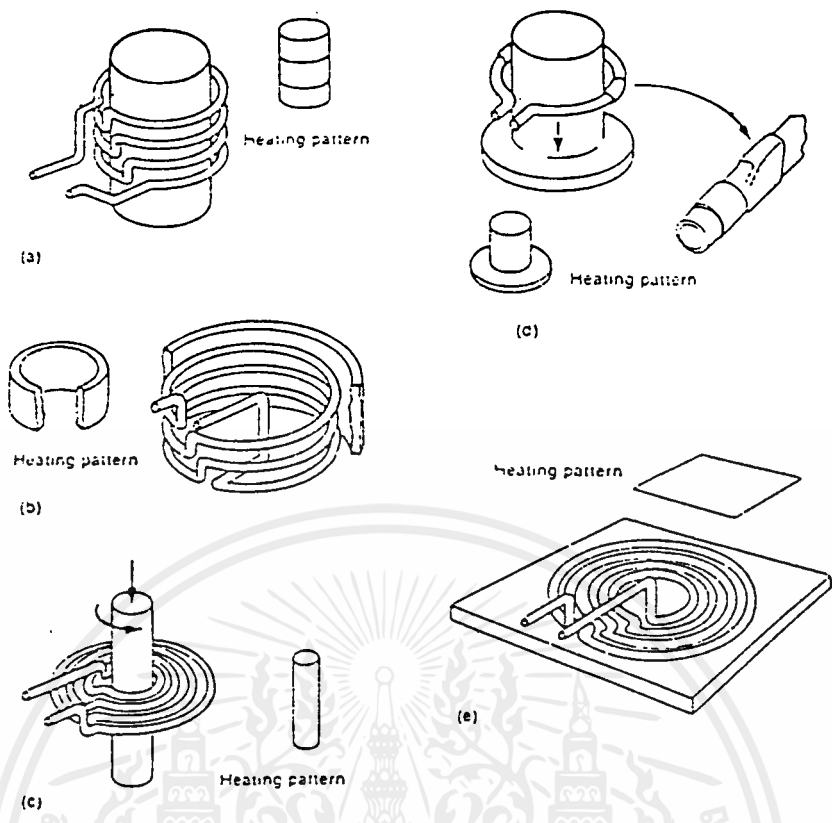


รูปที่ 3.21 ชนิดในการออกแบบของ a) ขดลวดเหนียวนำแบบร่อง
b) single shot . แบบขดลวดที่ไม่เป็นวงกลมสมบูรณ์

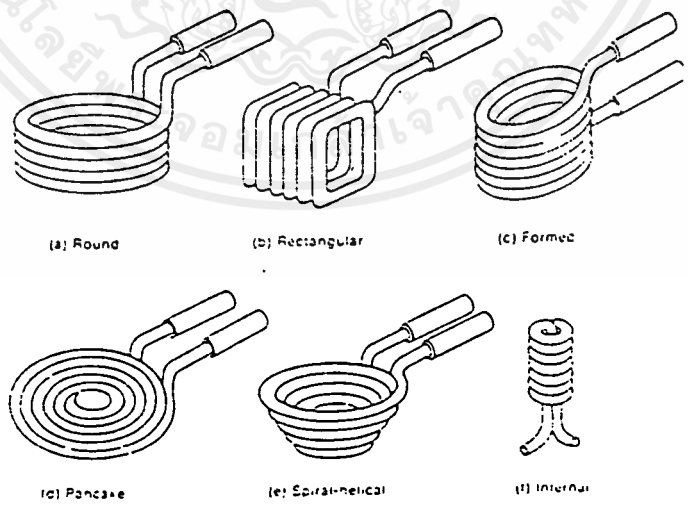
ขดลวดซึ่งนิยมใช้อย่างมาก เพื่อที่จะให้ความร้อนรอบชิ้นส่วนนั้นเป็นแบบ ไม่เป็นวงกลมสมบูรณ์ (รูป 3.21 b) ขดลวดแบบนี้ กระแสเหนียวนำจะวิ่งไปตามยาวมากกว่าตามลักษณะทรงกลมชิ้นส่วนจะต้องหมุนไปมาขณะดำเนินการ เพื่อให้ความร้อนกระจายทั่วพื้นผิว ขดลวดแบบนี้เพิ่งได้รับความนิยมไม่กี่ปีที่ผ่านมา ในการชุบแข็งผิวของเพลาลหลายรูปแบบ

เรขาคณิตพื้นฐานของขดลวดแบบอื่น คือเป็นลักษณะเหมือนจานแบน ซึ่งแสดงในรูป 3.22 (e) และ 3.23 (d) ขดลวดแบบนี้ให้ความร้อนแก่พื้นผิวเพียงด้านเดียว แต่สามารถดัดแปลงชิ้นส่วนให้โค้งหรือเหลื่อมกัน คุณลักษณะแบบอื่น ๆ ของขดลวดได้แสดงในรูป 3.23 และ 3.24

ขดลวดความร้อนสำเร็จรูปโดยทั่วไปทำจากทองแดง การที่ใช้ทองแดง เพราะว่ามีคุณสมบัติต้านทานไฟฟ้าต่ำ และสามารถหล่อเย็นด้วยน้ำ เพื่อป้องกันความร้อนเกินขนาดในขณะใช้งาน



รูปที่ 3.22 ชนิดของขดลวดในการออกแบบสำหรับพื้นที่ที่ต้องการทำให้แข็ง โดยใช้ความถี่สูงในการเหนี่ยวนำ

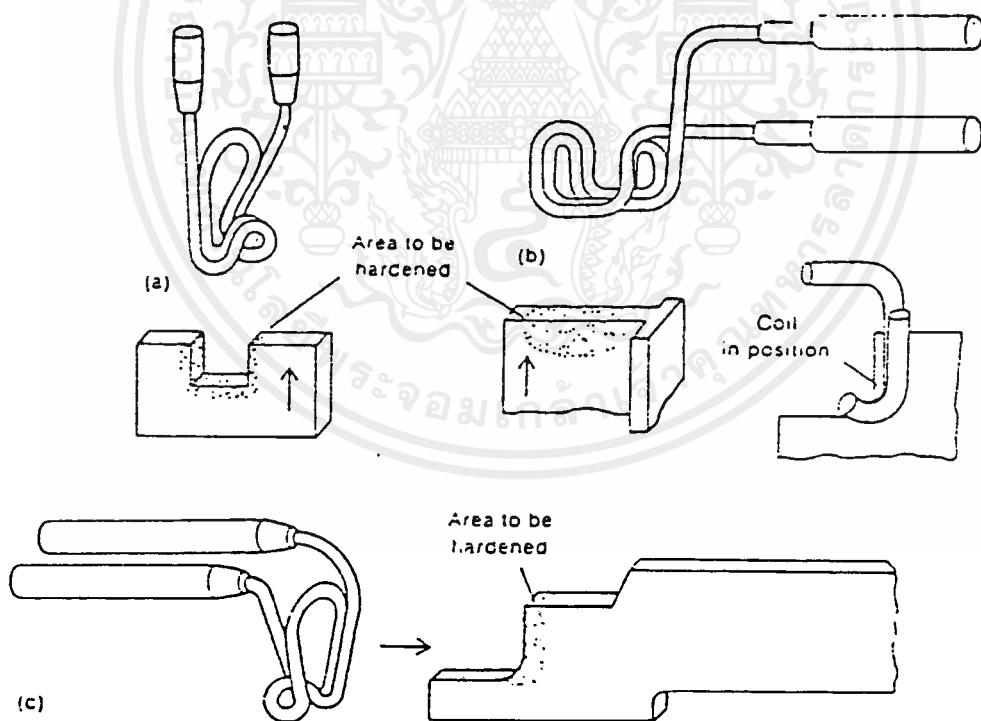


รูปที่ 3.23 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเหมาะสมของขดลวดเหนียวนำต่อเครื่องกำเนิด

จากการออกแบบรูปร่างของขดลวดในหลายลักษณะ ความเหมาะสมกับของขดลวดต่อเครื่องกำเนิดนั้นมีความสำคัญอย่างมาก ถ้าหากคิดถึงความร้อนต่อชิ้นงาน ซึ่งกำหนดไว้และรูปร่างของขดลวด ซึ่งออกแบบให้เหมาะสมกับชิ้นงาน ขดลวดจะต้องเหมาะสมกับเครื่องกำเนิดเพื่อที่จะได้เก็บความร้อนได้ตลอดเวลาที่ต้องการ ถ้าพลังงานเต็มพิกัดของเครื่องกำเนิดถูกกำหนดอย่างจริงจังมันเป็นจุดสำคัญที่ข้อกำหนดทางไฟฟ้าของระบบ ซึ่งใช้กระแสเต็มกำลังซึ่งถูกจ่ายจากแหล่งจ่ายไฟด้วยแรงดันเต็มพิกัด ซึ่งเครื่องกำเนิดจะต้องมองเห็นค่าสัมประสิทธิ์ของพลังงาน (POWER FACTOR) จะต้องเข้าใกล้ 1 ให้มากที่สุด สิ่งนี้เรียกว่าความเหมาะสมทาง Impedance ความเหมาะสมทาง Impedance นั้นเกี่ยวข้องกับตัวแปร 2 ประการของปัญหาพื้นฐานเดียวกันคือ : เหมาะสมกับต้นกำเนิดแบบความถี่ตายตัว และเหมาะสมกับต้นกำเนิดแบบเปลี่ยนความถี่ได้ โดยการใช้งานจริงรวมถึงการเปลี่ยนจำนวนรอบของขดลวดเหนียวนำ และใช้หม้อแปลงสัณพันธ์



รูปที่ 3.24 ขดลวดเหนียวนำแบบ odd-shape สำหรับใช้เฉพาะพื้นที่ที่ต้องการความร้อน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นส่วนที่ต่อจากหม้อแปลงความถี่สูง โดยที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นตัวสนามแม่เหล็กให้เข้าไปในเหล็กเพื่อที่จะทำให้เหล็กร้อน โดยกระแสในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กนั้นมีความหนาแน่นมาก จะทำให้ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กร้อน และขดลวดได้รับความร้อนส่วนหนึ่งมาจากชิ้นงาน ดังนั้นจึงต้องมีการระบายความร้อนออกจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก โครงสร้างของขดลวดจะทำจากท่อเพื่อที่จะให้มีน้ำไหลอยู่ภายใน และเนื่องจากผลของ Skin Effect กระแสที่ไหลในลวดตัวนำจะเคลื่อนที่เฉพาะที่ผิวเท่านั้น

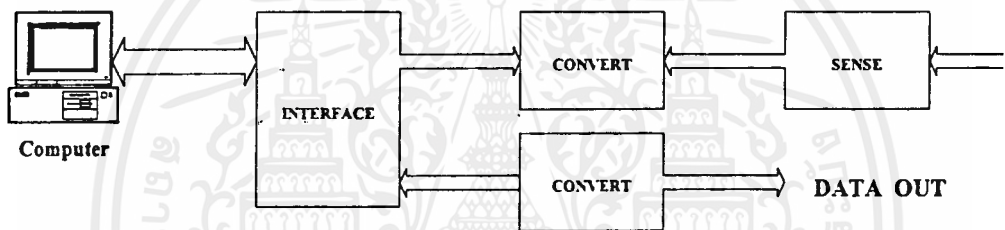


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ระบบควบคุม

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงระบบควบคุมของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วย เครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ และวงจรภายนอก โดยจะอธิบายในแง่ของลำดับขั้นตอนของการทำงานและอธิบายการทำงานของวงจรการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในโครงการนี้ จะแสดงการทำงานคร่าว ๆ ได้ในรูปแบบบล็อกไดอะแกรมต่อไปนี้

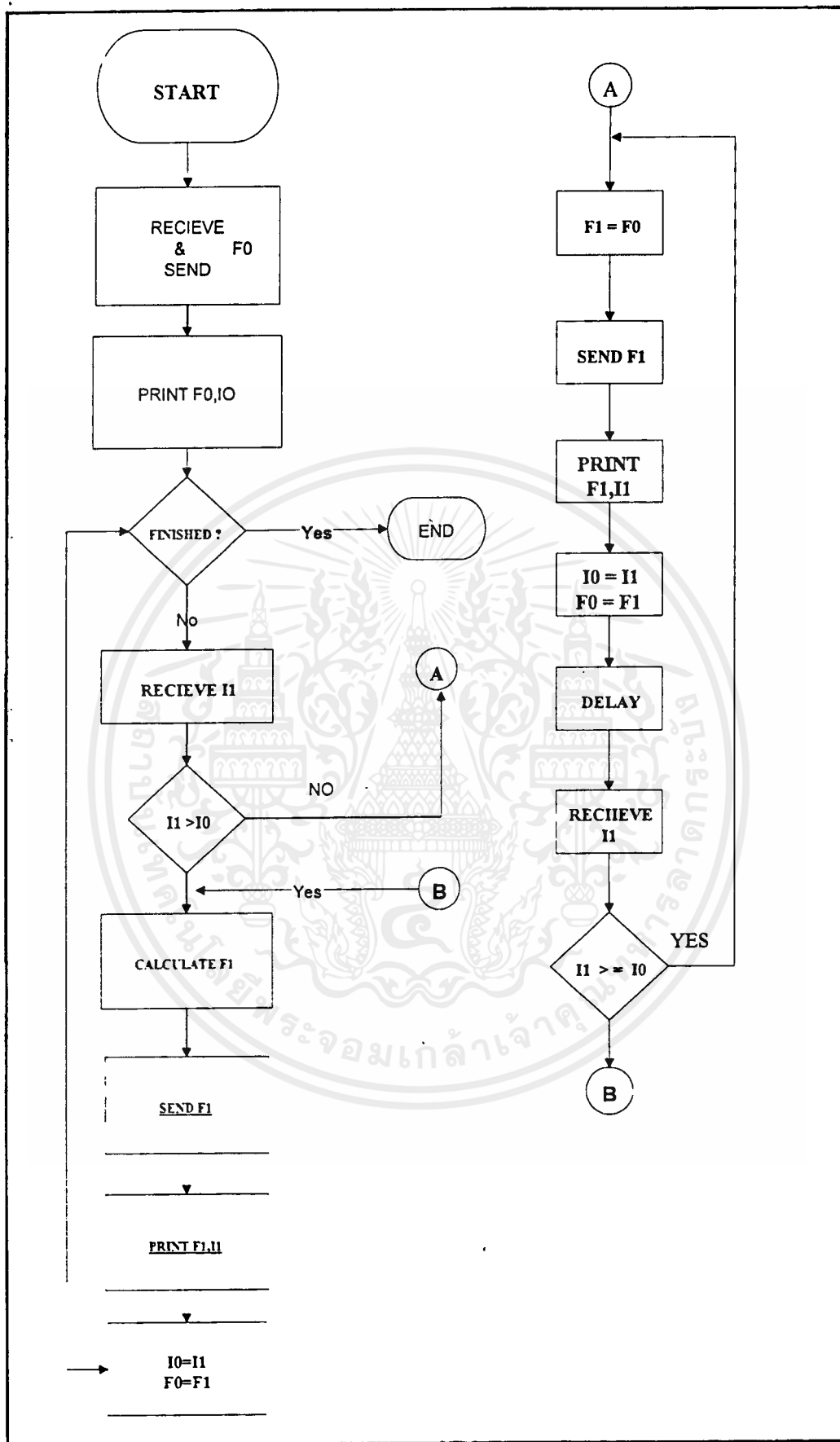


รูปที่ 4.1

จากรูปจะสรุปการทำงานได้คร่าว ๆ ได้ดังนี้ คือ เครื่องไมโครคอมพิวเตอร์จะต้องติดต่อกับ วงจรส่งสัญญาณเข้าและออก เพื่อรับและส่งข้อมูลในการที่จะควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้ รายละเอียดของวงจรต่างๆและลำดับขั้นตอนโดยละเอียด จะได้แสดงในหัวข้อต่อ ๆ ไป

4.1 ลำดับขั้นตอนจากการทำงาน

จุดประสงค์ในการใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์ และควบคุมให้อินเวอร์เตอร์สามารถทำงานที่ความถี่เดียวกับความถี่ของวงจรเหนี่ยวนำได้ ลำดับขั้นตอนของการทำงานของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ แสดงได้ดังรูป Flowchart ต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

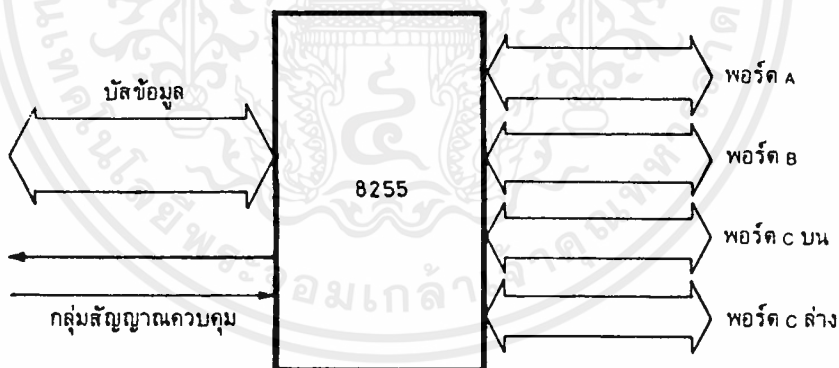
การทำงานของระบบทั้งหมดจะทำซ้ำอย่างนี้ไปเรื่อย ๆ ระบบก็จะติดตามความถี่หรือฮิิตความถี่ไปเรื่อย ๆ จนกว่าผู้ควบคุมระบบจะเห็นว่าโหลดได้รับการเหนี่ยวนำความร้อนเพียงพอแล้วตามอุณหภูมิที่ต้องการ และจะสั่งให้ระบบทั้งหมดหยุดการทำงาน ซึ่งจะเป็นการสิ้นสุดการทำงานของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ด้วย

ภาษาที่เขียนโปรแกรมการทำงานดังกล่าว จะใช้ภาษาเบสิกโดยใช้เทอร์โบเบสิกเป็นคอมไพเลอร์ โปรแกรมของระบบทั้งหมดได้แสดงไว้ในภาคผนวกท้ายเล่ม

4.2 ความรู้เกี่ยวกับการ Interface

การใช้งานไมโครโปรเซสส่วนใหญ่ จะเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก เช่น สวิตซ์ ,รีเลย์หรือตัวตรวจจับอื่น ๆ การเชื่อมต่อในลักษณะดังกล่าวจะเชื่อมต่อกับพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต เพื่อให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณควบคุมไปยังอุปกรณ์ต่าง ๆ ตามเงื่อนไขที่เกิดขึ้นและสามารถตรวจสอบได้ด้วยตัวไมโครโปรเซสเซอร์ด้วย

ในที่นี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ไอซี LSI ที่ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุต ไอซี LSI ที่รู้จักกันดีมากที่สุดมีราคาถูก และหาได้ง่าย คือ ไอซี 8255



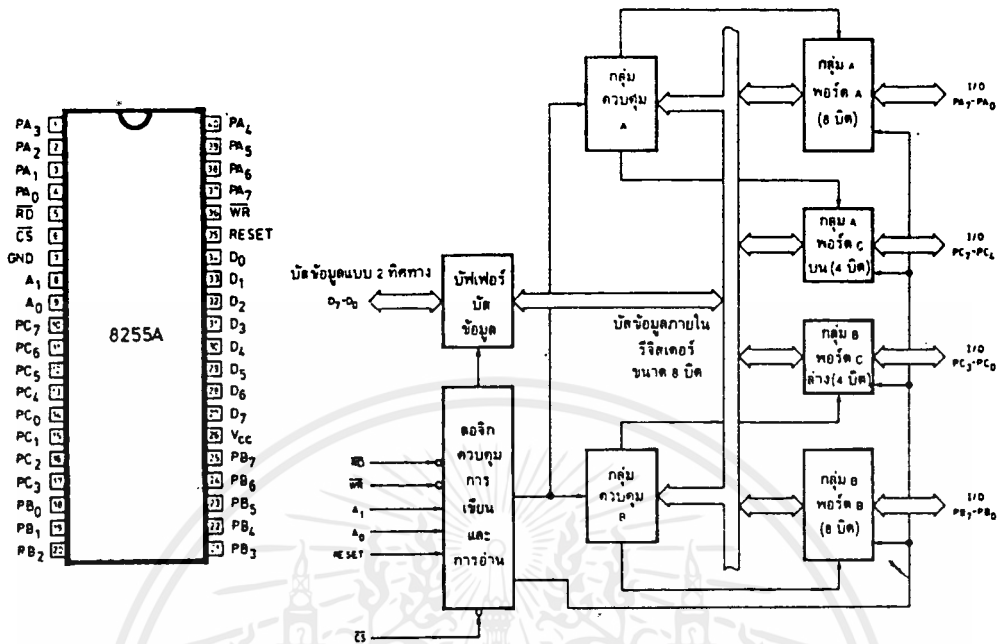
รูปที่ 4.2 แผนผังโครงสร้างของไอซี 8255

4.2.1 รายละเอียดเกี่ยวกับ 8255

8255 เป็นอุปกรณ์ LSI (LARGE SCALE INTEGRATED CIRCUIT) บรรจุอยู่ใน PACKAGE 40 ขาแบบ DIP (DUAL-IN-LINE PACKAGE) เริ่มผลิตโดยบริษัท INTEL COOPERATION ผู้ผลิตไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์ 8088 จุดประสงค์เพื่อใช้งานร่วมกับ 8088 โดยเฉพาะแต่ภายในภายหลังได้มีการนำ 8255 ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์อื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.3 นี้แสดงบล็อกไดอะแกรม ของ 8255 ซึ่งหน้าที่ของแต่ละบล็อกมีดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 4.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมและการวางตำแหน่งขาของ 8255

บล็อกกลุ่มแรกที่เราจะพูดถึงนี้ ได้แก่ บล็อกจำนวน 4 บล็อก ที่อยู่ด้านขวาของรูป ซึ่งจะเป็นส่วนที่เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกอื่น ๆ โดยมีสาย PA0-PA7, PB0-PB7 และ PC0-PC7 เป็นทางผ่านของข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ภายนอกกับ 8255 สายสัญญาณเหล่านี้จะถูกแบ่งออกเป็น 3 I/O พอร์ต ได้แก่ พอร์ต A(PA), พอร์ต B(PB) และ พอร์ต C(PC) พอร์ตเหล่านี้แต่ละพอร์ตสามารถเป็นได้ทั้งพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต และแต่ละบล็อกจะมีสัญญาณเชื่อมเข้ากับบัสข้อมูลภายในของ 8255

บล็อกกลุ่มถัดมาได้แก่ GROUP A CONTROL และ GROUP B CONTROL ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดลักษณะการทำงานของทั้ง 3 I/O พอร์ต (8255 มีลักษณะการทำงานที่แตกต่างกันอยู่ 3 โหมด สามารถกำหนดได้โดยการโปรแกรมส่ง CONTROL WORD ให้กับ 8255 ซึ่งจะกล่าวถึงในภายหลัง) จากรูป 4.3 จะเห็นว่า พอร์ต C นี้จะประกอบด้วยพอร์ตขนาด 4 บิต 2 พอร์ต กลุ่มหนึ่งจะถูกควบคุมโดย GROUP A CONTROL อีกกลุ่มหนึ่งจะถูกควบคุมโดย GROUP B CONTROL สำหรับเหตุผลนั้นกล่าวถึงในภายหลัง

บล็อกกลุ่มสุดท้ายที่จะกล่าวถึงได้แก่ DATA BUS BUFFER และ READ/WRITE CONTROL LOGIC ซึ่งบล็อกเหล่านี้จะเป็นส่วนที่ติดต่อกับ CPU. DATA BUS BUFFER นี้จะเป็นบัฟเฟอร์ให้กับบัสข้อมูลของ CPU ส่วน READ/WRITE CONTROL LOGIC จะเป็นส่วนที่ควบคุมให้ข้อมูลเข้าหรือออกจากรีจิสเตอร์ภายในตัวที่ต้องการ และในเวลาที่เหมาะสม

4.2.2 รายละเอียดการจัดเรียงขาของ 8255

ในส่วนนี้เราพิจารณาหน้าที่ของขาแต่ละขาของ 8255 ซึ่งข้อมูลเหล่านี้จะมีประโยชน์ในการเชื่อมต่อเข้ากับระบบบัสของ CPU สำหรับการจัดขาแสดงไว้ในรูปที่ 4.3 รายละเอียดของขาแต่ละขามีดังนี้คือ

D0-D7 : เป็นสายข้อมูลอินพุท/เอาต์พุทแบบสองทิศทาง (BI-DIRECTIONAL BUS) จะเป็นทางผ่านของข้อมูลระหว่างพอร์ทต่างๆของ 8255 กับบัสข้อมูลของ Z80

CS(CHIP SELECT INPUT) : เมื่อขานี้มีสถานะลอจิกเป็น "0" CPU จะสามารถที่จะอ่านหรือเขียนข้อมูลกับ 8255 ได้

RD(READ INPUT) : เมื่อขานี้มีสถานะลอจิกเป็น "0" และสัญญาณ CS มีลอจิกเป็น "0" ข้อมูลจาก 8255 จะปรากฏต่อระบบบัสข้อมูล CPU ก็จะสามารถอ่านข้อมูลออกไปได้ (ในการตั้งชื่อของขาสัญญาณนี้จะถือเอา CPU เป็นหลัก)

WR(WRITE INPUT) : เมื่อขานี้มีสถานะลอจิกเป็น "0" และขาสัญญาณ CS มีลอจิกเป็น "0" ข้อมูลจากระบบบัสข้อมูลจะถูกเขียนเข้าไปยัง 8255 ได้

A0-A1 (ADDRESS INPUT) : จะเป็นตัวกำหนดการเลือกใช้รีจิสเตอร์ภายในของ 8255 ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดภายหลัง

RESET : เมื่อขานี้มีสถานะเป็น "1" 8255 จะอยู่ในสภาวะรีเซ็ตทุก ๆ พอร์ทของ 8255 จะถูกเซ็ตให้อยู่ในโหมดอินพุท

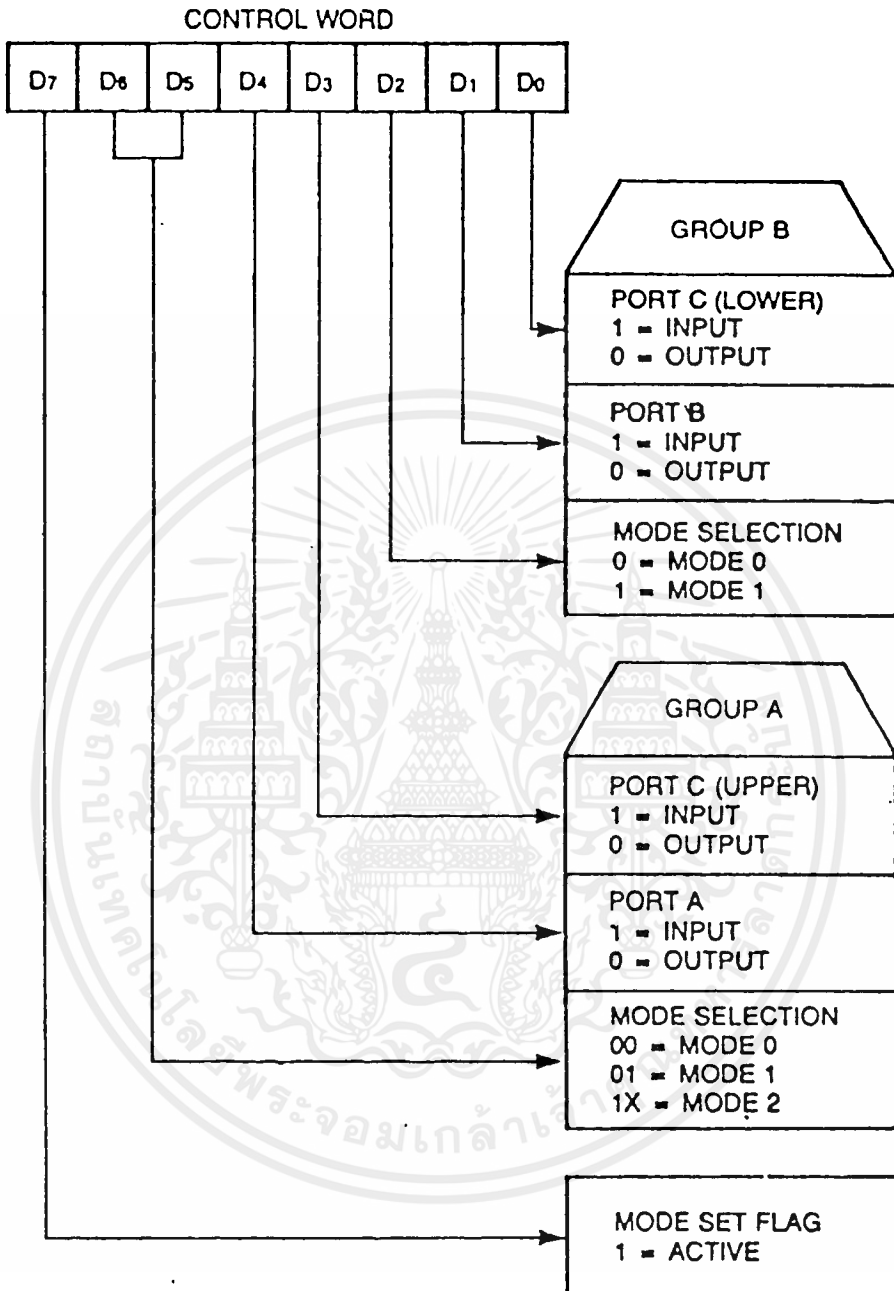
PA0-PA7,PB0-PB7 : ขาสัญญาณเหล่านี้จะถูกใช้เพื่อเป็นพอร์ท I/O ขนาด 8 บิต ใช้ต่อกับอุปกรณ์ภายนอกอื่นๆ

PC0-PC7 : ขาสัญญาณนี้ถูกใช้เพื่อเป็นพอร์ท I/O ขนาด 8 บิต เช่นเดียวกับ PA0-PA7 และ PB0-PB7 แต่กลุ่มของขาสัญญาณเหล่านี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม โดยแต่ละกลุ่มมีขนาด 4 บิตได้กลุ่มแรกจะใช้ควบคุม PB0-PB7 และกลุ่มที่ 2 ใช้ควบคุม PA0-PA7

4.2.3 โหมด 0 : BASIC REGISTER I/O

ในการเซ็ต 8255 ให้อยู่ในโหมด 0 นั้นเราจะต้องส่งคำสั่งควบคุม (CONTROL WORD) ให้แก่รีจิสเตอร์ควบคุมก่อน คำสั่งควบคุมนี้จะกำหนดลักษณะการทำงานให้แก่แต่ละพอร์ทของ 8255 ตัวอย่างหนึ่งของคำสั่งควบคุมที่จะสั่งให้ 8255 ทำงานอยู่ในโหมด 0 นี้ได้แก่

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	0	0	0	0	0	1	0



รูปที่ 4.4 แสดงรายละเอียดแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ควบคุมของ 8255

จากรูปที่ 4.4 เราจะเห็นว่า

บิต D7 เป็นตัวกำหนดว่าเป็นคำสั่งควบคุม (CONTROL WORD)

บิต D6 และ D5 กำหนดโหมดการทำงานของ พอร์ต A D6, D5 มีค่าเป็น "0" แสดงว่าอยู่ใน

โหมด 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิต D4 = "0" กำหนดให้พอร์ท A เป็นพอร์ทเอาต์พุท

บิต D3 = "0" เซ็ตพอร์ท C 4 บิตบนเป็นพอร์ทเอาต์พุท

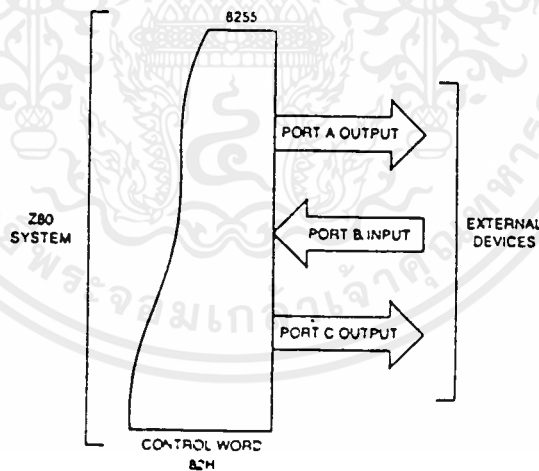
บิต D2 = "0" เซ็ตโหมดของพอร์ท B ให้พอร์ท B อยู่ในโหมด 0

บิต D1 = "0" เซ็ตพอร์ท B เป็นพอร์ทเอาต์พุท

บิต D0 = "0" เซ็ตพอร์ท C ให้ 4 บิตล่างเป็นพอร์ทเอาต์พุท

ในการทำงานในโหมด 0 ของ 8255 นี้อาจจะสั่งให้พอร์ท ของ 8255 เป็นอินพุทหรือเอาต์พุทก็ได้
 อย่างเช่น ให้พอร์ท A และพอร์ท C เป็นพอร์ทเอาต์พุทและพอร์ท B เป็นพอร์ทอินพุท เราจะต้องส่งคำสั่ง
 ควบคุมให้แก่รีจิสเตอร์ควบคุมในลักษณะดังนี้คือ

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	0	0	0	0	0	1	0



รูปที่ 4.5 Block Diagram แสดงการทำงานของ 8255

ใน mode 0 หลังจากส่งคำสั่งควบคุมให้ 8255 แล้ว

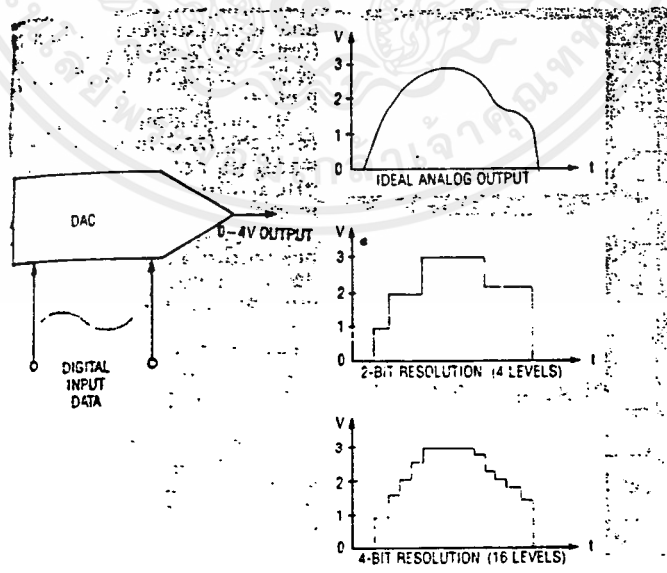
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 D/A คอนเวอร์เตอร์ (Digital to Analog converters)

D/A คอนเวอร์เตอร์หรือเรียกย่อ ๆ ว่าตัว DAC เป็นตัวแปลงรหัสเลขฐานสองจากคอมพิวเตอร์หรือจากวงจรดิจิทัลใด ๆ ให้กลายเป็นระดับแรงดันอะนาล็อก ที่มีความสัมพันธ์กับระบบเลขฐานสอง ตัว DAC สามารถนำไปใช้ขับอุปกรณ์ที่เป็นอะนาล็อกได้ เช่น มิเตอร์, มอเตอร์, อุปกรณ์ควบคุม หรือวงจรที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณเสียง เช่น เครื่องเล่นคอมแพ็คดิสก์ ตัว DAC ในเครื่องเล่นคอมแพ็คดิสก์ ตัว DAC ในเครื่องเล่นคอมแพ็คดิสก์นั้นถูกใช้สำหรับการเปลี่ยนข้อมูลที่บันทึกเป็นสัญญาณดิจิทัลบนแผ่น DAC ในเครื่องเล่นคอมแพ็คดิสก์นั้นถูกใช้ สำหรับการเปลี่ยนข้อมูลที่บันทึกเป็นสัญญาณดิจิทัลบนแผ่น CD ให้กลายเป็นสัญญาณเสียงที่มีคุณภาพสูงออกมาให้เราได้ยิน

ต่อไปเราจะพิจารณาแนวความคิดที่สำคัญของ D/A เริ่มจากความละเอียดของ DAC เราจะนิยามไว้เป็นระดับแรงดันในแต่ละขั้นที่เอาท์พุทสามารถจะผลิตออกมาได้ ซึ่งมีความสัมพันธ์โดยตรงต่อจำนวนของบิตทางด้านอินพุทที่อยู่ในรูปของรหัสไบนารี DAC ขนาด 4 บิต จะมีอินพุทบิตอยู่ 4 อินพุท ซึ่งจะมีความละเอียดเท่ากับ 4 จำนวน และระยะของความแตกต่างของระดับสัญญาณอะนาล็อกทางด้านเอาท์พุทสามารถถูกแทนได้ด้วยระดับแรงดัน 16 ขั้นด้วยกัน

ที่มีมาคู่ DAC ขนาด 8 บิต ๆ สามารถให้สัญญาณอะนาล็อกทางด้านเอาท์พุทที่เป็นระดับแรงดันได้ 28 หรือ 256 ระดับ DAC ขนาด 12 บิต สามารถในระดับแรงดันเอาท์พุทได้ 2^{12} หรือ 4096 ระดับ อย่างไรก็ตามที่เราได้เห็นแล้วว่า ADC มีขนาดอินพุทบิตมากเท่าไรความละเอียดและความถูกต้องของระดับแรงดันอะนาล็อกทางเอาท์พุทที่ DAC สามารถผลิตได้จะมากขึ้นตามดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงความละเอียดของแรงดันทางเอาท์พุทตัว DAC ยังมีอินพุทมากเท่าไร

ความละเอียดทางเอาท์พุทจะมากขึ้นตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถัดมาจากความละเอียดของ DAC เรามาพิจารณาถึงเวลาเข้าสู่สภาวะของตัว (Setting Time) เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเป็นเวลา ที่ระดับแรงดันเอาต์พุตเข้าสู่สภาวะคงที่เมื่อรหัสไบนารีทางอินพุตเปลี่ยนไป โดยปกติจะคิดที่สัญญาณทางเอาต์พุตคงที่ ในช่วง $\pm 1/2$ ของ (LSB (Least significant bit) ของค่าที่คาดว่าจะเป็นรหัสไบนารีทางด้านอินพุตเปลี่ยนไปนั้นหมายความว่า ในเงื่อนไขของการปฏิบัติงานจริง ๆ มีความสัมพันธ์กับค่าซึ่งเป็นอยู่ในขณะนั้นต่อ LSB ของมันเอง ถ้า DAC ขนาด 8 บิต มีช่วงแรงดันทางเอาต์พุตอยู่ในช่วง 0-10 โวลต์ ดังนั้น LSB มีค่าเท่ากับ $10/2^8$ หรือ 0.039 โวลต์ ครึ่งหนึ่งของค่า $10/2^8$ เป็น 0.0195 โวลต์ ดังนั้น ค่าเวลาที่ระดับแรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้นถึง 0.0195 โวลต์ ของค่าระดับที่คาดหมายไว้ ตามปกติค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่มีค่าน้อยกว่า $10 \mu\text{s}$

ค่าความแม่นยำเป็นแฟกเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งของ DAC ในเงื่อนไขปกติค่าความแม่นยำของ DAC คือ ทุก ๆ ตำแหน่งจาก $1/2$ ถึง 2 ค่าของ LSB สำหรับ DAC ซึ่งมีค่าความแม่นยำ ± 1 ค่า LSB แรงดันเอาต์พุตสามารถเปลี่ยนแปลงไปในทาง + หรือ - ค่าของ 1 บิต ถ้า DAC มีแรงดันเอาต์พุตอยู่ในช่วง 0 ถึง 5 โวลต์ มีความละเอียดเท่ากับ 12 บิต LSB ควรจะเป็น $5/2^{12}$ หรือ 0.00122 โวลต์ สำหรับทุกค่าของรหัสไบนารีทางด้านเอาต์พุตแรงดันอาจจะสูงหรือต่ำกว่าค่าที่คาดหมายไว้ 0.00122 โวลต์ ถ้า DAC ตัวเดียวกันนี้ค่าความแม่นยำเท่ากับ $1/2$ ค่าความถูกต้อง LSB ค่าเอาต์พุตจะสามารถผิดพลาดไปได้ $0.00122/2$ หรือ 0.00061 โวลต์ ยิ่งค่าความแม่นยำน้อยเท่าไร ค่าความละเอียดก็มากขึ้นตาม และจะมีค่าใกล้เคียงกับเอาต์พุตที่คาดไว้ หลักการใหญ่ของวิธีเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณอะนาล็อก 2 วิธีด้วยกัน

-Binary weighted

- Binary ladder D/A

Binary-weighted resistor D/A

เทคนิคการจัดหน้าหนักของรหัสไบนารี เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดและเก๋ที่สุดของการแปลงดิจิทัลให้กลายเป็นสัญญาณอะนาล็อก วงจรของ Binary-weighted resistor D/A แสดงไว้ในรูปที่ 4.7

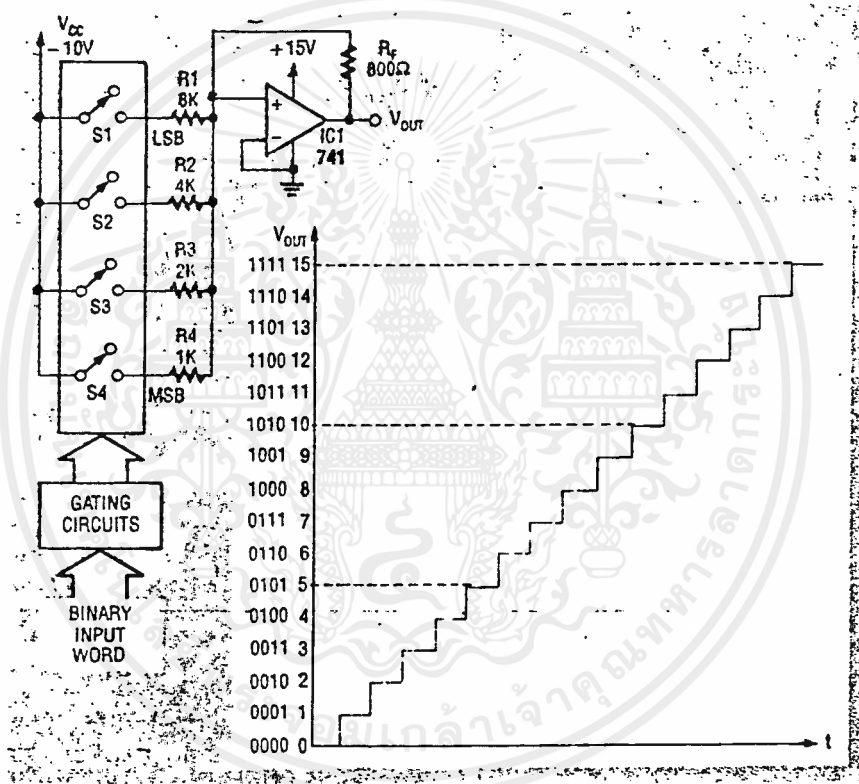
รหัสไบนารีจะถูกป้อนให้ขาเกตของอะนาล็อกสวิทช์ เมื่อรหัสไบนารีเป็น 0000 ถูกป้อนให้ที่เกต อะนาล็อกสวิทช์ ทั้งหมดจะเปิดวงจร ดังนั้น จึงไม่มีแรงดันเอาต์พุตจ่ายไปให้ออปแอมป์จึงเป็นศูนย์ เมื่อรหัสไบนารีเป็น 0001 สวิทช์ S_1 จะปิดลงและแรงดัน 10 โวลต์ จะจ่ายให้กับ R_1 เพราะวาอินพุตของออปแอมป์จะมองได้ว่าเป็นกราวด์เสมือน (Virtual Ground) เป็นผลให้แรงดัน 10 โวลต์ ตกคร่อมตัวต้านทาน $8 \text{ k}\Omega$ (R_1) ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดกระแส 1.25 mA ($10\text{V}/8000 \Omega$) ไหลผ่านความต้านทานป้อนกลับ (R_F) ค่า 800Ω แรงดันตกคร่อม R_F ควรจะมีค่า $800 \Omega \times 1.25 \text{ mA}$ หรือเท่ากับ 1 โวลต์

เมื่อรหัสไบนารีเปลี่ยนไปเป็น 0010 S_1 จะเปิด และ S_2 ปิดวงจรเป็นเหตุให้กระแส 2.5 mA ($10\text{V}/4000\Omega$) ไหลผ่าน R_2 แรงดันตกคร่อม R_F มีค่าเท่ากับ $800\Omega \times 2.5 \text{ mA}$ หรือ 2 โวลต์ รหัสไบนารี

0100 จะให้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 4 โวลต์ และถ้ารหัสไบนารี 1000 แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็น 8 โวลต์ จะสังเกตได้ว่า รหัสทางเอาต์พุตและค่าของ R_F มีผลต่อระดับแรงดันทางเอาต์พุต

สวิตช์แต่ละตัวสามารถปิดวงจรพร้อมกันได้ เมื่อทำการรวมกันเพื่อสร้างสัญญาณอนาล็อกทางเอาต์พุตที่มีค่าจาก 0 ถึง 15 โวลต์ (0000=0 โวลต์ 0111=7 โวลต์ และ 1111=7 โวลต์ และ 1111=15 โวลต์) ในการเพิ่มขึ้น 1 โวลต์ต่อ 1 ชั้น

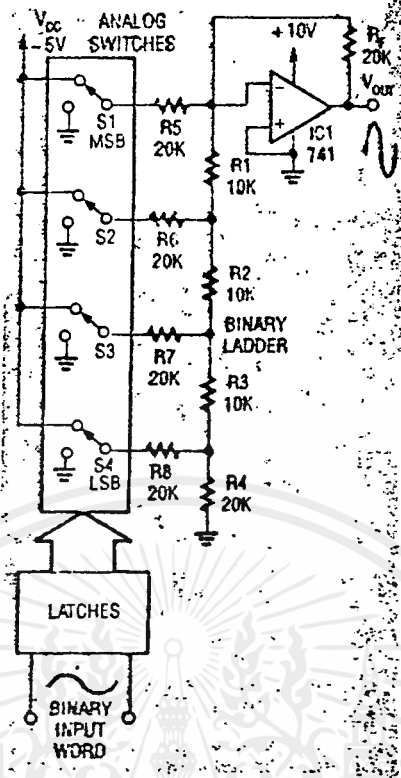
ถึงแม้ว่า Binary-weighted resistor DAC มีลักษณะวงจรที่ง่าย ๆ ตรงไปตรงมาแต่ไม่สะดวกในการนำไปใช้งาน ถ้าต้องการความละเอียดของ DAC มากกว่า 4 บิต เพราะค่าของตัวต้านทานที่ใช้มากมายหลายค่าเกินไปซึ่งต่างจาก Ladder network ที่ต้องการใช้ตัวต้านทานเพียง 2 ค่าเท่านั้น



รูปที่ 4.7 แสดงวงจร Binary weighted DAC และ กราฟแสดงเอาต์พุตของ DAC ต่อสัญญาณดิจิทัล

Ladder network D/A

เทคนิคเลดเดอร์เน็ตเวิร์คสามารถสร้างแรงดันตามน้ำหนักของรหัสไบนารี โดยอาศัยความต้านทานเพียง 2 ค่าเท่านั้น ที่จัดในลักษณะวงจรแบ่งแรงดันหรือที่เรียกว่า ไบนารี เลดเดอร์ (binary ladder) ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรของวงจร Binary Ladder DAC

ถึงแม้ว่าวงจร DAC แบบเลดเดอร์เน็ทเวอร์คนั้นดูผ่าน ๆ ก่อนข้างจะยาก แต่การทำงานของวงจรก็ยังคงคล้ายกับการทำงานของวงจร Binary weighted DAC (รูปที่ 4.7) เกาที่ต่ออยู่ในลักษณะอนุกรมถูกใช้สำหรับขับอะนาล็อกสวิตช์ เมื่อรหัสไบนารี 0000 ถูกส่งมายังเกาอะนาล็อกสวิตช์ทั้งหมดจะเปิดออก ดังนั้น แรงดันเข้าที่พู่ที่ได้จากออปแอมป์จึงมีค่าเป็นศูนย์สวิตช์ S_1 จะปิดลง เมื่อเกาได้รับรหัสไบนารีเป็น 1000 เป็นผลให้เกิดแรงดันเข้าที่พู่ 5 โวลต์ ออกมาจากออปแอมป์ ถ้ารหัสไบนารีเป็น 0010 สวิตช์ S_3 ก็ จะเปิดและทำให้เกิดแรงดัน 1.25 โวลต์ ที่เข้าที่พู่และสุดท้ายถ้าอินพุทเป็น 0001 สวิตช์ S_4 จะปิดลง ออปแอมป์จะให้แรงดันเข้าที่พู่ออกมา 0.0625 โวลต์ จะสังเกตได้ว่า แต่ละแรงดันของเข้าที่พู่อยู่ในรูปของไบนารี คือเข้าที่พู่สามารถเปลี่ยนจาก 0 ถึง 10 โวลต์ เพิ่มขึ้นขั้นละ 0.625 โวลต์ (24 หรือ 16 ชั้น)

ข้อดีของเลดเดอร์เน็ทเวอร์ค DAC คือ สามารถออกแบบได้ง่าย เนื่องจากใช้ความต้านทานเพียง 2 ค่าเท่านั้น

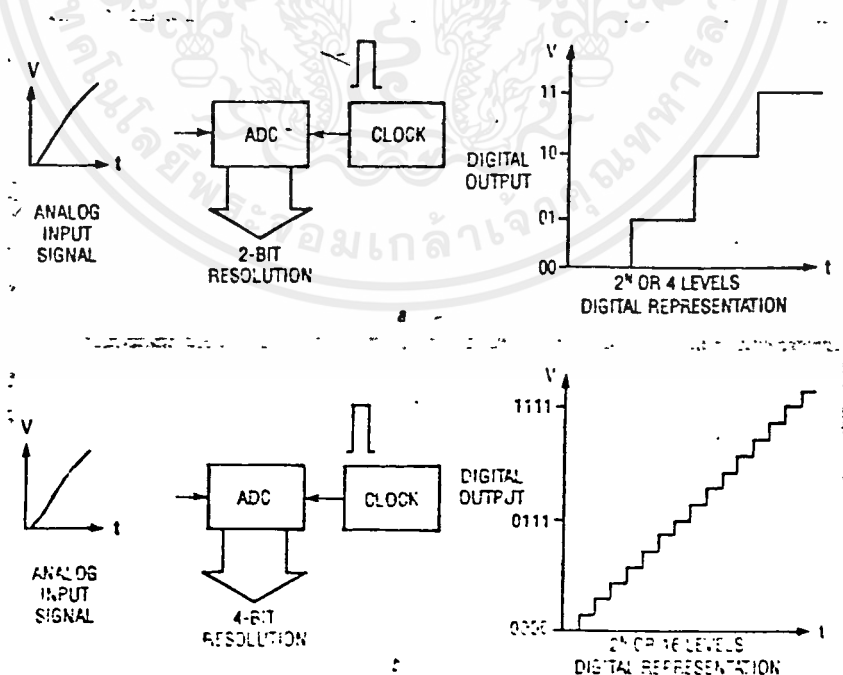
วงจรไบนารีเลดเดอร์มักจะมี ความถูกต้องแม่นยำมากกว่าวงจร binary-weighted เพราะเราหา ค่าความต้านทานที่ถูกต้อง 2 ค่า (เช่น 10 K หรือ 20 K) ได้ง่ายกว่าค่าความต้านทานหลาย ๆ ค่าที่ใช้ในวงจร Binary weighted DAC ไอซี DAC สำหรับรูปที่นิยมที่ใช้อยู่คือเบอร์ DAC-08

4.4 A/D คอนเวอร์เตอร์ (Analog-to-digital converters)

A/D คอนเวอร์เตอร์ หรือ ADC ใช้สำหรับการแปลงสัญญาณอินพุตที่เป็นอนาล็อกให้เป็นจำนวนจำกัดของดิจิตอลบิต ผลลัพธ์ที่ได้จะอยู่ในรูปของดิจิตอลบิต ผลลัพธ์ที่ได้จะอยู่ในรูปของ "WORD" ทางดิจิตอลซึ่งจะกลายเป็นรหัสเลขฐานสองที่แทนระดับ แต่ละระดับของสัญญาณอนาล็อกในขณะที่ DAC กำลังทำการแปลงสัญญาณอยู่

ความละเอียดของ ADC จะคล้ายกับความละเอียดของ DAC อย่างมาก ๆ กล่าวคือ จำนวนบิตทางเอาต์พุตมีหลาย ๆ บิต ความละเอียดของ ADC ตัวนั้นก็จะมีมากขึ้น เช่น ADC ขนาด 12 บิตก็จะมี ความละเอียดเท่ากับ 12 เป็นต้น ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 4.9

ค่าเวลาการแปรผัน (Conversion Time) เป็นเกณฑ์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งของ ADC ตามที่คุณได้เห็น มาว่า การแปลงสัญญาณอนาล็อกให้กลายเป็นสัญญาณทางดิจิตอลไม่ได้เกิดขึ้น โดยทันทีทันใดแต่ต้องมีการผ่านกระบวนการต่าง ๆ ด้วยเหตุที่ผลลัพธ์ต้องเวลาค่าขณะหนึ่งที่จะทำการสุ่ม (Sample) สัญญาณอินพุตและให้สัญญาณดิจิตอลที่เป็นรหัสไบนารีออกมาที่เอาต์พุต ดังนั้น ค่าเวลาการแปรผันคือ ช่วงเวลาที่ ต้องการกระบวนการให้เสร็จสิ้นซึ่งจะมีค่าอยู่ประมาณเป็น μs สำหรับ DAC ความเร็วสูง และเป็น ms สำหรับ DAC แบบธรรมดา เนื่องจากการเปลี่ยน A/D นั้นต้องการกระบวนการซิงโครไนส์ที่แน่นอน และแม่นยำ แหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจึงจำเป็นต้องมีในวงจร



รูปที่ 4.9 ความละเอียดของ ADC จะแปรผันตรงกับจำนวนของบิตทางเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์หรือมีการขังนึ่งเพื่อการค้าหรือเพื่ออื่นใดในชั้นนี้ มิใช่ผู้จัดทำขึ้นหรือปรับปรุงแก้ไขด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงสัญญาณอะนาล็อกให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล หลายวิธีที่ยังใช้อยู่ทุกวันนี้มี 6 วิธีด้วยกัน คือ

- 1) Flash Techniques เทคนิคแบบ แฟลช
- 2) Single Slope Techniques เทคนิคแบบ โสลปเดี่ยว
- 3) Double Slope Techniques เทคนิคแบบ โสลปคู่
- 4) Single Counter Techniques เทคนิคแบบ เคาเตอร์เดี่ยว
- 5) Tracking Counter Techniques เทคนิคแบบ แทร็คกิ้งเคาเตอร์
- 6) Successive Approximation Techniques เทคนิคแบบ การประมาณค่าหลายครั้ง

แต่ละข้อกล่าวเพียงชนิดที่ใช้ในโรงงานนี้เท่านั้นคือ

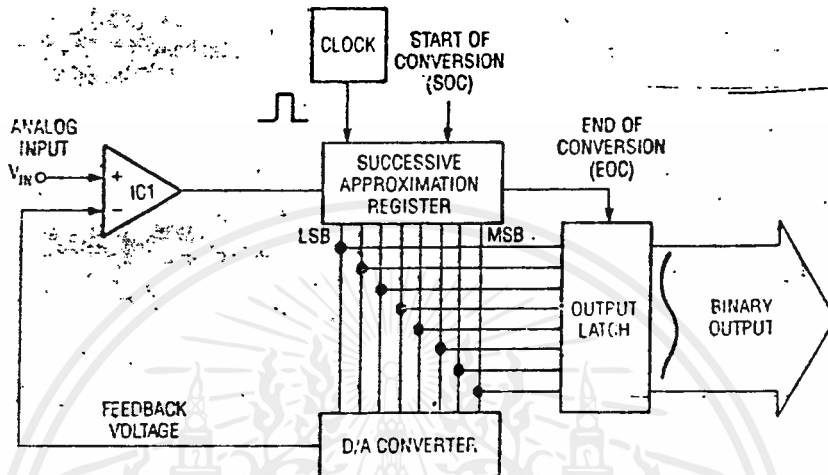
ADC แบบประมาณค่าหลาย ๆ ครั้ง (Successive-approximation ADC)

เทคนิคแบบการประมาณค่าหลาย ๆ ครั้ง มีชื่อย่อว่า SA ซึ่งย่อมาจากคำว่า Successive Approximation เป็นเทคนิคที่น่าเลือกใช้เพราะมีราคาถูก มีความละเอียดพอสมควร และเป็น A/D คอนเวอร์เตอร์ ที่มีความเร็วสูง เทคนิคการประมาณค่าหลาย ๆ ครั้งเป็นเทคนิคที่มีความสามารถสูงและใช้งานได้ดี ซึ่งสามารถใช้แปลงสัญญาณอะนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลได้รวดเร็ว และมีประสิทธิภาพ เพราะไม่เกิดการออสซิลเลชัน

หัวใจของ SA คอนเวอร์เตอร์ คือ อุปกรณ์ที่เรียกว่า "Successive approximation register" (SAR) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีจุดประสงค์แตกต่างวงจรนับทั่วไปอย่างมาก ดังแสดงในรูปที่ 4.10

วัฏจักรการแปลงผัน เริ่มต้นเมื่อสัญญาณอะนาล็อกถูกป้อนให้กับคอนเวอร์เตอร์ และพัลส์สัญญาณนาฬิกาถูกแรกที่ป้อนให้กับตัว SAR จะ "ON" เข้าที่พู่ของบิทนับสูงสุด ดังนั้นจึงเป็นการปรับให้เอาต์พุตของ DAC เป็น 50% ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ตัว SAR พัลส์สัญญาณนาฬิกาถูกแรกที่ป้อนให้กับตัว SAR จะ "ON" เข้าที่พู่ของบิทนับสูงสุด ดังนั้นจึงเป็นการปรับให้เอาต์พุตของ DAC เป็น 50% ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ตัว SAR จะมองไปยังเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบว่าเอาต์พุตของ DAC มีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าสัญญาณอะนาล็อกทางอินพุต ถ้าแรงดันของ DAC มีค่ามากกว่าวงจรเปรียบเทียบจะยังคงอยู่ในสถานะ "off" ดังนั้น ตัว SAR จะ "off" บิทในสูงสุดและให้ชื่อสถานะ "0" ถ้าแรงดันของ DAC มีค่าน้อยกว่าสัญญาณอะนาล็อกทางอินพุตวงจรเปรียบเทียบจะยังคงทำงานอยู่ ดังนั้นตัว SAR จะยังคงปล่อยให้บิทนับสูงสุด "ON" อยู่ และเราเรียกสถานะนี้ว่า "1" ซึ่งสถานะ "1" หรือ "0" นี้ จะกระทำภายในพัลส์ของสัญญาณนาฬิกาถัดไป ตัว SAR จะ "ON" บิทนับสูงสุดอันดับ 2 และทำการตรวจสอบผลลัพธ์ที่ได้อีกครั้งหนึ่งจากวงจรเปรียบเทียบ ถ้าสัญญาณจาก DAC ครั้งใหม่จะมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุตเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะไม่มี ดังนั้น ตัว SAR จะ "off" บิทนับสูงสุดอันดับ 2 ที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเรียกมันว่า "0" แต่ถ้าสัญญาณจาก DAC มีค่าน้อยกว่าวงจรเปรียบเทียบจะยังคงทำงานและตัว SAR จะปล่อยให้บิตนัยสูงสุดอันดับ 2 นี้ "ON"



รูปที่ 4.10 Successes Approximateion Register (SAR) เป็นตัวเร่งความเร็วของกระบวนการแปลงสัญญาณอนาลอกไปยังสัญญาณดิจิทัล

ตัว SAR พิจารณาแต่ละบิตด้วยวิธีเดียวกัน (บิตนัยสูงสุดถึงบิตนัยต่ำสุด) จนกระทั่งทุกๆบิตถูกพิจารณาหมด เนื่องจาก 1 บิต ถูกหาค่าภายใน 1 ฟิลต์ ADC ขนาด 8 บิตจึงใช้สัญญาณนาฬิกาเพียง 8 ฟิลต์ก็สามารถทำการแปลงได้จนจบกระบวนการ บิตนัยต่ำสุดถูกพิจารณาเสร็จสิ้นแล้ว ตัว SAR จะส่งสัญญาณสิ้นสุดการแปลงผัน (End of Conversion; EOC) ไปทำการก้างผลลัพท์ที่ได้ซึ่งเป็นเลขฐานสองทางเข้าทั้งหมดไว้

SA คอนเวอร์เตอร์เป็นเวอร์เตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงมาก และสามารถทำการแปลงสัญญาณได้อย่างรวดเร็ว พร้อมทั้งมีความละเอียดสูงอีกด้วย คอนเวอร์เตอร์หลายตัวที่ใช้เทคนิคแบบนี้สามารถทำการแปลง A/D ขนาด 12 บิตได้ โดยใช้เวลาน้อยกว่า 10 μ S

4.5 สัญญาณต่าง ๆ บนสล็อตของ IBM/PC

ภายใน IBM/PC ได้มีการออกแบบให้สามารถที่จะเพิ่มเติมวงจรรินเทอร์เฟซเข้าไปในภายหลังได้ โดยผ่านทางสล็อตที่อยู่บนเมนบอร์ด (Main Board) สำหรับสล็อตบนเมนบอร์ดนี้จะมีจำนวน 5 สล็อต (สำหรับใน IBM PC/XT จะมี 8 สล็อต) ซึ่งแต่ละสล็อตจะมีขาทั้งสิ้น 62 ขา แบ่งออกเป็น 2 ข้าง ๆ ละ 31ขา ส่วนการเรียกตำแหน่งขาของสล็อตเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับว่าขานั้นอยู่ข้างใด (ซ้ายหรือขวา) ของสล็อต โดยขาที่อยู่ทางด้านซ้ายของสล็อตจะเรียกโดยใช้อักษร "B" นำหน้าเลขตำแหน่งของขา เช่น ขา B16 ก็คือ ขาทางด้านซ้ายของสล็อตขาที่ 16 (นับจากทางด้านซ้ายของเครื่อง) ส่วนขาที่อยู่ทางด้านขวาของสล็อตจะเรียกโดยใช้อักษร "A" นำหน้าเลขตำแหน่งของขา เช่น ขา A24 ก็คือขาทางด้านขวาของสล็อตขาที่ 24 (นับจากทางด้านซ้ายของเครื่อง)

แต่ละขาของสล็อตเหล่านี้จะเชื่อมต่อกับเส้นสัญญาณต่าง ๆ บนเมนบอร์ด ทำให้การสร้างวงจรรินเทอร์เฟซกับ IBM/PC สามารถทำได้โดยสะดวก ซึ่งเส้นสัญญาณที่เชื่อมต่อกับขาของสล็อตเหล่านี้จะประกอบไปด้วยเส้นสัญญาณของบัสแอดเดรส(Address Bus) บัสข้อมูล (Data Bus) บัสควบคุมการเขียน/อ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ หรือ พอร์ท I/O เส้นสัญญาณสำหรับขออินเทอร์รัพท์ของวงจรรินเทอร์เฟซ เส้นสัญญาณสำหรับการขอ DMA สัญญาณฐานเวลา (Timing Signal) ต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบ เส้นสัญญาณแสดงการรีเฟรชหน่วยความจำ และสัญญาณการตรวจสอบความผิดพลาด (I/O CHCK)

นอกจากสัญญาณเหล่านี้แล้ว สล็อตบนเมนบอร์ดยังเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบอีกด้วย คือ +5Vdc, -5dvc, -5Vdc, +12Vdc และ -12Vdc

รายละเอียดเกี่ยวกับสัญญาณต่าง ๆ

OSC (Oscillator ; ขา B30) ;

ขานี้เป็นเอาต์พุตที่เชื่อมต่อกับสัญญาณคล็อกที่มีค่าความถี่สูงสุดบนเมนบอร์ด คือ 14,31818 MHz ซึ่งมีคาบเวลาประมาณ 70 nanosec. และมี Duty Cycle (ช่วงเวลาที่สัญญาณคล็อกมีลอจิกเป็น "1" หารด้วยคาบเวลาทั้งหมด) ประมาณ 50% สัญญาณคล็อกอื่นๆ ของระบบ เช่นคล็อกที่ป้อนให้กับ 8088 หรือชิพซัพพอร์ทต่างๆนั้นจะถูกสร้างขึ้นโดยการหารสัญญาณคล็อกนี้ อย่างไรก็ตามสิ่งหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการใช้งานสัญญาณ OSC ก็คือ สัญญาณนี้จะไม่ Synchronoise กับสัญญาณอื่นๆ บนบัสของระบบ ดังนั้นจึงไม่ควรที่นำสัญญาณจากขา OSC นี้ไปใช้เป็นสัญญาณคล็อกสำหรับวงจรรายนอกอื่นๆที่ทำงานร่วมกับระบบ

RESET DRV (ขา B2)

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาท์พุท ซึ่งจะแอกทีฟ (ลอจิก "1") ในช่วงที่เราเริ่มจ่ายไฟให้กับระบบ และจะยังคงแอกทีฟไปจนกว่าระบบต่างภายใน IBM/PC จะพร้อมที่จะทำงานได้ จากนั้นสัญญาณนี้ก็จะเป็นกลับเป็นลอจิก "0" นอกจากนี้ในระหว่างการทำงานของ IBM/PC ถ้าระดับแรงดันการจ่ายไฟตกลง สัญญาณนี้จะทำให้ถูกแอกทีฟเช่นกัน โดยทั่วไปแล้วสัญญาณนี้จะถูกนำไปใช้ในการรีเซ็ตทวงจรรีโอสเฟสหรืออุปกรณ์ I/O ต่างๆ ในช่วงที่เริ่มจ่ายไฟให้กับระบบ (สถานะนี้เป็นสถานะที่เราทราบ และต้องการให้วงจรทำงานในขณะที่ระบบถูกรีเซ็ต)

A0-A19 (Address Bus ; ขา A31-A32) :

ขาสัญญาณทั้ง 20 ขานี้เป็นเอาท์พุท ซึ่งใช้สำหรับกำหนดแอดเดรสของหน่วยความจำ หรืออุปกรณ์ I/O ที่ 8088 ต้องการติดต่อด้วย โดยที่สัญญาณ A0 จะมีนัยสำคัญต่ำสุด (Least Significant Bit) และ A19 จะมีนัยสำคัญสูงสุด (Most Significant Bit) สำหรับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรส A0-A19 นี้จะถูกกำหนดโดย 8088 ในระหว่างขบวนการอ่าน/เขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำหรืออุปกรณ์ I/O แต่ในช่วงของขบวนการ DMA นั้น DMA - Controller จะเป็นผู้กำหนดค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสเอง

จะเห็นได้ว่าจำนวนเส้นแอดเดรสจะมีอยู่ 20 เส้น ซึ่งสามารถที่จะอ้างแอดเดรสของหน่วยความจำได้ถึง 1Mbyte แต่อย่างไรก็ตามจะมีแอดเดรสบางแอดเดรสที่ถูกใช้งานโดย IBM/PC อยู่ก่อนแล้ว คือแอดเดรสของหน่วยความจำ RAM บนเมนบอร์ดที่ถูกใช้โดยระบบ จำนวน 64Kbyte (สำหรับ IBM PC/XT จะเป็นจำนวน 256Kbyte) และแอดเดรสสำหรับหน่วยความจำ ROM อีก 48Kbyte ซึ่งถูกจัดในช่วงของแอดเดรสบนบัสใน 1Mbyte คือ 0FC00H จนถึง 0FFFFFFH (สำหรับ IBM PC/XT จะเป็น 64Kbyte)

สำหรับการอ้างแอดเดรสของพอร์ท I/O นั้นจะใช้แอดเดรสเพียง 16 เส้น คือ A0-A15 ซึ่งจะทำให้อ้างแอดเดรสของพอร์ทได้ 64K พอร์ท โดยผ่านทางชุดคำสั่ง IN และ OUT ส่วนเส้นแอดเดรสที่เหลือคือ A16-A19 นั้นจะไม่ถูกใช้งานอย่างไรก็ตามภายใน IBM/PC จะใช้เส้นแอดเดรสในการอ้างแอดเดรสของพอร์ทเพียง 10 เส้น คือจาก A0-A9 และค่าแอดเดรสที่ใช้งานจะต้องอยู่ในช่วง 0200H เท่านั้น

D0-D7 (Data Bus ; ขา A9-A2) :

ขาสัญญาณจะเป็นแบบ Bi-direction ซึ่งต่อกับบัสข้อมูลของระบบ เพื่อทำหน้าที่ในการส่งผ่านข้อมูลระหว่างพอร์ท I/O กับ IBM/PC โดยบิต D0 จะมีนัยสำคัญต่ำสุดและบิต D7 จะมีนัยสำคัญสูงสุด

สำหรับในบัสไซเคิลของการเขียนข้อมูลที่สร้างขึ้นโดย 8088 นั้น ข้อมูลจะถูกส่งออกมาบนบัสข้อมูล ก่อนที่สัญญาณ IOW₀ (ในกรณีที่ต้องการส่งข้อมูลให้กับพอร์ท) หรือ MEMW₀ (กรณีที่ต้องการส่งข้อมูลให้กับหน่วยความจำ) จะเปลี่ยนจากลอจิก "0" เป็นลอจิก "1" (ขอบขาขึ้น) ซึ่งโดยทั่วไปขอบขาขึ้นของสัญญาณ IOW หรือ MEMW นี้จะถูกใช้เพื่อสั่งให้พอร์ท IO หรือหน่วยความจำที่มีแอดเดรสตรงกับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้นรับข้อมูลไปเก็บไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในบัสไซเคิลของการอ่านข้อมูลที่สร้างขึ้นโดย 8088 นั้น พอร์ต I/O หรือหน่วยความจำที่ถูกอ้างถึงจะต้องส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูล ก่อนที่สัญญาณ IOR (ในกรณีที่ต้องการอ่านข้อมูลจากพอร์ต) หรือ MEMR (ในกรณีที่ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ) จะเปลี่ยนจากลอจิก "0" เป็นลอจิก "1" (ขอขำขึ้น)

ALE (Address Latch Enable ; ขา B28) :

- ขาสัญญาณนี้เป็นสัญญาณเข้าที่พู่ที่ 8088 Bus Controller สร้างขึ้นเพื่อใช้สำหรับแสดงการเริ่มต้นของบัสไซเคิล และแสดงให้อุปกรณ์ภายนอกทราบว่าแอดเดรสที่ 8088 ต้องการติดต่อด้วยนั้นถูกส่งออกมาบนบัสแอดเดรสแล้ว โดยที่สัญญาณ ALE นี้จะเปลี่ยนจากลอจิก "1" เป็น "0" เมื่อค่าแอดเดรสที่ถูกส่งออกมาบนบัสข้อมูลเรียบร้อยแล้ว ดังนั้นขอขำของสัญญาณ ALE นี้จะถูกใช้ในการแลทช์แอดเดรสจากบัสแอดเดรส/ข้อมูล (Address/Data Bus; AD0-AD7) ของ 8088 ทำให้สามารถแยกค่าแอดเดรส (A0-A19) และข้อมูล (A0-A7) ออกจากกันได้ อย่างไรก็ตามสัญญาณ ALE จะแอกทีฟเฉพาะในบัสไซเคิลที่สร้างขึ้นโดย 8088 เท่านั้น โดยจะไม่แอกทีฟในระหว่างขบวนการ DMA

I/O CHCK (I/O Channel Check ; ขา A1) :

ขาสัญญาณนี้ใช้เป็นอินพุตที่ใช้ในการแสดงความผิดพลาดเกี่ยวกับพาร์ริตี้ ที่เกิดขึ้นในการทำงานของวงจรรีเฟสหรืออุปกรณ์ I/O เมื่อสัญญาณนี้ได้รับลอจิก "0" จะทำให้ 8088 ถูกอินเทอร์รัพท์แบบ Non-Maskable (NMI) อย่างไรก็ตามเราสามารถที่จะกำหนดในวงจรรายในของ IBM/PC ทำการขออินเทอร์รัพท์ (เมื่อได้รับสัญญาณ I/O CHCK) หรือไม่ก็ได้ โดยกำหนดลอจิกของบิตข้อมูลของพอร์ท์ที่ควบคุมการขออินเทอร์รัพท์แบบ NMI คือบิต D7 ของพอร์ท์ 00A0H ในกรณีที่บิต D7 ของพอร์ท์ 00A0H ถูกเซ็ทเป็น "1" ทำให่วงจรรายขออินเทอร์รัพท์แบบ NMI ได้ (Enable) แต่ถ้าบิต D7 ของพอร์ท์ 00A0H ถูกเซ็ทเป็น "0" ก็จะเป็นการดิสเอเบิล (Disable) การขออินเทอร์รัพท์แบบ NMI ดังนี้

Enable : ใช้คำสั่ง OUT ส่งข้อมูล 80H ไปยังพอร์ท์ 00A0H

Disable : ใช้คำสั่ง OUT ส่งข้อมูล 00H ไปยังพอร์ท์ 00A0H

และเนื่องจากยังมีอุปกรณ์อื่นที่สามารถขออินเทอร์รัพท์แบบ NMI ได้อีก ดังนั้นซอฟต์แวร์ที่ใช้งานจะต้องสามารถตรวจสอบว่าการขออินเทอร์รัพท์นั้นเกิดขึ้นจากแหล่งใดได้ด้วย

I/O CHRDY (I/O Channel Ready ; ขา A10) :

ขาสัญญาณนี้เป็นอินพุตที่ใช้เพิ่มเวลาในบัสไซเคิลในกรณีที่อุปกรณ์ I/O หรือหน่วยความจำที่เกี่ยวข้องกับขบวนการในบัสไซเคิลที่เกิดขึ้นนั้นไม่สามารถทำงานทันตามช่วงเวลาปกติของบัสไซเคิลนั้นๆ ได้ (ช่วงเวลาของบัสไซเคิลเกี่ยวกับหน่วยความจำใช้ช่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลาของกล็อก 4 ลูก หรือ 840 nanosec. ในขณะที่บัสไซเคิลเกี่ยวกับ I/O จะใช้ช่วงเวลาของกล็อก 5 ลูกหรือ 1.05usec.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออุปกรณ์ I/O หรือหน่วยความจำต้องการที่จะเพิ่มช่วงเวลาในบัสไซเคิลให้นานขึ้นอีกนั้น จะสามารถทำได้โดยการป้อนลอจิก "0" ให้กับขา I/O CHRDY ในช่วงเวลาที่ I/O หรือ หน่วยความจำที่ถูกกำหนดนั้น ได้รับสัญญาณจากการตีโค้ดแอดเดรส และสัญญาณ MEMR, <E<W, IOR หรือ IOW แอคทีฟ

IRQ2-IRQ7 (Interrupt Request 2 Through 7 ; ขา B4 และ B25-B21) :

ขาสัญญาณทั้ง 6 ขานี้เป็นขาอินพุตสำหรับการขออินเทอร์รัพท์จาก 8088 โดยสัญญาณเหล่านี้จะต่อเข้ากับ 8259A บนบเมนบอร์ดโดยตรง โปรแกรมในส่วน BIOS ของ IBM/PC. จำทำการโปรแกรม 8259A ให้ IRQ2 มีลำดับความสำคัญสูงสุด (Highest Priority) และ IRQ7 มีลำดับความสำคัญต่ำสุด ในกรณีที่มีการขออินเทอร์รัพท์เกิดขึ้นคือระดับลอจิกที่ขา IRQ ขาใดขาหนึ่งถูกเปลี่ยนจากลอจิก "0" เป็นลอจิก "1" (ขอบขาขึ้น) 8259A ก็จะทำการส่งสัญญาณ INT ให้กับ 8088 เพื่อทำการขออินเทอร์รัพท์

สิ่งสำคัญในการขออินเทอร์รัพท์โดยผ่านทาง IRQ2-IRQ7 นี้ ก็คืออุปกรณ์ที่ทำการขออินเทอร์รัพท์โดยผ่านทาง IRQ ขาใดก็จะต้องรักษาระดับสัญญาณที่ขา IRQ ให้แอคทีฟ (ลอจิก "1") อยู่จนกว่าจะได้รับสัญญาณ INTA (Interrupt Acknowledge) จาก 8088 เสียก่อน ถ้าไม่เช่นนั้นการขออินเทอร์รัพท์จะถูกยกเลิก และอินเทอร์รัพท์ Level 7 (IRQ7) ก็จะถูกสร้างขึ้นโดยอัตโนมัติ ไม่ว่าจะการขออินเทอร์รัพท์ที่ถูกยกเลิกนั้นจะเป็นการขออินเทอร์รัพท์ใน Level หรือขา ใด

IOR (I/O Read ; ขา B14) :

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาต์พุตแอคทีฟที่ลอจิก "0" ที่สร้างขึ้นโดย 8288 Bus Controller เพื่อใช้ในการแสดงว่าบัสไซเคิลที่เกิดขึ้นนี้ เป็นบัสไซเคิลของการอ่านข้อมูลจากพอร์ท I/O เพื่อให้พอร์ท I/O ที่มีแอดเดรสตรงกับแอดเดรสนั้นส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูล โดยข้อมูลจะต้องถูกส่งออกมาบนบัสข้อมูลก่อนขอบขาขึ้นของสัญญาณ IOR ประมาณ 30 nanosec. เพื่อให้มั่นใจได้ว่า 8088 สามารถรับข้อมูลได้ถูกต้อง สำหรับในขบวนการ DMA 8237A-5 DMA Controller จะทำการสร้างสัญญาณ IOR เอง โดยที่ค่าแอดเดรสที่อยู่บนบัสแอดเดรสจะเป็นค่าแอดเดรสของหน่วยความจำ (แทนที่จะเป็นแอดเดรสของพอร์ท I/O) ที่พอร์ท I/O ที่ขอ DMA ต้องการจะนำข้อมูลไปเก็บ การที่พอร์ทใดจะส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูลนั้นอาศัยสัญญาณ DACK จาก DMA Controller เป็นตัวกำหนด เช่นกรณีที่มีสัญญาณ DACK1 แอคทีฟก็จะแสดงว่าพอร์ท I/O ที่จะต้องส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูลก็คือพอร์ท I/O ที่ขอ DMA ผ่านทางแชนแนลที่ 1 (DRQ1) เป็นต้น

IOW (I/O Writer ; ขา B13) ;

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาต์พุตแอดเดรสที่ลอจิก "0" ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดย 8288 Bus Controller เพื่อใช้แสดงว่าบัสไซเคิลที่เกิดขึ้นนี้เป็นบัสไซเคิลของการเขียนข้อมูลลงบนพอร์ท I/O เพื่อให้พอร์ท I/O ที่มีแอดเดรสตรงกับแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้น รับข้อมูลที่อยู่บนบัสข้อมูลไปเก็บไว้ อย่างไรก็ตามเนื่องจากในช่วงเวลาที่สัญญาณ IOW นี้แอกทิฟ (ลอจิก "0") นั้นข้อมูลบนบัสข้อมูลอาจจะยังไม่สมบูรณ์ ดังนั้นในการออกแบบจึงควรใช้ขอบขาขึ้นของสัญญาณ IOW แทนขอบขาลงในการทำให้พอร์ท I/O ที่เกี่ยวข้องรับข้อมูลไปเก็บไว้ เพื่อให้ข้อมูลบนบัสข้อมูลสมบูรณ์เสียก่อน สำหรับในขบวนการ DMA นั้น DMA-Controller จะทำการ DMA นั้น DMA-Controller จำทำการสร้างสัญญาณ IOW เอง โดยที่ค่าแอดเดรสที่อยู่บนบัสแอดเดรสจะเป็นแอดเดรสของหน่วยความจำที่พอร์ท I/O ที่ขอ DMA ต้องการจะอ่านข้อมูล

MEMW (Memory Write ; ขา B11) ;

ขานี้เป็นเอาต์พุตแอกทิฟที่ลอจิก "0" ซึ่ง 8288 Bus Controller สร้างขึ้นในระหว่างบัสไซเคิลในการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำของ 8088 สัญญาณ MEMW นี้จะถูกส่งออกมาเพื่อให้หน่วยความจำที่แอดเดรสตรงกับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้น ทำการรับข้อมูลที่อยู่บนบัสข้อมูลไปเก็บไว้โดยทั่วไปหน่วยความจำจะรับข้อมูลในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณ MEMW

สำหรับในระหว่างขบวนการ DMA นั้น 8237A-5 DMA-Controller จะทำการควบคุมบัสต่างๆของระบบแทน 8088 และสัญญาณ MEMW จะถูกใช้ในบัสไซเคิลของการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำ (ข้อมูลถูกส่งจากอุปกรณ์ I/O ไปให้หน่วยความจำ)

MEMR (Memory REad ; ขา B12) ;

ขานี้เป็นเอาต์พุตจาก 8288 ซึ่งสัญญาณนี้จะแอกทิฟ (ลอจิก "0") ในระหว่างบัสไซเคิลของการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำของ 8088 เพื่อให้หน่วยความจำที่มีแอดเดรสตรงกับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้น ทำการส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูล โดยหน่วยความจำนั้นจะต้องส่งข้อมูลออกมาในช่วงเวลา 30 nanosec. ก่อนที่สัญญาณ MEMW จะกลับเป็นลอจิกนั้นจะต้องส่งข้อมูลออกมาในช่วงเวลา 30 nanosec. ก่อนที่สัญญาณ MEMW จะกลับเป็นลอจิก "1" ทั้งนี้ก็เพื่อให้ SOSS ใ้รับข้อมูลที่ถูกต้อง

สำหรับในระหว่างขบวนการ DMA นั้น DMA-Controller จะควบคุมบัสต่างๆ ของระบบแทน 8088 และสัญญาณ MEMR จะถูกใช้ในไซเคิลของการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ (ข้อมูลถูกส่งจากหน่วยความจำไปให้อุปกรณ์ I/O)

DRQ1-DRQ3 (DMA Request 1-3; ขา B16, B6 และ ขา B16) :

ขาสัญญาณทั้งสามเป็นสัญญาณอินพุทแอกทีฟที่ลोजิก "1" ซึ่งอุปกรณ์ภายนอกสามารถใช้ในการขอ DMA จากระบบ โดยการป้อนระดับสัญญาณลोजิก "1" ให้กับขา DRQ ขาใดขาหนึ่ง (ขา DRQ ทั้งสามนี้จะต่อเข้ากับ DRQ1-DRQ3 ของ 8237A-5)

เมื่อ 8237A-5 ได้รับสัญญาณนี้แล้วก็จะตรวจว่ามีการขอ DMA ในแชนแนลที่มีลำดับความสำคัญ (Priority) สูงกว่าหรือไม่ ถ้าไม่มีก็จะทำการขอ DMA จาก 8088 และตอบรับการขอ DMA จากอุปกรณ์ภายนอก (สัญญาณ DACK ของแชนแนลที่ขอ DMA จะแอกทีฟ) แต่ถ้ามี 8237A-5 ก็จะทำขอ DMA ให้กับแชนแนลที่มีความสำคัญสูงกว่าก่อนแล้วจึงทำการขอ DMA ให้กับแชนแนลที่มีลำดับความสำคัญต่ำกว่าภายใน ROM BIOS ของ IBM/PC จะโปรแกรม 8237A-5 ให้ DRQ1 มีความสำคัญสูงสุดและ DRQ3 มีลำดับความสำคัญต่ำสุด ดังนั้นจะมีการขอ DMA ของอุปกรณ์ภายนอกผ่านทางแชนแนลที่ (DRQ1) และแชนแนลที่ 2 (DRQ2) 8237A-5 ก็จะทำการขอ DMA ให้กับแชนแนลที่ 1 ก่อน จากนั้นเมื่อเสร็จจากขบวนการ DMA ของแชนแนลที่ 1 แล้ว จึงจะทำการขอ DMA ให้กับแชนแนลที่ 2

อย่างไรก็ตาม 8237A-5 ยังมีแชนแนลสำหรับการขอ DMA อยู่อีก 1 แชนแนล คือแชนแนลที่ 0 (DRQ0) ซึ่งในความเป็นจริงแล้วแชนแนลนี้จะมีลำดับความสำคัญที่สูงกว่าแชนแนลที่ 1 แต่จะไม่ถูกต่อออกมายังขาของสล๊อต เนื่องจาก IBM/PC จะใช้แชนแนลที่ 0 นี้ในการรีเฟรชหน่วยความจำที่เป็น Dynamic RAM

ในการขอ DMA นั้นสัญญาณ DRQ นี้ จะต้องแอกทีฟอยู่ในช่วงระยะเวลาหนึ่งเท่านั้นถ้าสัญญาณนี้แอกทีฟอยู่นานเกินไป จะทำให้เกิดขบวนการ DMA ขึ้นมากกว่า 1 ขบวนการได้สำหรับวงจรที่ขอ DMA โดยทั่วไปจะใช้สัญญาณตอบรับการขอ DMA หรือสัญญาณ DACK ของแชนแนลที่ขอ DMA นั้น ในการรีเซ็ตสัญญาณ DRQ เช่นอุปกรณ์ที่ขอ DMA จากสัญญาณ DMA ผ่านทางแชนแนลที่ 1 (DRQ1) ก็จะคอยตรวจสอบการตอบรับการขอ DMA จากสัญญาณ DACK ของแชนแนลที่ 1 (DACK) เมื่อได้รับสัญญาณจาก DACK1 แล้วก็รีเซ็ตสัญญาณ DRQ1 (เปลี่ยนจากลोजิก "1" เป็น "0")

DACK0 - DACK3 (DMA Acknowledge 0-31 ขา B19, B26 และ B15) :

สัญญาณทั้ง 4 เป็นเอาต์พุทแอกทีฟที่ลोजิก "0" ซึ่ง 8237A-5 สร้างขึ้นเพื่อแสดงวงจรภายนอกที่ขอ DMA ทราบว่าการขอ DMA นั้น ได้รับการตอบสนองแล้ว และ 8237A-5 จะเข้าสู่ขบวนการ DMA เพื่อให้การส่งผ่านข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ I/O ที่ขอ DMA กับหน่วยความจำที่เกิดขึ้นได้โดยตรง (คือไม่ต้องผ่าน SOSS) โดยสัญญาณ DACK นี้จะแอกทีฟในแชนแนลใดก็ขึ้นอยู่กับขบวนการ DMA ที่จะเกิดขึ้นนั้น เป็นการตอบสนองของการขอ DMA ในแชนแนลใด เช่นถ้าขบวนการ DMA ที่เกิดขึ้นนั้นเป็นตอบสนองต่อการขอ DMA ในแชนแนลที่ 2 (DRQ2) สัญญาณ DACK2 ก็จะแอกทีฟ เป็นต้น

ดังนั้นได้กล่าวแล้วว่าสัญญาณ DRQ0 นั้น จะไม่ถูกต่อออกมายังขาของสล๊อต ดังนั้นวงจรอินเทอร์เฟซจึงไม่สามารถจะขอ DMA ผ่านทางแชนแนล 0 ได้ แต่สัญญาณ DACK0 จะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกต่อออกมายังสล็อตด้วย (ขา B19) ทั้งนี้ก็เพื่อที่จะแสดงให้วงจรอินเทอร์เฟสต่าง ๆ ทราบว่าขบวนการ DMA ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่ DACK0 แอคทีฟนั้น เป็นขบวนการที่ใช้สำหรับการรีเฟรชหน่วยความจำที่เป็น Dynamic RAM ซึ่งเป็นวงจรอินเทอร์เฟสที่ใช้หน่วยความจำประเภทนี้สามารถจะนำไปใช้ในการรีเฟรช Dynamic RAM ที่อยู่ในวงจรได้

โดยที่การรีเฟรชหน่วยความจำนั้นจะเกิดขึ้นในทุกๆ 15.12 usec. หรือทุก ๆ 72 คล็อก ดังนั้นสัญญาณ DACK0 นี้ก็จะแอคทีฟในทุกๆ 15.12 usec. ด้วย

AEN (Address Enable ; ขา A11)

สัญญาณนี้เป็นเอาต์พุตที่ใช้ในการแสดงว่าบัสไซเคิลที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่สัญญาณ AEN แอคทีฟ (ลอจิก "1") นั้น เป็นบัสไซเคิลของขบวนการ DMA

สำหรับเมนบอร์ดของ IBM/PC นั้น จะใช้สัญญาณในการดิสเอเบิล (Disable) 8288 Bus Controller และจะใช้ดิสเอเบิลพอร์ท I/O ที่ต่างๆไม่เกี่ยวกับขบวนการ DMA ที่เกิดขึ้นนี้ ที่จำเป็นต้องทำเช่นนี้ก็เพราะในระหว่างขบวนการ DMA นั้น 8237A-5 จะส่งแอดเดรสของหน่วยความจำออกมา บนบัสแอดเดรส และจะทำให้สัญญาณ IOR หรือ IOW แอคทีฟด้วย ดังนั้นถ้าไม่ทำการดิสเอเบิลพอร์ท I/O ที่ไม่เกี่ยวข้องไว้ ก็จะทำให้พอร์ท I/O ที่มีแอดเดรสตรงกับค่าแอดเดรส (ซึ่งเป็นแอดเดรสของหน่วยความจำ) นั้น ทำการอ่านหรือส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูลทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นได้

T/C (Terminal Count ; ขา B27) ;

สัญญาณนี้ถูกสร้างขึ้นจากการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตที่ขา EOP ของ 8237A-5 มากลับลอจิก (โดยใช้เกท Inverter) ทำให้สัญญาณ T/C นี้แอดเดรสที่ลอจิก "1"

สำหรับสัญญาณนี้จะแอดเดรสเมื่อจำนวนไบต์ในการส่งผ่านข้อมูลของขบวนการ DMA ในเซนแนลไคเซนแนลหนึ่ง ครบตามจำนวนที่กำหนดไว้ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณที่จะถูกใช้ในการสิ้นสุดขบวนการ DMA ที่ทำการส่งผ่านข้อมูลเป็นบล็อก เนื่องจากสัญญาณนี้จะแอคทีฟโดยไม่แสดงว่าเป็นสัญญาณของเซนแนลไค ดังนั้นจึงต้องทำการนำสัญญาณ T/C นี้ผ่านเกท inverter แล้วนำไป OR กับสัญญาณ DACK เพื่อให้สามารถทราบได้ว่า สัญญาณ T/C ที่เกิดขึ้นนั้นเป็นสัญญาณของเซนแนลไค สำหรับในเซนแนลไค นั้นสัญญาณ T/C จะแอคทีฟในช่วงเวลาที่ถึงคือ ทุก ๆ 990.804 millisc. ซึ่งก็คือช่วงเวลาที่ใช้ในการรีเฟรชหน่วยความจำขนาด 64 byte นั้นเอง

บัสของแหล่งจ่ายไฟของระบบ

+5Vdc (ขา B3 และ B29) ;

ขานี้จะต้องต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC +12V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulated) 5%

คืออยู่ในช่วง +4.75 ถึง +5.25 Vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+12Vdc (ขา B9) :

ขานี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC+12V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulated) 5% ก็อยู่ในช่วง +11.4 ถึง +12.6 Vdc

-5Vdc (ขา B5) :

ขานี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC -5V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulated) 10% ก็อยู่ในช่วง -5.5 ถึง -4.5 Vdc

-12Vdc (ขา B7) :

ขานี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC -12V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulated) 10% ก็อยู่ในช่วง -13.2 ถึง -10.8 Vdc

GND (ขา B1, B10 และ B3) :

ขาทั้งสามนี้จะต่อเข้ากับกราวด์ (Ground) ของระบบ

การจัดสัญญาณบนสล็อตของ IBM PC/XT

สำหรับใน IBM PC/XT นั้น จะมีสล็อตสำหรับเชื่อมต่อกับวงจรมานอกได้มากขึ้นคือ ใน IBM PC/XT จะทำการเพิ่มจำนวนสล็อตบนเมนบอร์ดขึ้นเป็น 8 สล็อต จากเดิมที่มีอยู่เพียง 5 สล็อตบน IBM PC โดยการจัดสัญญาณต่าง ๆ ในทั้ง 8 สล็อตจะยังคงเหมือนกับใน IBM PC เพียงแต่สัญญาณ ต่าง ๆ ที่จะถูกส่งออกมาข้างของสล็อตที่ 8 นั้น จะถูกต่อผ่านวงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) ก่อน และในสล็อตที่ 8 นี้ขา B8 จะใช้ถูกใช้งานด้วย โดยจะถูกใช้เป็นขา CARD SLCTD (หรือ Card Selected) ซึ่งขาสัญญาณนี้จะเป็นสัญญาณอินพุตจาก วงจรมานอกที่เสียบอยู่บนสล็อตที่ 8 เพื่อให้วงจรมานอกทราบว่าที่อยู่บนสล็อตนี้ถูกเลือกใช้งานอยู่ ซึ่งจะทำให้ Driver บนเมนบอร์ดทำการอ่านหรือส่งข้อมูลไปยังสล็อตที่ 8

4.6 วงจรอินเทอร์เฟซคอมพิวเตอร์

จากการทำงาน สามารถสรุปการทำงานของวงจรมานอกได้คือ เป็นส่วนที่ควบคุมการรับส่งของข้อมูลเข้าและออกเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

จากระบบไมโครคอมพิวเตอร์ที่ใช้ IC เบอร์ 8088 เป็นหน่วยประมวลผลมีระบบข้อมูล 8 บิต ดังนั้นจึงมีส่วนที่รับส่งข้อมูลดังกล่าว สำหรับรายละเอียดของ IC 8255 จะดูได้จากภาคผนวกท้ายเล่ม การกำหนดหน้าที่ของพอร์ททั้งสามของ 8255 จะกำหนดให้พอร์ท A เป็นอินพุตพอร์ทซึ่งจะรับข้อมูลจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส 8 บิต จากวงจร A/D เข้ามาเพื่อคำนวณหาความถี่ที่ส่งออกมาจากหน่วยประมวลผล และส่งให้กับ วงจรสร้างสัญญาณ V/F ต่อไป ส่วนพอร์ท C จะเป็นอินพุทและเอาต์พุทโดยจะส่งสัญญาณควบคุมให้กับ วงจร A/D เพื่อให้การส่งข้อมูลเข้าได้ถูกต้องและเหมาะสม

ตาราง 4.1

Hex Range	Usage
000-00F	DMA Chip 8237A-5
020-021	interrupt 8259A
040-043	Timer 8253-5
060-063	PPi 8255A-5
080-083	DMA Page Register
0AX	NMI Mask Register
0CX	Reserved
0EX	Reserved
200-20F	Game Control
210-217	Expansion Unit
220-24F	Reserved
278-27F	Reserved
2F0-2F7	Reserved
2F8-2FF	Asynchronous Communications (Secondary)
300-31F	Phototype Card
320-32F	Fixed Disk
378-37F	Parallel Printer
380-38F	SOLC Communications
3F0-3AF	Reserved
3B0-3BF	IBM Monochrome Display Printer
3C0-3CF	Reserved
3D0-3DF	Color Graphics
3E0-3E7	Reserved
3F0-3F7	Diskette
3F8-3FF	Asynchronous Communications (Primary)

At power-on time the Non Mask Interrupt (NMI) into 8088 is masked off.

This mask bit can be set and reset via system software as follows.

Set mask write hex 80 to I O Address hex AO (enable NMI)0

Clear mask write hex 00 to I O Address hex AO (disable NMI)0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

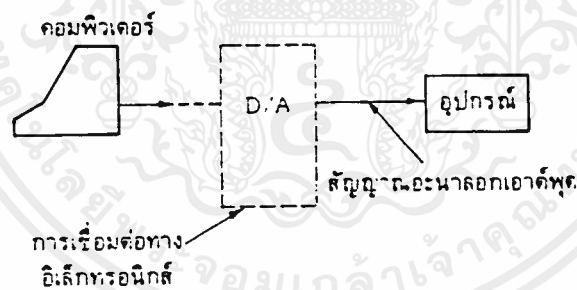
การเลือกเบอร์พอร์ทที่จะใช้ติดต่อกับ IC 8255 จะกำหนดจากข้อมูลจำเพาะของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งจากข้อมูลพบว่า การจัดตำแหน่งของอินพุทและเอาต์พุท (I/O Address Map) ของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ที่เป็น IBM compatible จะกำหนดไว้ดังตาราง 4.1

จากตารางจะเลือกใช้ 2F0 - 2F7 ซึ่งเป็นตำแหน่งสำรองที่เพื่อไว้ในการต่อกับอุปกรณ์ภายนอก เลือกตำแหน่ง 2F0 - 2F7 ในโครงงานนี้ ซึ่งกำหนดพอร์ทต่างๆ ของ IC 8255 ได้ดังนี้

ตำแหน่งใช้พอร์ท	2F0	ใช้พอร์ท	A
	2F1	ใช้พอร์ท	B
	2F2	ใช้พอร์ท	C
	2F3	ใช้ตัว	IC 8255

4.7 การแปลงผันสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาลอกสำหรับ IBM PC

ในระบบคอมพิวเตอร์มีการทำงานเป็นแบบดิจิทัล การจะเชื่อมต่อเข้ากันได้กับสัญญาณอะนาลอก จำเป็นต้องมีการแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอะนาลอก เพื่อทำการควบคุมอุปกรณ์ภายนอกแบบอะนาลอกนั้น แสดงได้ดังโคอะแกรมรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 โคอะแกรมการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาลอก เพื่อติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอก

อุปกรณ์ภายนอกแบบอะนาลอก ที่ถูกควบคุมโดยสัญญาณดิจิทัลจากคอมพิวเตอร์ ได้แก่ การควบคุมความเร็วของ DC มอเตอร์ การควบคุมเฟสแรงดันไฟฟ้าภาคทเวอ์คอนโทรล เป็นต้น การแปลงเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาลอก มีความสัมพันธ์กันแบบสมนัยโดยที่ถ้าหากสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ มีค่าจำนวนบิตเท่ากับ X บิต เมื่อต้องการเปลี่ยนเป็นสัญญาณอะนาลอกแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ X โวลต์ เราพบว่าแต่ละช่วง (Step) ของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจะแตกต่างกัน

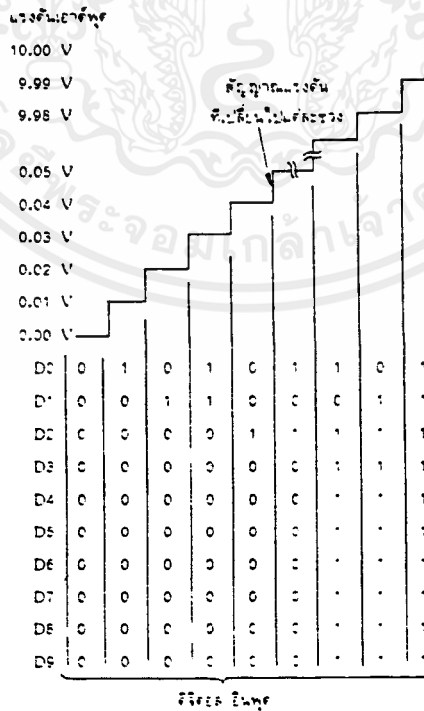
เมื่อสัญญาณดิจิทัลเปลี่ยนไปที่ละบิต สัญญาณอะนาลอกที่เปลี่ยนไปแต่ละช่วงจะมีค่าเท่ากับ $(Y/(2^X - 1))$ โวลต์ ยกตัวอย่าง ถ้าสัญญาณดิจิทัลมีอินพุตจำนวนบิตเป็น 10 บิต จะมีค่าเท่ากับ $2^{10} - 1$ เท่ากับ 1023 แสดงการเปลี่ยนค่าแต่ละบิตจาก 0-1023 ดังรูปที่ 4.13

10 bit									
D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
				⋮					
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

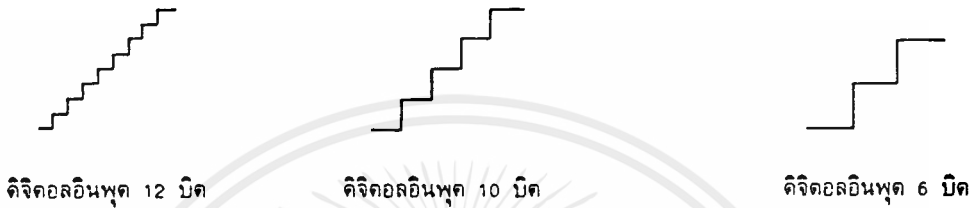
} 1024 ค่า

รูปที่ 4.13 การเปลี่ยนค่าแต่ละบิต D0-D9 จาก 0 ถึง 1024

และสัญญาณอะนาลอกที่เอาท์พุท แรงดันไฟฟ้าที่ออกมาจะมีค่ามากที่สุดเป็น 10 โวลต์ ฉะนั้นแต่ละช่วงของแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนไปเมื่อค่าแต่ละบิตเปลี่ยน จะเท่ากับ 10.0 โวลต์/1023 หรือ 0.009775 โวลต์ หรือประมาณ 10 มิลลิโวลท์ ตามลำดับ ฉะนั้นเมื่อค่าแต่ละบิตเปลี่ยนไป 1 บิตทำให้สัญญาณเอาท์พุทอยู่ในช่วง 0.00 ถึง +10.00 โวลท์ แสดงดังในรูปที่ 4.14



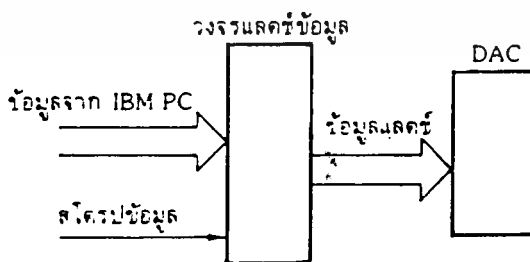
และในกรณีที่มีการเปลี่ยนจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลเป็น 12 บิต ($2^{12} - 1 = 4096 - 1$) อินพุตเข้า พบว่าสัญญาณแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไปแต่ละช่วงจะเป็น 10.0 โวลท์ ($496-1$)=00.0024 โวลต์ และถ้าเปลี่ยนจำนวนบิตใหม่เป็น 6 บิต ($2^6 - 1 = 64 - 1$) อินพุตเข้า พบว่าสัญญาณแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไปแต่ละช่วงเป็น 10.0 โวลต์ / $(64-1) = 0.158$ โวลต์ แสดงการเปลี่ยนช่วงแต่ละช่วงของสัญญาณอะนาลอก เมื่อเปลี่ยนจำนวนบิต อินพุตเข้าของสัญญาณดิจิทัล ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 การเปลี่ยนช่วงแต่ละช่วงของสัญญาณอะนาลอกเอาท์พุท
เมื่อเปลี่ยนจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัล เป็น 12, 10, 6 บิต

จากรูปที่ 4.15 พบว่า ถ้าหากเพิ่มจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลมากขึ้น จะทำให้สัญญาณอะนาลอกแต่ละช่วงมีค่าน้อยลง ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความละเอียดของสัญญาณมากขึ้น

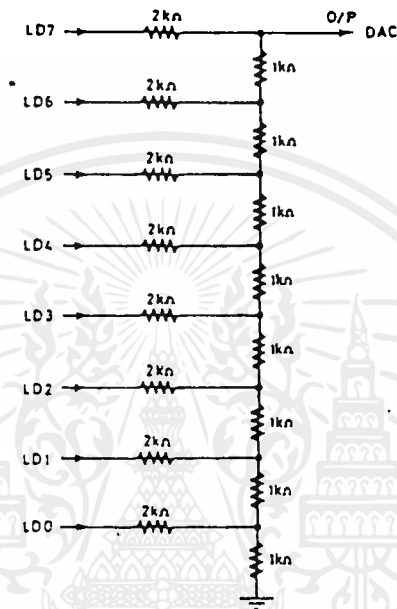
การแปลงผันสัญญาณดิจิทัลเป็นแบบอะนาลอกหรือ DAC (D/A) สามารถกระทำได้โดยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์เชื่อมต่อกับ IBM PC แสดงโคอะแกรมดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 โคอะแกรมการเชื่อมต่อวงจร DAC กับ IBM PC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร DAC ขนาด 8 บิต สามารถใช้แบบ R-2R ladder แสดงรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 4.17 โดยที่ทำการเชื่อมต่อขา Data D0-D7 เข้ากับวงจรแลตช์ข้อมูล (latch data) ที่เชื่อมต่อเข้ากับ IBM PC ทาง I/O slot



รูปที่ 4.17 รายละเอียดของวงจร DAC แบบ R-2R ladder ขนาด 8 บิต

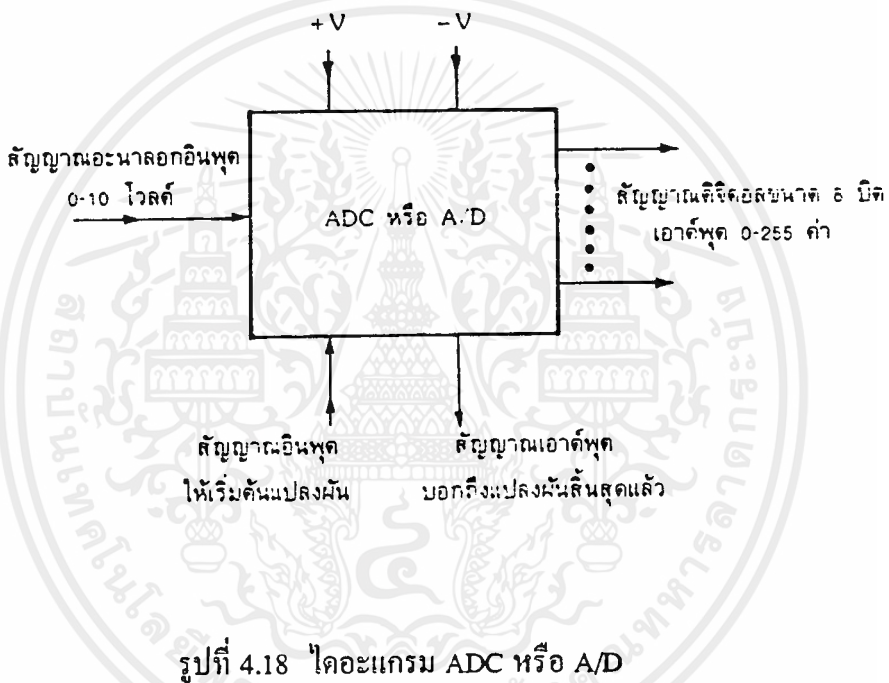
4.8 การแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอลสำหรับ IBM PC

การแปลงผันสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอลที่เรียกว่า ADC หรือ A/D เป็นการแปลงสัญญาณแรงดันในช่วงใด ๆ เป็นสัญญาณดิจิตอล เพื่อที่จะนำเข้าสู่ IBM PC ถ้าช่วงแรงดันนั้นสมมุติว่ามีค่าจาก 0 ถึง 10 โวลต์เปลี่ยนเป็นดิจิตอลขนาด 8 บิต ค่าจาก 0 ถึง 255 แสดงโอะแกรมดังรูปที่ 4.18

จากรูปที่ 4.18 แสดงว่า ถ้าแรงดันอินพุตมีค่าต่ำสุดเป็น 0 โวลต์ ค่าดิจิตอล 8 บิตจะเท่ากับ 0 แต่ถ้าแรงดันอินพุตมีค่ามากที่สุดคือ 10 โวลต์ ค่าของดิจิตอลสูงสุดจะเท่ากับ 255 ตามลำดับ ฉะนั้นการคิด แรงดันอินพุตช่วงใด ๆ ที่ทำให้ค่าดิจิตอลเปลี่ยนค่าไป สามารถหาค่า

$$\begin{aligned}
 \text{แรงดันอินพุตมากที่สุด/ค่าดิจิตอลมากที่สุด} &= 10/255 \\
 &= 0.039215 \text{ โวลต์} \\
 &= 0.04 \text{ โวลต์}
 \end{aligned}$$

นั่นคือ ค่าแรงดันอินพุต 0.04 โวลต์ จะทำให้ค่าตัวเลขดิจิตอลเปลี่ยนไปเป็น 1 แสดงตารางค่าเปลี่ยนค่าดิจิตอลกับแรงดันอินพุต ดังแสดงในตารางที่ 4.2



การเปลี่ยนค่าดิจิตอลที่อ่านได้โดย IBM PC เป็นค่าแรงดันอินพุตสามารถกระทำได้ โดยการแทนค่าในสมการต่อไปนี้คือ

$$\text{แรงดันอินพุตเท่ากับตัวเลขดิจิตอลที่อ่านได้} \times (10/255)$$

ตัวอย่าง ถ้าตัวเลขดิจิตอลที่อ่านได้เท่ากับ 206 เมื่อแทนค่าลงในสมการจะได้

$$206 * (10/255) = 8.08 \text{ V}$$

ซึ่งเมื่อลองเปรียบเทียบดู จะมีค่าเท่ากับค่าในตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.2 การเปลี่ยนค่าดิจิตอล (D) เป็นค่าแรงดันอินพุท (V)

การเปลี่ยนค่าดิจิตอลกับค่าแรงดันอินพุท									
D	V	D	V	D	V	D	V	D	V
0	0.00	1	0.04	2	0.08	3	0.12	4	0.16
5	0.20	6	0.24	7	0.27	8	0.31	9	0.35
10	0.39	11	0.43	12	0.47	13	0.51	14	0.55
15	0.59	16	0.63	17	0.67	18	0.71	19	0.75
20	0.78	21	0.82	22	0.85	23	0.90	24	0.94
25	0.98	26	1.02	27	1.06	28	1.10	29	1.14
30	1.18	31	1.22	32	1.25	33	1.29	34	1.33
35	1.37	36	1.41	37	1.45	38	1.49	39	1.63
40	1.57	41	1.61	42	1.65	43	1.69	44	1.73
45	1.76	46	1.80	47	1.84	48	1.88	49	1.92
50	1.96	51	2.00	52	2.04	53	2.06	54	2.12
55	2.16	56	2.20	57	2.24	58	2.27	59	2.31
60	2.35	61	2.39	62	2.43	63	2.47	64	2.51
65	2.55	66	2.59	67	2.63	68	2.67	69	2.71
70	2.75	71	2.78	72	2.82	73	2.86	74	2.90
75	2.94	76	2.98	77	3.02	78	3.06	79	3.10
80	3.14	81	3.18	82	3.22	83	3.25	84	3.29
85	3.33	86	3.37	87	3.41	88	3.45	89	3.49
90	3.53	91	3.57	92	3.61	93	3.65	94	3.69
95	3.73	96	3.76	97	3.80	98	3.84	99	3.88
100	3.91	101	3.96	102	4.00	103	4.04	104	4.08
105	4.12	106	4.16	107	4.20	108	4.24	109	4.27
110	4.31	111	4.35	112	4.39	113	4.43	114	4.47
115	4.51	116	4.55	117	4.59	118	4.63	119	4.67
120	4.71	121	4.75	122	4.78	123	4.82	124	4.86
125	4.90	126	4.94	127	4.98	128	5.02	129	5.06

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.2 (ต่อ) การเปลี่ยนค่าดิจิทัล (D) เป็นค่าแรงดันอินพุท (V)

การเปลี่ยนค่าดิจิทัลกับค่าแรงดันอินพุท									
D	V	D	V	D	V	D	V	D	V
130	5.10	131	5.14	132	5.18	133	5.22	134	5.25
135	5.29	136	5.33	137	5.37	138	5.41	139	5.45
140	5.49	141	5.53	142	5.57	143	5.61	144	5.65
145	5.69	146	5.73	147	5.76	148	5.80	149	5.84
150	5.88	151	5.92	152	5.96	153	6.00	154	6.04
155	6.08	156	6.12	157	6.16	158	6.20	159	6.24
160	6.27	151	6.31	162	6.35	163	6.39	164	6.43
165	6.47	166	6.51	167	6.55	168	6.59	169	6.63
170	6.67	171	6.71	172	6.75	173	6.78	174	6.82
175	6.86	176	6.90	177	6.94	178	6.98	179	7.02
180	7.06	181	7.10	182	7.14	183	7.18	184	7.22
185	7.25	186	7.29	187	7.33	188	7.37	189	7.41
190	7.45	191	7.49	192	7.53	193	7.57	194	7.61
195	7.65	196	7.69	197	7.73	198	7.76	199	7.80
200	7.84	201	7.88	202	7.92	203	7.96	204	8.00
205	8.04	506	8.08	207	8.12	208	8.16	209	8.20
210	8.24	211	8.27	212	8.31	213	8.35	214	8.39
215	8.43	216	8.47	217	8.51	218	8.55	219	8.59
220	8.63	221	8.67	222	8.71	223	8.75	224	8.78
225	8.82	226	8.86	227	8.90	228	8.94	229	8.98
230	9.02	231	9.06	232	9.10	233	9.14	234	9.18
235	9.22	236	9.25	237	9.29	238	9.33	239	9.37
240	9.41	241	9.45	242	9.49	243	9.53	244	9.57
245	9.61	246	9.65	247	9.69	248	9.73	249	9.76
250	9.80	251	9.84	252	9.88	253	9.92	254	9.96
255	10.00								

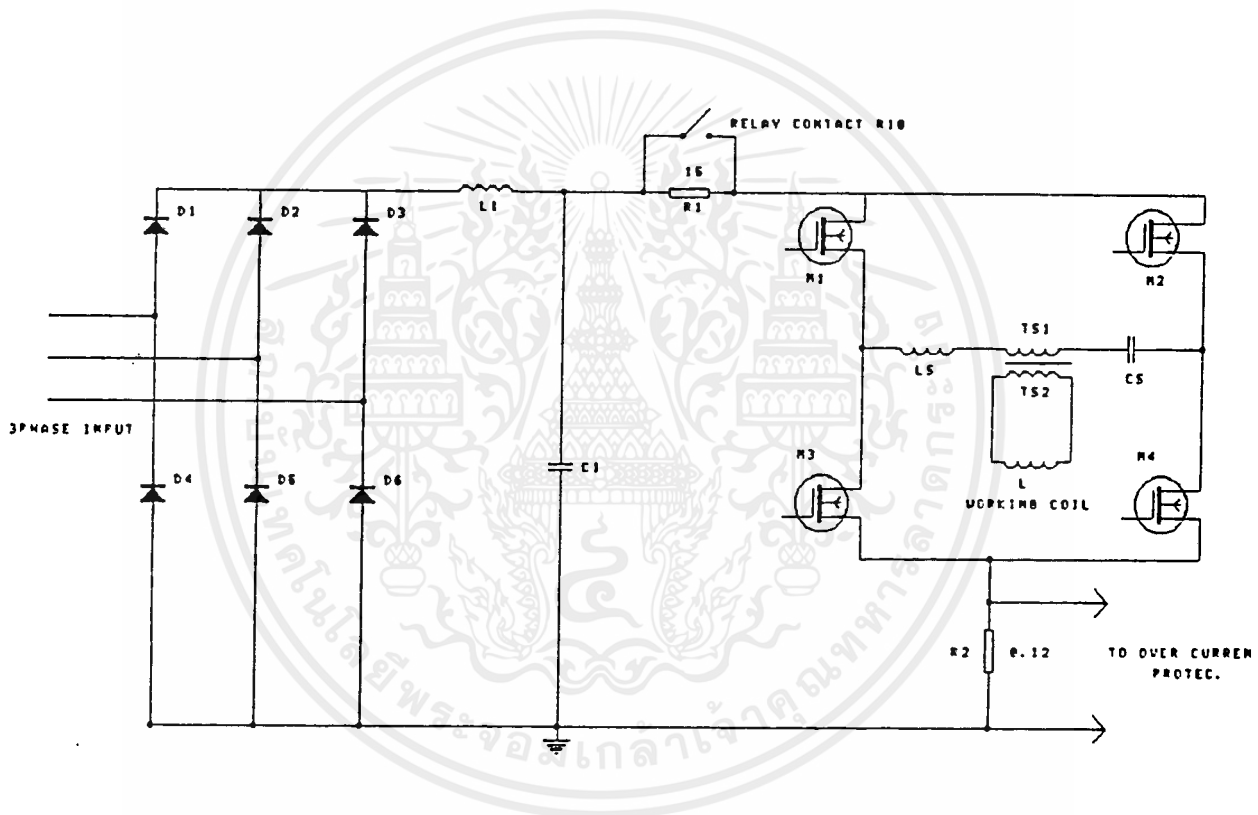
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลอง

อินเวอร์เตอร์

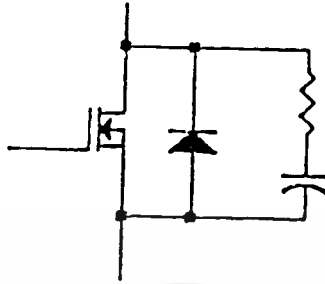
วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้



รูปที่ 5.1 วงจร Rectifier and Invertor

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับโครงการนี้ ได้รับ supply 200 Vdc จากวงจร rectifier ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ คือ รับ input เป็นไฟ 3 เฟส จาก variac ผ่านชุด rectifier เพื่อทำให้เป็นไฟ DC และภาคสุดท้ายคือ ชุด filter ซึ่งในโครงการนี้ใช้ LC filter เพื่อกรองกระแสให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในโครงการนี้ใช้ POWER MOSFET เบอร์ IRF 450 500 V 13 A เป็นตัวอินเวอร์เตอร์ เพื่อป้องกันกับหม้อแปลงความถี่สูง

Subber



รูปที่ 5.2 วงจร Sunnber

การออกแบบและการทำงานของวงจรสับเบอร์ที่ใช้ในการทดลอง

จากทฤษฎีของ Subber ที่กล่าวมาจากบทที่ 3

สำหรับการออกแบบค่า R และค่า C ที่ใช้ในการทดลองหาได้ดังนี้
จากเงื่อนไขของวงจรหลักกำหนดให้

$$V_D = 200 \text{ V}$$

$$V_{CD} = 50 \text{ V}$$

$$I_L = 10 \text{ A}$$

$$I_M = 13 \text{ A}$$

$$t_f = 1 \text{ } \mu\text{S}$$

$$t_{on(min)} = 20 \text{ } \mu\text{S}$$

สามารถคำนวณหาค่า R และ C ของวงจรสับเบอร์ได้ดังนี้

$$C \geq (I_L t_f) / 2V_{CD}$$

$$\geq (10 \times 1 \times 10^{-6}) / (2 \times 50) \text{ F}$$

$$\geq 0.1 \text{ } \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกค่า $C = 0.1 \mu\text{F}$ และสมการ (3.10)

$$V_D / (I_M - I_L) \leq R \leq t_{on(\min)} / (3 C)$$

$$200 / (13 - 10) \leq R \leq (20 \times 10^{-6}) / (3 \times 0.1 \times 10^{-6})$$

$$66.67 \leq R \leq 66.67$$

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตช์ของ POWER MOSFET สูงสุดประมาณ 50 KHz ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นใน R ได้

$$\begin{aligned} P_R &= 0.5 \times (0.1 \times 10^{-6}) \times 200^2 \times (50 \times 10^3) \\ &= 100 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

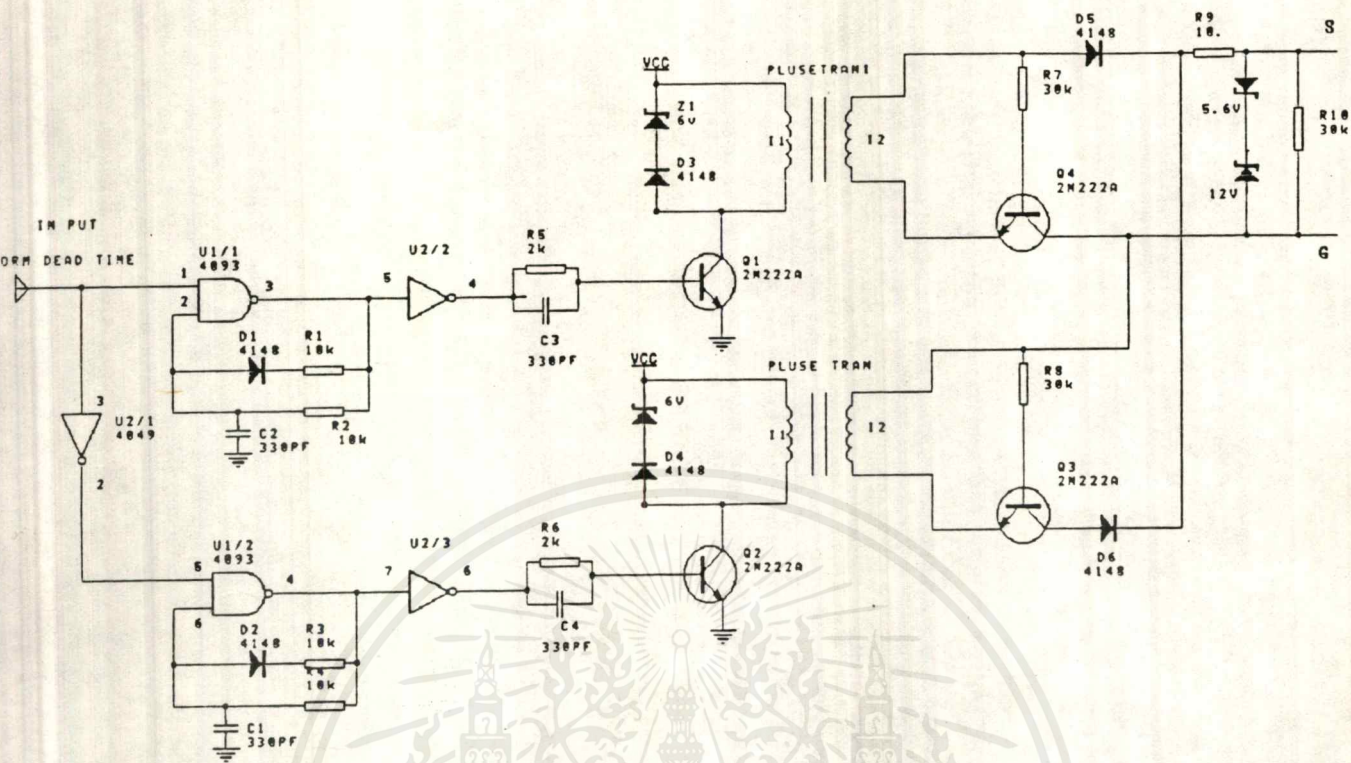
ดังนั้นเลือกความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ 70 โอห์ม 100 วัตต์ โดยใช้ R 150 โอห์ม ต่อขนานกันสองตัว

วงจรรีบ (Drive Gate Circuit)

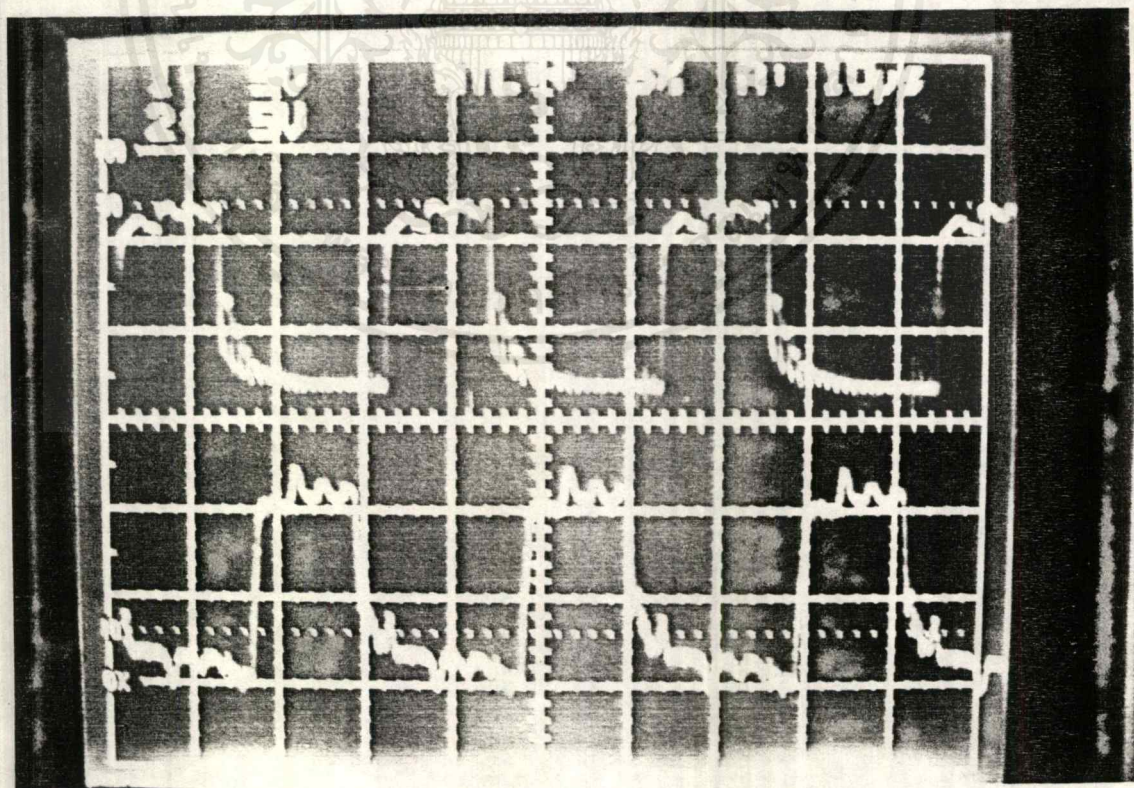
จากรูปที่ 5.3 แสดงถึงวงจรที่ใช้ในโครงงานนี้ ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้

เมื่อมีพัลส์เข้ามา (มีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตช์) ที่ขา 1 จะมีสถานะเป็นลอจิก 0 ดังนั้นไม่ว่าขา 2 จะมีสถานะอย่างไร เอาท์พุทที่ขา 3 ก็จะเป็นลอจิก 1 เสมอ และขณะเดียวกันก็จะมี การชาร์จคาปาซิเตอร์ที่ขา 2 ด้วย จนกระทั่งขา 1 เปลี่ยนสถานะเป็นลอจิก 1 ตอนนั้นจึงขึ้นอยู่กับว่าขา 2 มีสถานะเป็นอย่างไร ถ้าเป็น 1 เอาท์พุทจะเป็น 0 แต่ถ้าเป็น 0 เอาท์พุทจะออกมาเป็น 1 ดังนั้น ขณะที่ขา 1 มีสถานะเป็นลอจิก 1 นี้เองที่ทำให้คาปาซิเตอร์ทำหน้าที่ออสซิลเลท (ossillate) ทำให้ เอาท์พุทเปลี่ยนสถานะไปมาตลอดเวลาทำให้เกิดพัลส์แทรนซิชันที่ต้องการซึ่งความถี่ของพัลส์แทรนซิชันขึ้นอยู่กับ ค่า R,C ในวงจร โดยมี Zener Diode 5.6 V และ 12 V เป็นตัวป้องกัน Over Voltage ให้กับ G-S ของ POWER MOSFET โดยเอาท์พุททางค่านบวกจะออกไม่เกิน 12 V และ ทางค่านลบจะไม่เกิน 5.6 V รูปที่ 5.4 แสดงถึงรายละเอียดของการเกิดพัลส์แทรนซิชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 วงจร Drive Gate



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงที่ 1 คาปาซิเตอร์ถูกชาร์จ

ช่วงที่ 2 คาปาซิเตอร์ดิสชาร์จจนถึงระดับที่ทำให้ขา 2 เปลี่ยนสถานะ

ช่วงที่ 3 เกิดการออสซิลเลทของคาปาซิเตอร์ทำให้ได้พัลส์เทรน

เมื่อได้พัลส์เทรนตามที่ต้องการ ก็นำมาผ่านอินเวอร์เตอร์เอมพีเพื่อไปไบแอสทรานซิสเตอร์ต่อไป ซึ่งขณะที่แรงดันไบแอสเป็นศูนย์ ทรานซิสเตอร์ก็จะ off ดังนั้นแรงดันตกคร่อมขา CE ก็จะเท่ากับ V_{CC} และแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเป็นศูนย์ จนกระทั่งมีพัลส์เทรนเข้ามา ขณะทรานซิสเตอร์ on แรงดันตกคร่อม CE ก็จะเป็นศูนย์ทำให้แรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิเป็น V_{CC} จนกระทั่งเมื่อทรานซิสเตอร์ off จะทำให้เกิดผลของ flyback voltage จากค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลง (Ldi/dt) ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิเป็น $-V_{CC}$ ดังนั้นถ้าวัดแรงดันตกคร่อมขา CE ก็จะต้องเป็น $2 \cdot V_{CC}$ รูปที่ 5.4 จะแสดงให้เห็นลักษณะของแรงดันที่จุดต่างๆ

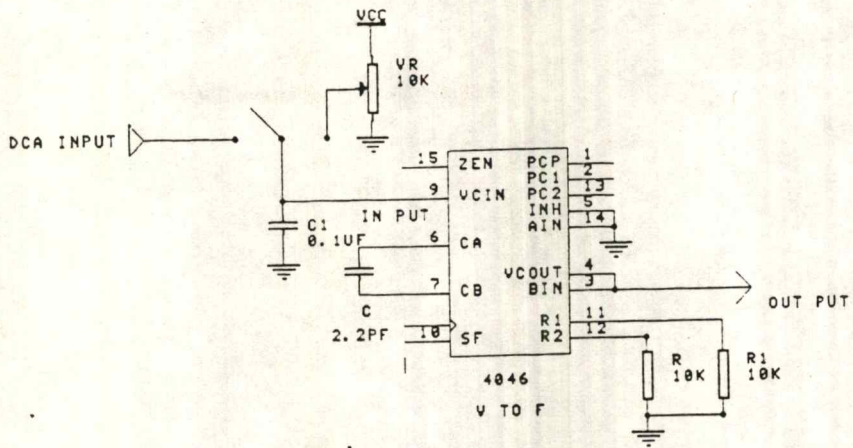
แรงดันทางปฐมภูมิจะส่งผ่านหม้อแปลงด้วยอัตราส่วน 1:1 ซึ่งมีทั้งแรงดันบวกและลบ ในช่วงแรงดันบวก Tr_2 จะนำกระแสทำให้แรงดันไปปรากฏที่ GS แต่เมื่อเป็นแรงดันไหลบ ทรานซิสเตอร์จะไม่นำกระแส ดังนั้นจะทำให้แรงดันช่วงลบถูกตัดทิ้ง

สำหรับวงจรส่วนที่ 2 นั้นเป็นการสร้างแรงดันช่วงลบให้กับขาเกตชอร์ส ซึ่งหลักการก็เหมือนกัน เพียงแต่ให้อัตราส่วนหม้อแปลงเป็น 3:1 และนำเอาที่พู่ที่ได้มาบวกกับวงจรส่วนที่ 1 ทำให้แรงดันที่ขาเกตชอร์สเป็นทั้งบวกและลบ คือ $+V_{CC}$ และ $-\frac{V_{CC}}{3}$

จะเห็นว่าเอาที่พู่ขาเกตชอร์สนั้นเป็นพัลส์เทรนอยู่ แต่เมื่อเราต่อมอสเฟตเข้าไปแล้ว คาปาซิเตอร์ภายในมอสเฟตจะกรองทำให้พัลส์เทรนหายไปดังแสดงในรูปที่ 5.4

วิทูเอฟ

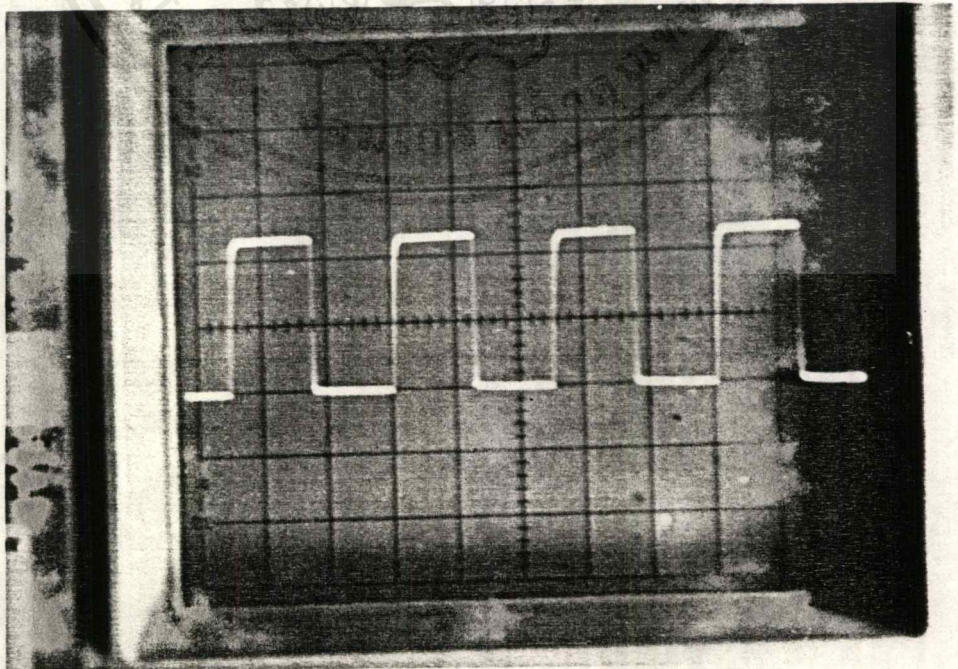
โครงการนี้ได้เลือกใช้ ไอซี 4046 ซึ่งเป็นเฟสล็อกจูป แต่เรานำเฉพาะส่วน VCO มาใช้งาน โดยมีหลักการเบื้องต้น ดังนี้ คือ เมื่อมีแรงดันอินพุตเข้ามา จากคุณสมบัติของ ไอซี 4046 จะเปลี่ยนแรงดันที่ได้เป็นความถี่ เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยน ความถี่ก็จะเปลี่ยนตาม ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.6 วงจร V/F

V (v)	F (kHz)	V (v)	F (kHz)	V (v)	F (kHz)
0.227	66.67	3.00	76.92	6.51	100
0.577	66.67	3.54	81.63	7.06	108.1
1.042	66.67	4.04	84.03	7.54	111.1
1.633	67.79	4.55	88.89	7.96	111.1
1.98	68.96	5.02	90.90	8.13	111.1
2.00	68.96	5.55	95.23	8.31	111.1
2.50	74.07	6.03	99.50	8.63	111.1

ตารางผลการทดสอบวงจร V / F

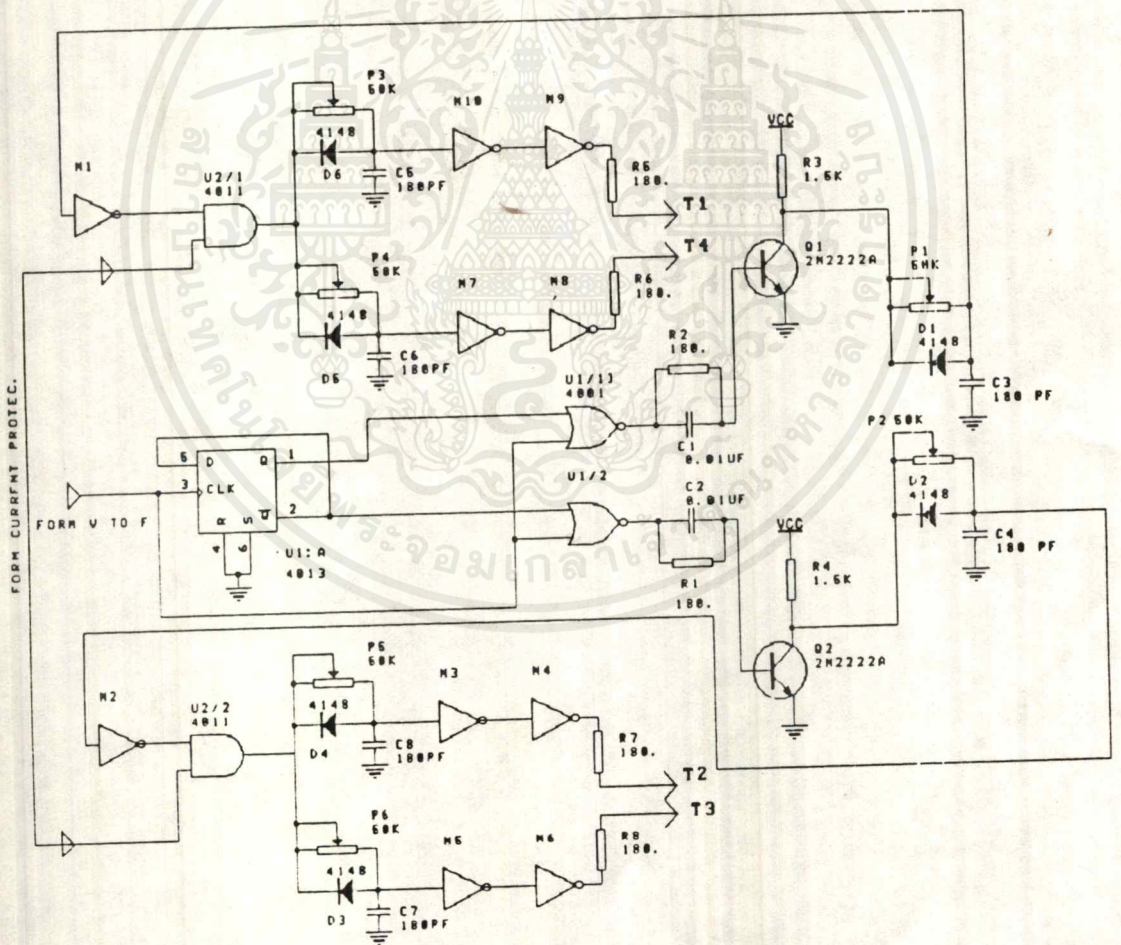


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 5.7 รูปคลื่น Out Put V/F ตัดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรจัดเนื้อพัลส์

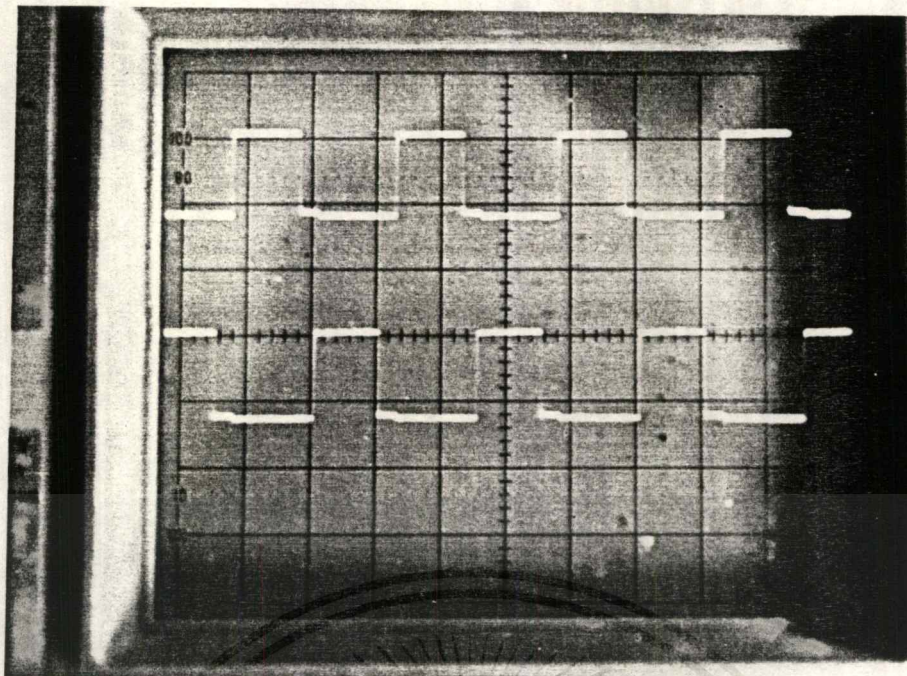
การทำงานของวงจรนี้ ใช้หลักการของการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุ แล้วนำช่วงเวลา
มากระทำทางลอจิก จะได้อาห์พุทเป็นพัลส์ที่เหมือนกับพัลส์ที่เข้าทุกประการ แต่จะแตกต่างที่เนื้อพัลส์
บริเวณขอบขาขึ้นของพัลส์ขาเข้าจะถูกตัดออกไปเล็กน้อยดังรูป

จากรูปพัลส์ที่แสดงจะอธิบายหลักการของการจัดเนื้อพัลส์ได้ คือตัวเก็บประจุจะช่วยทำให้สัคย์ที่
ขาอินพุทของอินเวอร์ตวัที่ 2 ยังคงสถานะเป็น high อยู่ได้อีกช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งช่วงเวลานี้ก็คือช่วง
เวลาที่เนื้อพัลส์จะถูกกำจัดออกไปนั่นเอง สำหรับไดโอดทำหน้าที่บล็อกเพื่อใหตัวเก็บประจุคายประจุให้
แก่ความต้านทานเท่านั้น ดังนั้นจากหลักการนี้การกำหนดขนาดเนื้อพัลส์ที่จะถูกกำจัดออกจึงขึ้นอยู่กับ
ขนาดของตัวประจุนั่นเอง โดยพิจารณาตัวต้านทาน และไอซีที่เป็นอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วย



รูปที่ 5.8 วงจร Dead Time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



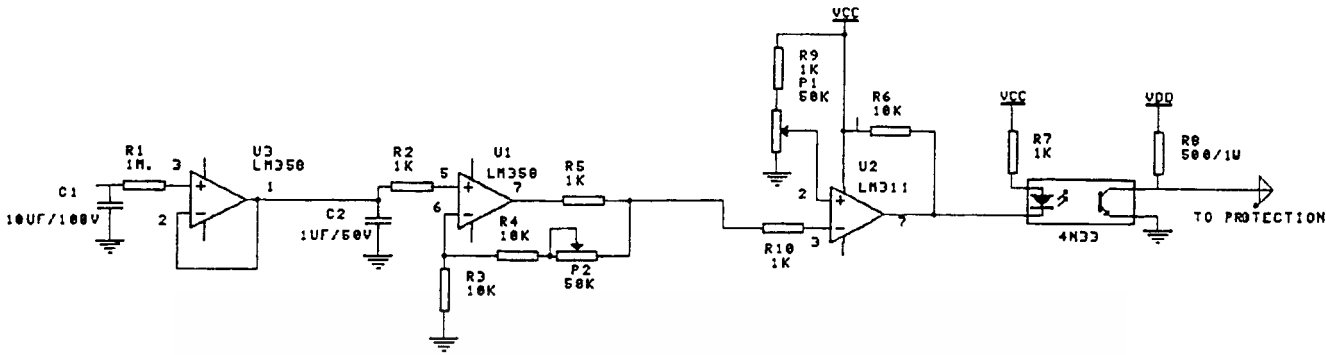
รูปที่ 5.9 รูปคลื่น Out Put Dead Time

วงจรป้องกัน

OVER CURRENT PROTECTION AND CURRENT SENSER FOR ADC. CIRCUIT

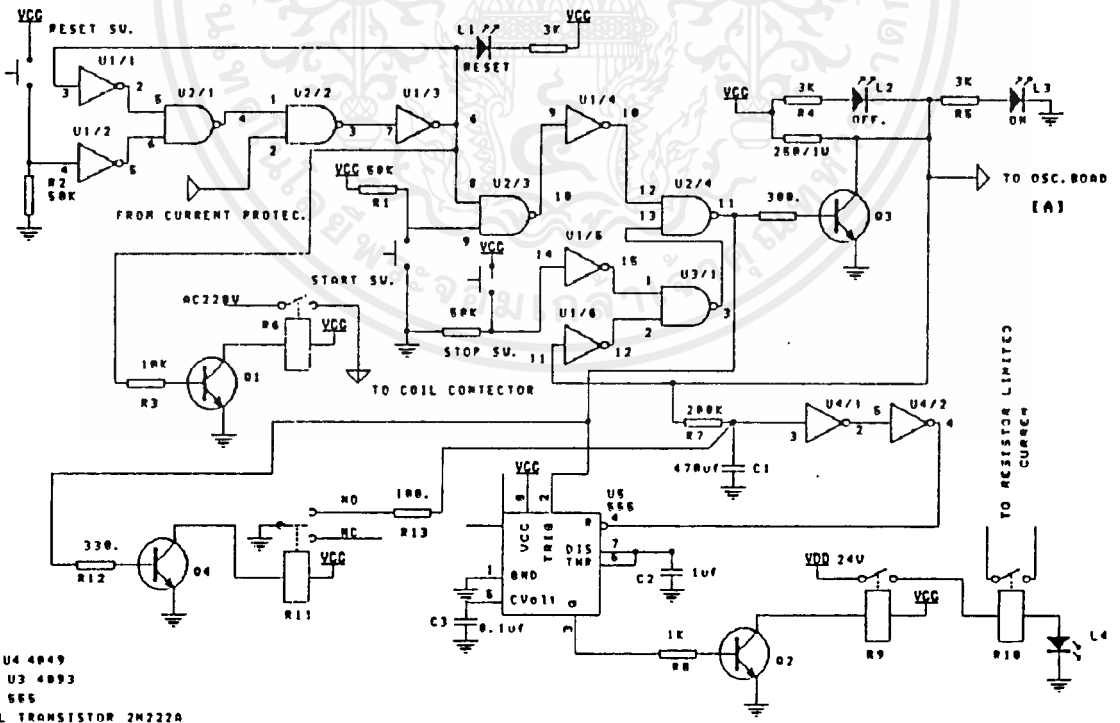
วงจรนี้แบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ

- 1 คือ ส่วนรับค่ากระแสเปลี่ยนเป็นแรงดัน จะประกอบไปด้วย Buffer และ Noninverting Amp. ซึ่งทำหน้าที่ขยายแรงดันที่ได้จาก Buffer ส่งไปยัง A/D และ วงจรเปรียบเทียบแรงดัน
- 2 คือ ส่วนเปรียบเทียบแรงดัน ซึ่งจะเป็นการป้องกัน Over Current กล่าวคือ ถ้ามีกระแสไหลมาก แรงดันที่ได้มาจากส่วนที่ 1 จะมากตามไปด้วย เพราะฉะนั้น การเซ็ตแรงดันอ้างอิง จะสำคัญมากในการป้องกัน
- 3 คือ ส่วนแยก Ground วงจร Invertor ออกจาก Ground ของ วงจรควบคุม เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 5.10 วงจร Over Current Protection and Current Sensor ADC. Circuit

OPERATED AND DELAY TIME FOR INITIAL CURRENT CIRCUIT



U1 U4 4049
 U2 U3 4093
 U5 555
 ALL TRANSISTOR 2N222A

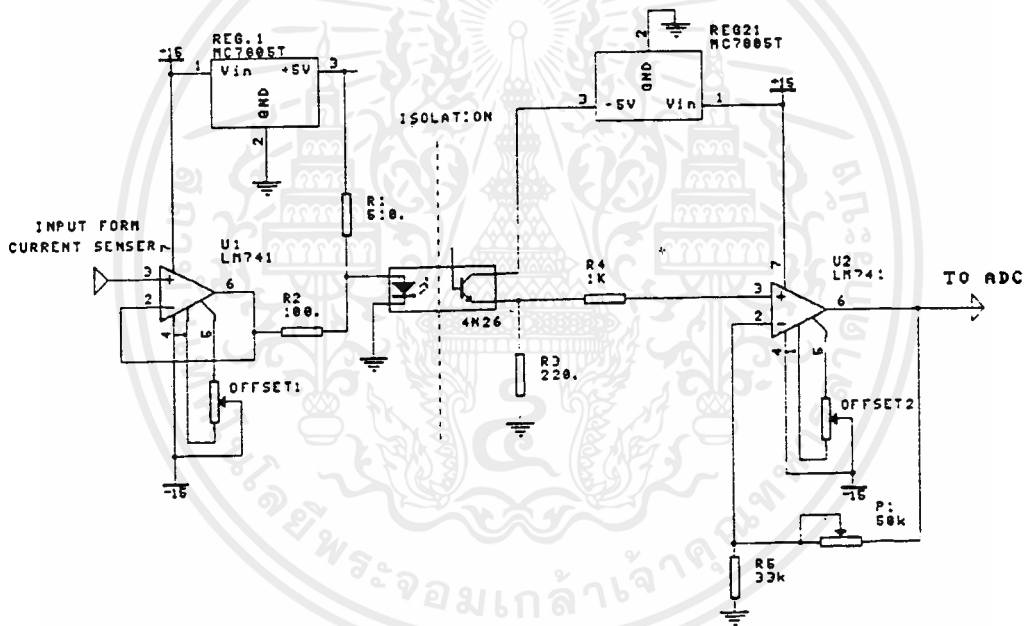
รูปที่ 5.11 วงจร Operated and Delay Time for Initial Current Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาท่าน เมืออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISOLATED AMPLIFIER FOR ADC AND DAC

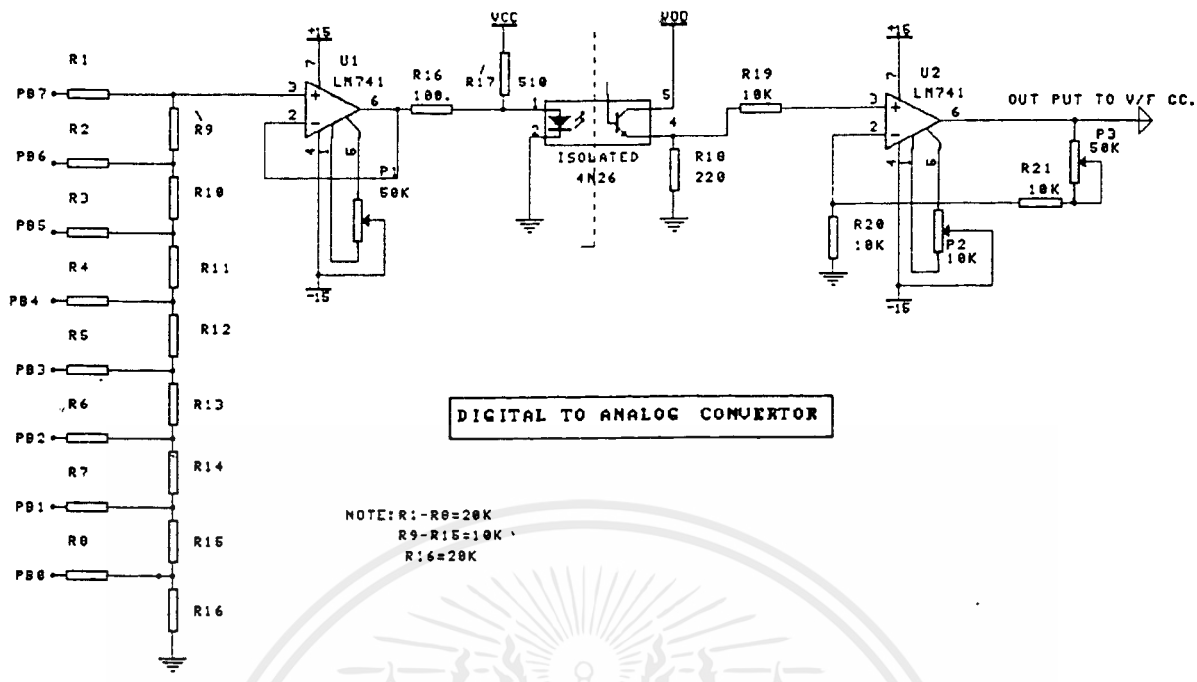
วงจร Isolated Amp. นี้สร้างขึ้นเพื่อแยก Ground ของ Computer ออกจากวงจรควบคุม โดยอาศัยหลักการของ Optoisolation ในโครงการนี้ใช้ Optoisolated เบอร์ 4N26

โดยมีหลักการเบื้องต้นดังนี้ คือ อาศัยการเปลี่ยนแปลงของกระแส LED ซึ่งควบคุมโดยเอาต์พุตของ Amplifier (Op-Amp) ไปตบกระแสที่ base ของ Transistor ซึ่งอยู่ภายใน 4N26 ถ้ามีกระแสไหลมาก จะทำให้ความเข้มของแสงที่ไปตบกระแสที่ base จะทำให้ Transistor ได้รับไบแอสสูง ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ R สูงตามไปด้วย จากนั้น จะนำไปเข้าวงจร Noninverting Amp. เพื่อขยายแรงดันที่ได้มาจาก Optoisolator ส่งออก Out Put ต่อไป



รูปที่ 5.12 Isolated Amplifier for ADC

D/A ในโครงการนี้หลักการของ 2R-Ladder โดยผ่านวงจร Noninverting Amp. โดยมี Gain ขยาย $A_v = (1 + R_f / R_i) V_i$ และเราต้องปรับแต่งวงจร ให้แรงดันมีค่าสูงสุด เมื่อ $P_0 - P_7$ มีค่าเป็น High ให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 8.00 V และ $P_0 - P_7$ มีค่าเป็น Low ให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.00 V เพื่อป้อนให้กับวงจร V/F



รูปที่ 5.13 Isolated Amplifier for DAC

P ₀	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇	V _o
H	H	H	H	H	H	H	H	8.00
L	L	L	L	L	L	L	H	4.03
L	L	L	L	L	L	H	L	2.00
L	L	L	L	L	H	L	L	1.00
L	L	L	L	H	L	L	L	0.50
L	L	L	H	L	L	L	L	0.25
L	L	H	L	L	L	L	L	0.12
L	H	L	L	L	L	L	L	0.06
H	L	L	L	L	L	L	L	0.03
L	L	L	L	L	L	L	L	0.00

ตารางผลการทดลอง A.D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงโดยวิธี Area Product (A_p)

ขั้นที่ 1

- กำหนด $J = 4 \text{ A/mm}^2$

- กำหนด $K = 0.25$

ขั้นที่ 2

$$B_{\max} = 0.1 \text{ T}, \quad f_s = 50 \text{ KHz}, \quad P = 1 \text{ kW}$$

$$A_p = \frac{1 \text{ kW}}{2 \times 0.1 \times 0.25 \times 4 \times 50 \text{ kHz}} = 100000 \text{ mm}^4$$

ขั้นที่ 3

เลือกแกน EE-70 ที่มีค่า A_p จากตาราง ได้ค่า $W = 492 \text{ mm}^2$, $S = 222 \text{ mm}^2$

ขั้นที่ 4

จำนวนรอบ $N_1 = \frac{200}{4 \times 0.1 \times 222 \times 50 \text{ kHz}} = 45 \text{ turns}$

$$N_2 = \frac{20}{4 \times 0.1 \times 222 \times 50 \text{ kHz}} = 4 \text{ turns}$$

ขั้นที่ 5

หาขนาดพื้นที่หน้าตัดของลวด

$$AW_1 = \frac{0.25 \times 492}{2 \times 45} = 1.36 \text{ mm}^2$$

$$AW_2 = \frac{0.25 \times 492}{2 \times 4} = 15.37 \text{ mm}^2$$

เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของขลวดทาง Pri = $\sqrt{\frac{4 \times 1.36}{\pi}} = 1.32 \text{ mm}$

เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของขลวดทาง Sec = $\sqrt{\frac{4 \times 15.37}{\pi}} = 4.42 \text{ mm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกเบอร์ลวด SWG#17 เนื่องจากเส้นใหญ่จึงได้นำมาแบ่งออกเป็นเส้นเล็กๆ โดยใช้ลวดฝอยพันเบียด เพื่อลดค่าสูญเสียเนื่องจากผิวของตัวนำ (Skin Effect) จะกำหนดให้มีเส้นผ่าศูนย์กลางเล็กกว่าเท่ากัน พันควบกันไป เพื่อเพิ่มผิวของตัวนำ ช่วยลดค่าความต้านทานของสายลง ทำให้ความสูญเสียลดลงด้วย

ขั้นที่ 6 ขดลวดสามารถพันลงใน window ได้

$$492 \geq \frac{(45 \times 1.32^2 + 4 \times 4.42^2) \pi}{4 \times 0.25}$$

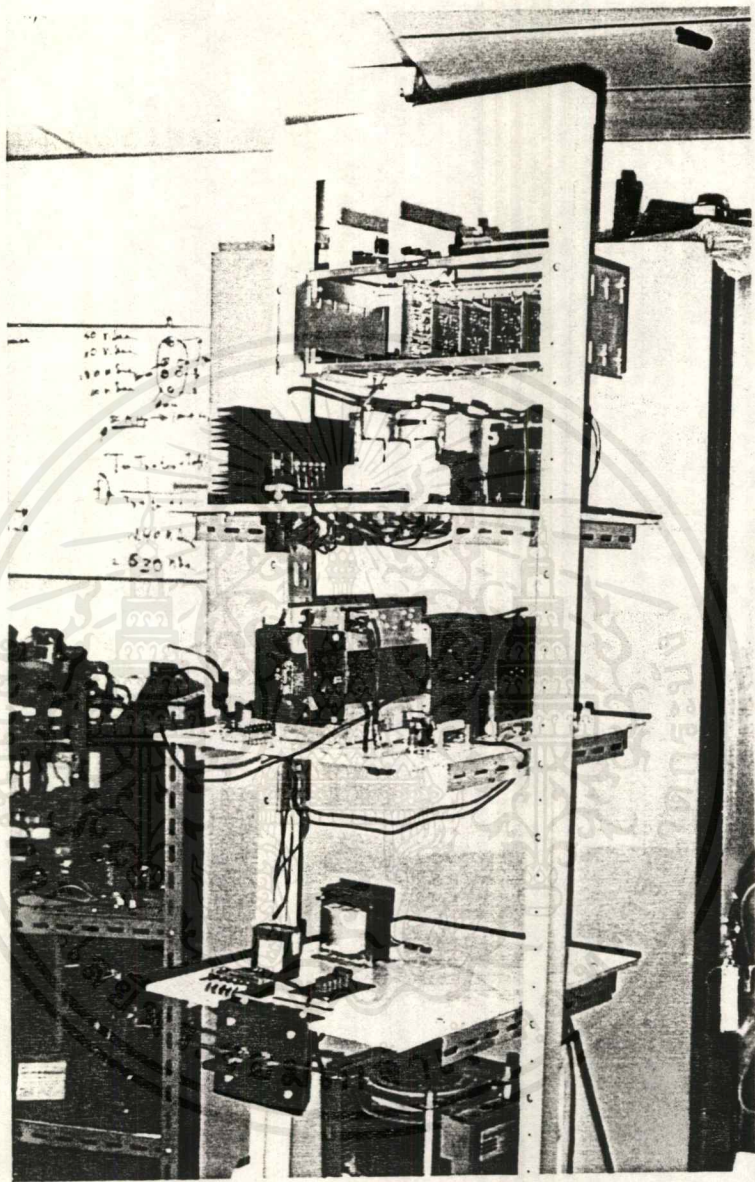
$$492 \geq 492$$

เราสามารถพันขดลวดลงในแกนของหม้อแปลงได้

ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เป็นส่วนที่ต่อจากหม้อแปลงความถี่สูง โดยที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กให้เข้าไปในเหล็กเพื่อที่จะทำให้เหล็กร้อน โดยกระแสในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กนั้นมีความหนาแน่นมาก จะทำให้ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กร้อน และขดลวดได้รับความร้อนส่วนหนึ่งมาจากชิ้นงาน ดังนั้นจึงต้องมีการระบายความร้อนออกจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก โครงสร้างของขดลวดจะทำจากท่อเพื่อที่จะให้มีน้ำไหลอยู่ภายใน และเนื่องจากผลของ Skin Effect กระแสที่ไหลในลวดตัวนำจะเคลื่อนที่เฉพาะที่ผิวเท่านั้น

ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่ใช้ในโรงงานนี้ ได้ออกแบบเป็นแบบง่ายๆ คือ ใช้ท่อทองแดง ขนาด 6 mm พันเป็นคอยล์มีเส้นผ่าศูนย์กลางขนาด 22 mm จำนวน 3 รอบ และมีน้ำไหลวนอยู่ภายในท่อทองแดง เพื่อช่วยลดความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำความร้อนให้กับชิ้นงาน



รูปที่ 5.14 แสดงเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุป

เครื่องขับผิวแข็งเหล็กโดยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กหรือ บางครั้งเรียกสั้นๆว่าเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก ทำงานโดยอาศัยหลักการเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กกับเวลาทำงานให้เกิดการเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าและเกิดกระแสไหลขึ้นในเนื้อเหล็กคั้งนั้นจะทำให้เหล็กร้อน การเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กหรือเรียกว่าความถี่ของสนามแม่เหล็กจะมีผลต่อความลึกของสนามแม่เหล็กที่ลงไปเนื้อเหล็ก โดยความถี่ที่สูงขึ้นสนามแม่เหล็กก็จะลงไปเนื้อเหล็กได้น้อยลง ดังนั้นการกำหนดความถี่ของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กจึงมีความสำคัญเพราะจะได้ตรงตามความต้องการเช่น การทำผิวแข็งเครื่องต้องมีความถี่สูง แต่ถ้าต้องการให้เนื้อเหล็กร้อนก่อนอัดขึ้นรูปไม่มีความจำเป็นต้องการให้ร้อนทั้งชิ้นเหล็ก

การเลือกความถี่ให้เหมาะสมเป็นเรื่องสำคัญมาก เพราะมีความสัมพันธ์กับความหนาของผิวแข็ง ถ้าต้องการผิวแข็งหนาแต่ใช้เครื่องความถี่สูงมากผลทำให้ชิ้นงานเสีย เนื่องจากว่าพลังงานความร้อนเข้าไปเฉพาะที่ผิวเหล็กบางมากและจะต้องใช้เวลานานมากในการให้ความร้อนเคลื่อนตัวลงลึกจากผิวจึงทำให้อุณหภูมิที่ผิวสูงเกินจะมีผลให้ผิวที่ชิ้นงานเสีย แต่ถ้าความถี่สูงไม่เพียงพอก็จะทำให้สนามแม่เหล็กเข้าไปลึกเกินความต้องการ ดังนั้นจึงทำให้ไม่สามารถทำผิวแข็งให้บางตามที่ต้องการข้อสำคัญอีกข้อหนึ่งคือถึงแม้ว่าจะเลือกความถี่ได้เหมาะสมแล้ว แต่ยังมีจุดที่ทำให้ความหนาผิดพลาดเนื่องจากกำลังของเครื่อง โดยถ้าเครื่องมีกำลังไม่พอจะต้องใช้เวลานานในการที่จะทำให้เหล็กมีอุณหภูมิภายในชิ้นงานใกล้เคียงกับที่ผิว จึงทำให้ความหนาของผิวแข็งมากกว่าที่ต้องการ ถ้าลดลงเวลาอุณหภูมิของเหล็กก็จะไม่ถึงระดับจะทำได้ความแข็งของเหล็กต่ำกว่าจุดที่ต้องการ

ในการออกแบบเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก โดยใช้ POWER MOSFET เป็นตัวสวิชชิง ซึ่งออกแบบให้สร้างควมถี่ 50 กิโลเฮิรท์ คั้งนั้นช่วงคาบของสัญญาณคิดเป็นเวลา 20×10^{-6} วินาที คั้งนั้น POWER MOSFET ที่ทำงานช่วง Forward กับช่วง Backward จะสลับกันทำงานในช่วงเวลาไม่เกิน 10×10^{-6} วินาที ซึ่งเมื่อดูคู่มือของ POWER MOSFET เวลาของสตอเรจไทม์ (storage time) โดยทั่วไปประมาณ 10×10^{-6} รวมกับฟอลล์ไทม์ (fall time) ประมาณ 60×10^{-9} วินาที และไรส์ไทม์ (rise time) ประมาณ 66×10^{-9} วินาที คั้งนั้นจะเห็นว่าความถี่ที่ออกแบบจะเป็นค่าสูงสุดที่สามารถใช้ POWER MOSFET กำลังเป็นตัวสวิชชิง ส่วนทางด้านศักดาไฟฟ้าที่ลกดกร้อม POWER MOSFET V_{ps} จะเป็น 3 เท่าของศักดาไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกจากวงจรกรองสัญญาณ โดยยังไม่ลิสไปให้ คั้งนั้นจึงต้องเลือก POWER MOSFET ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมวลผลที่ได้ โดยการเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน แล้วผ่านวงจร A/D เพื่อเข้าไปให้ Computer หากค่ากระแสสูงสุด ซึ่งแสดงว่าเป็นจุดรีโซแนนซ์ แล้ว Computer ส่งผลที่ได้ผ่าน D/A ไปยังวงจร V/F เพื่อแปลงเป็นความถี่ต่อไป

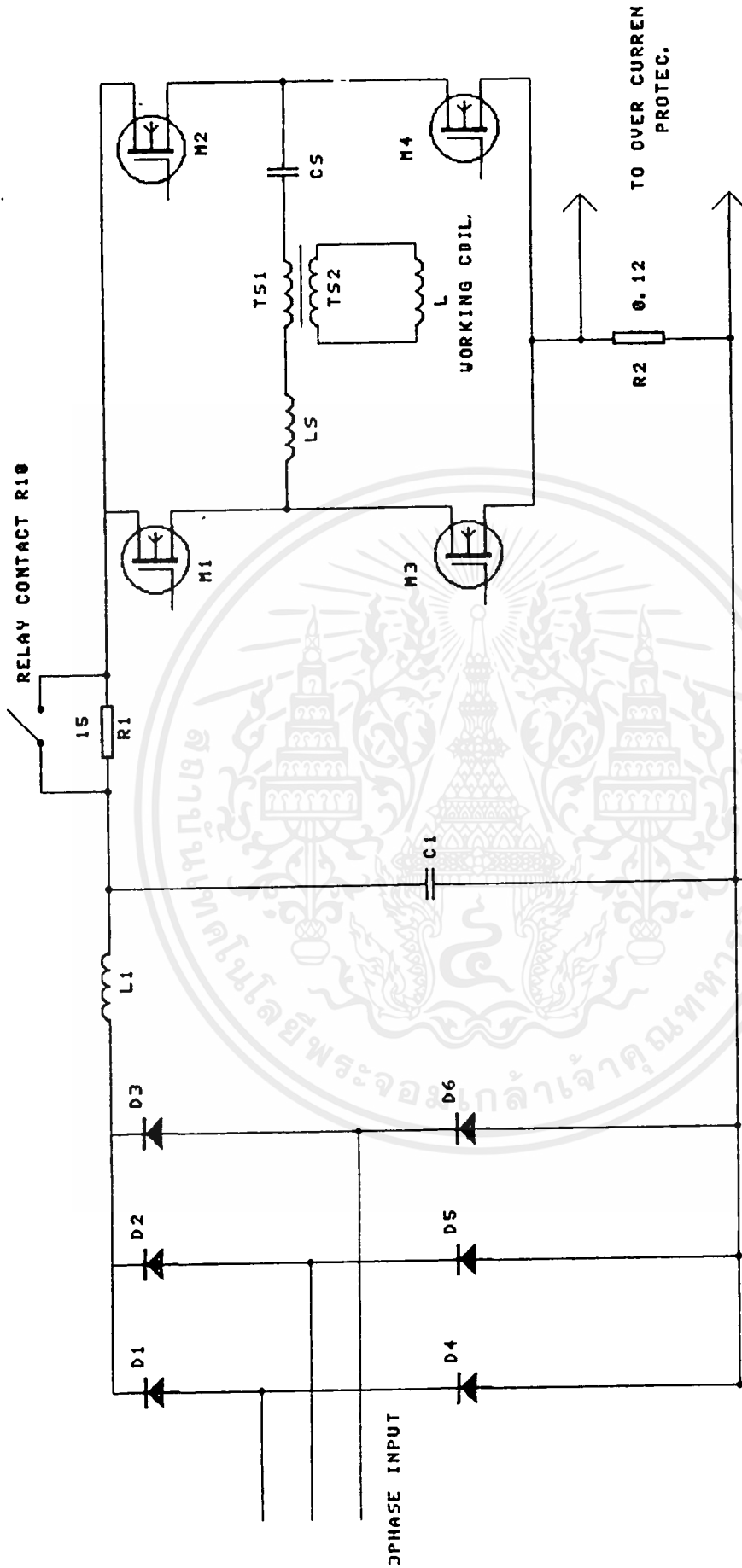
เครื่องจักรในตระกูลของเครื่องเหี่ยวนำสนามแม่เหล็กมีมากมาย และมีความจำเป็นทางด้านอุตสาหกรรม ซึ่งแบ่งเป็นกลุ่มได้ดังนี้ คือ

- ทำผิวแข็งเหล็ก ซึ่งใช้ในการทำให้ชิ้นส่วนของเครื่องจักรที่ผลิตขึ้นมาให้มีคุณภาพที่ดีโดยทนต่อการขัดสีและมีความเหนียวไม่เปราะแตกง่าย
- ทำให้เหล็กมีอุณหภูมิสูง เพื่อที่จะทำการอัดหรือดัดขึ้นรูปโดยไม่จำเป็นต้องใช้เตาเผาซึ่งใช้เวลามาก แต่ถ้าใช้วิธีการเหี่ยวนำสนามแม่เหล็กจะสามารถปรับปรุงระบบเป็นระบบการผลิตแบบอัตโนมัติ
- ทำเตาหลอมเหล็ก โดยเป็นเตาหลอมขนาดเล็กจากการใช้หลักวิธีการเหี่ยวนำสนามแม่เหล็ก จะเห็นว่าข้อดีในการใช้วิธีนี้อยู่มากพอสมควร คือ
 - ใช้เวลาในการปฏิบัติน้อย
 - ใช้เวลาในการเริ่มต้นเครื่องน้อย
 - ใช้เนื้อที่ในการติดตั้งน้อย
 - ไม่มีผลเสียต่อสภาวะแวดล้อม
 - ประสิทธิภาพของเครื่องสูง
 - ทำเป็นเครื่องอัตโนมัติได้ง่าย
 - คุณภาพในการผลิตดี

ในการสร้างและการพัฒนาเครื่องเหี่ยวนำสนามแม่เหล็กเครื่องต่อไป จะสามารถสร้างได้ดียิ่งขึ้น เนื่องจากมีข้อมูลต่าง ๆ มากพอสมควรในการสร้างเครื่อง

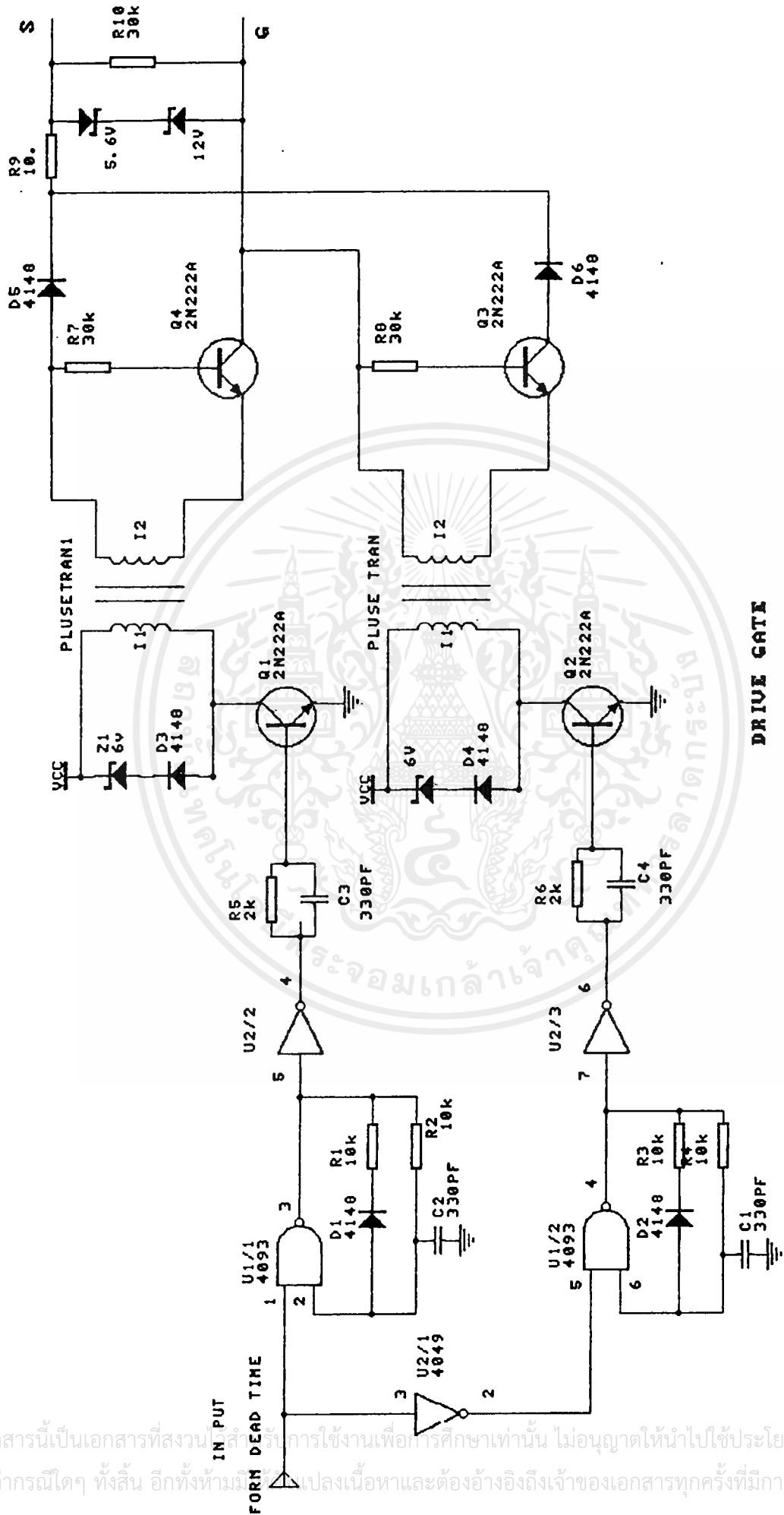


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



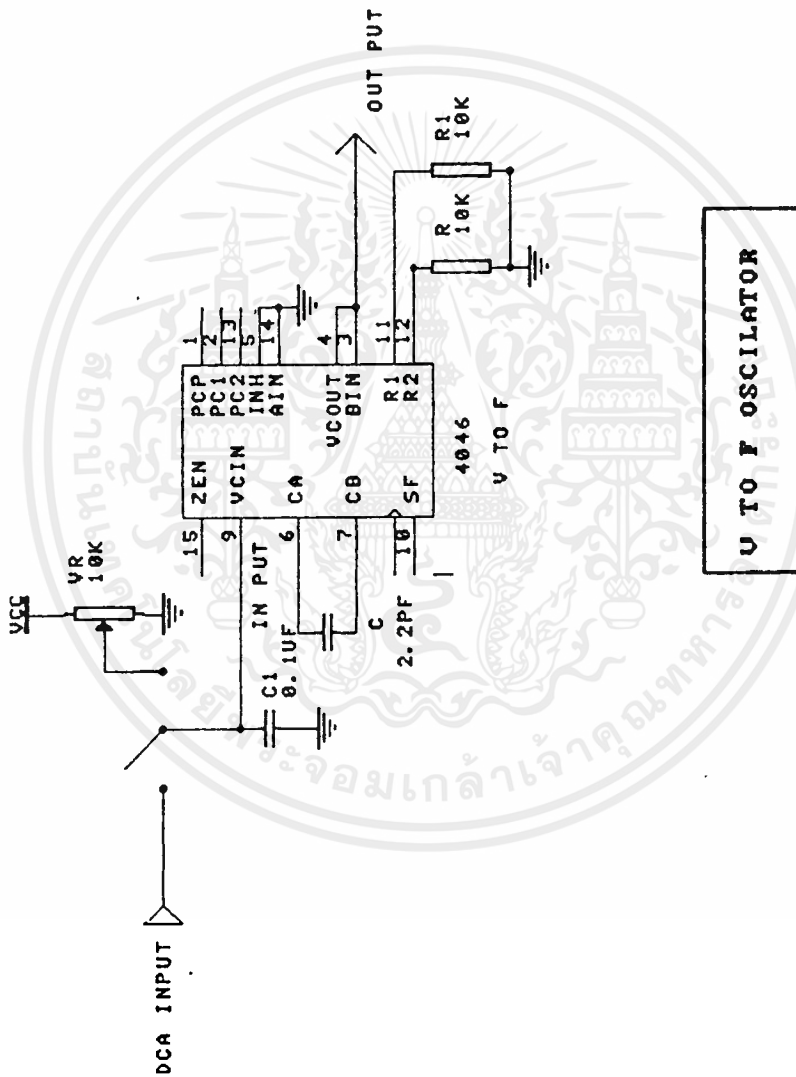
RECTIFIER AND INVERTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



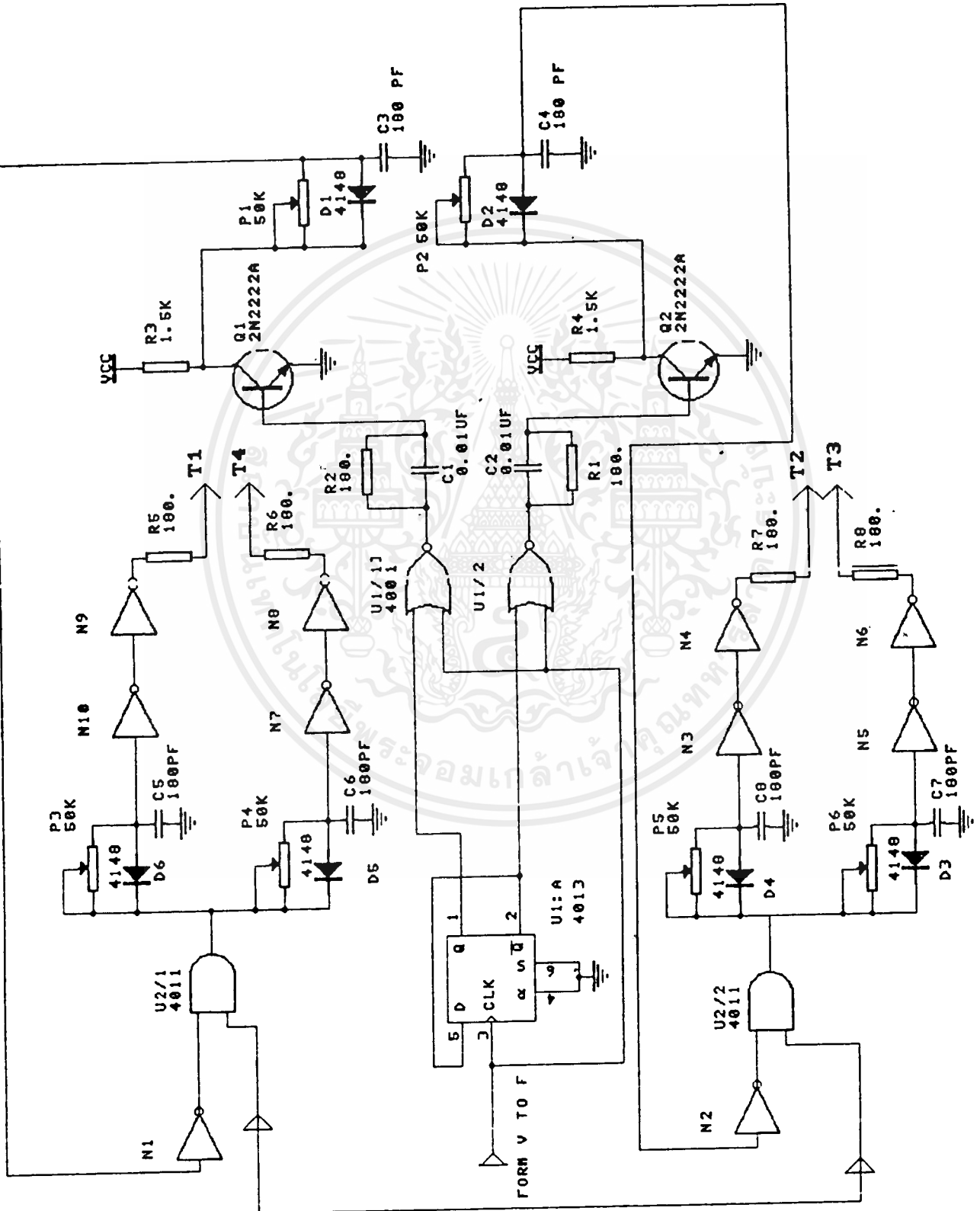
DRIVE GATE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะผิดใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

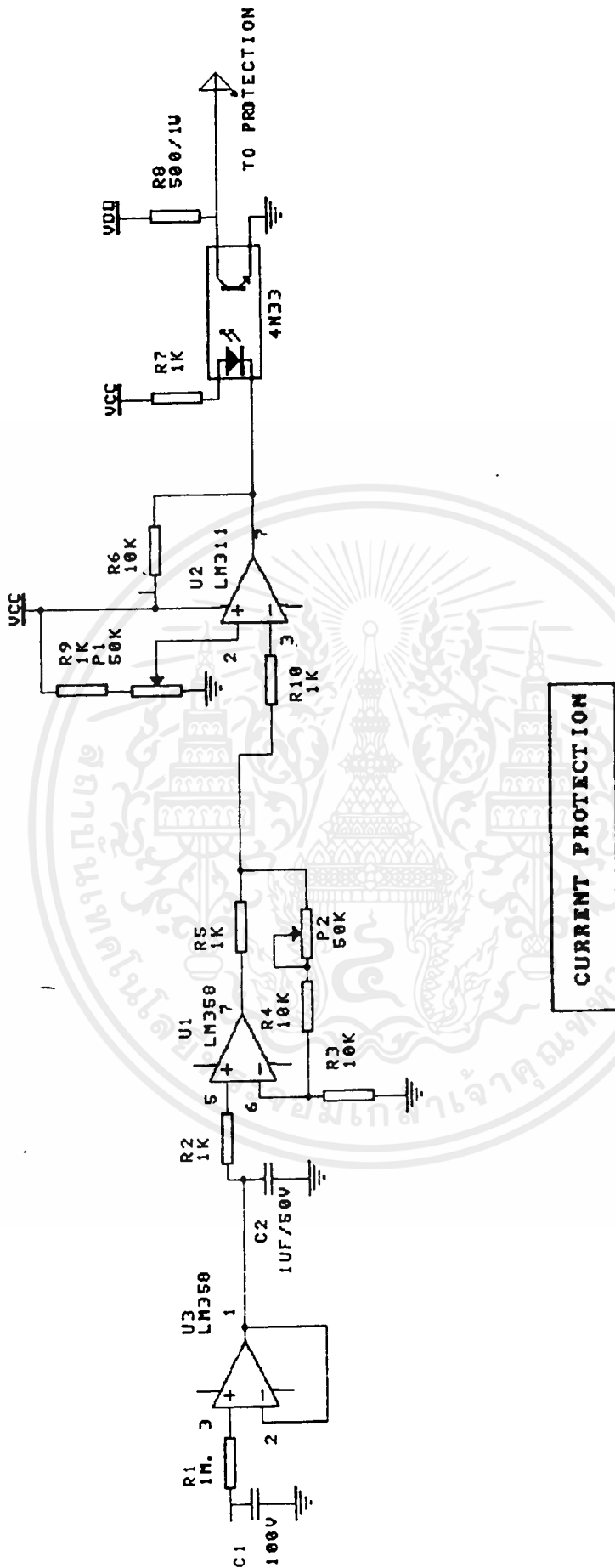


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEAD TIME

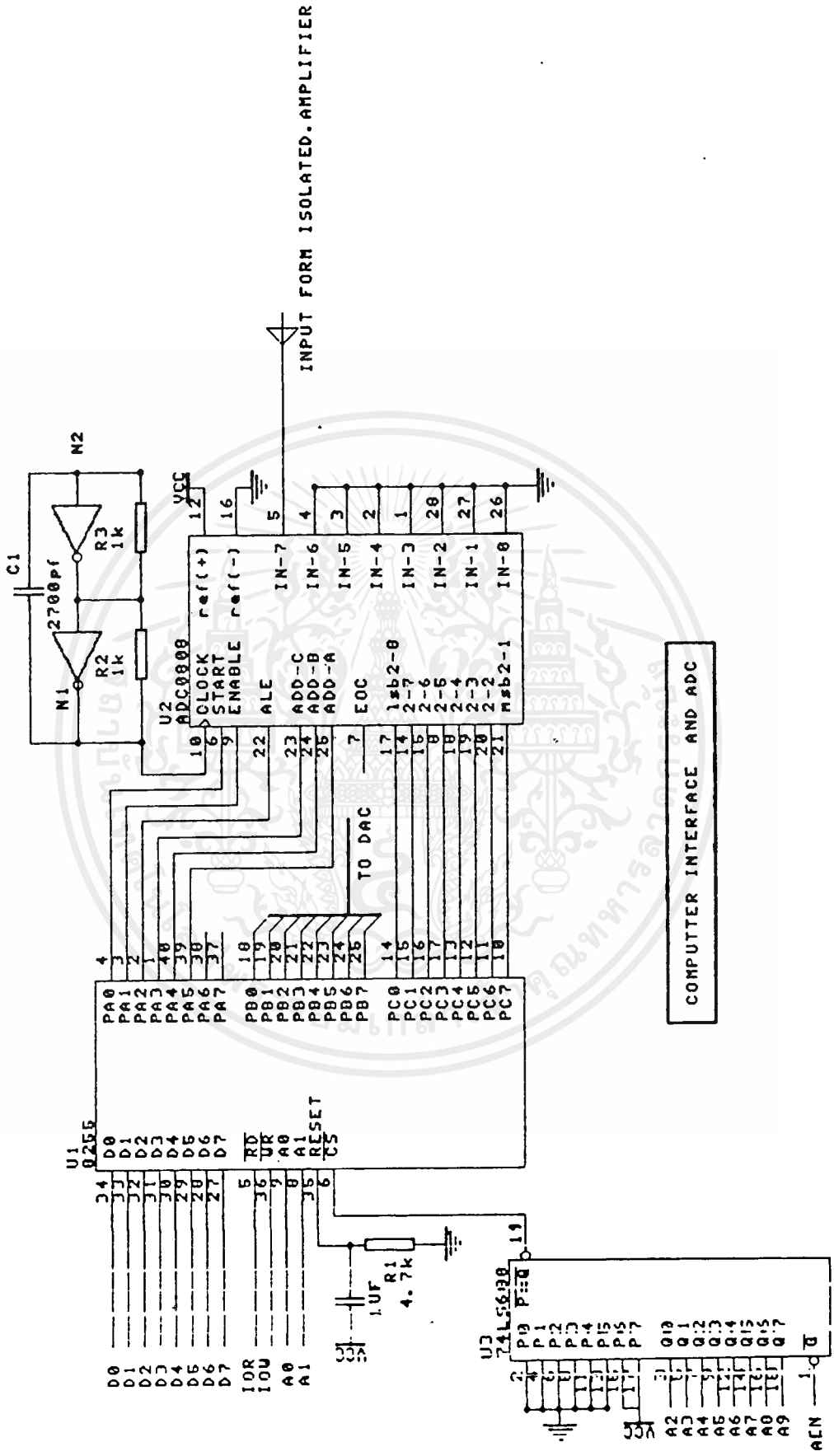


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CURRENT PROTECTION

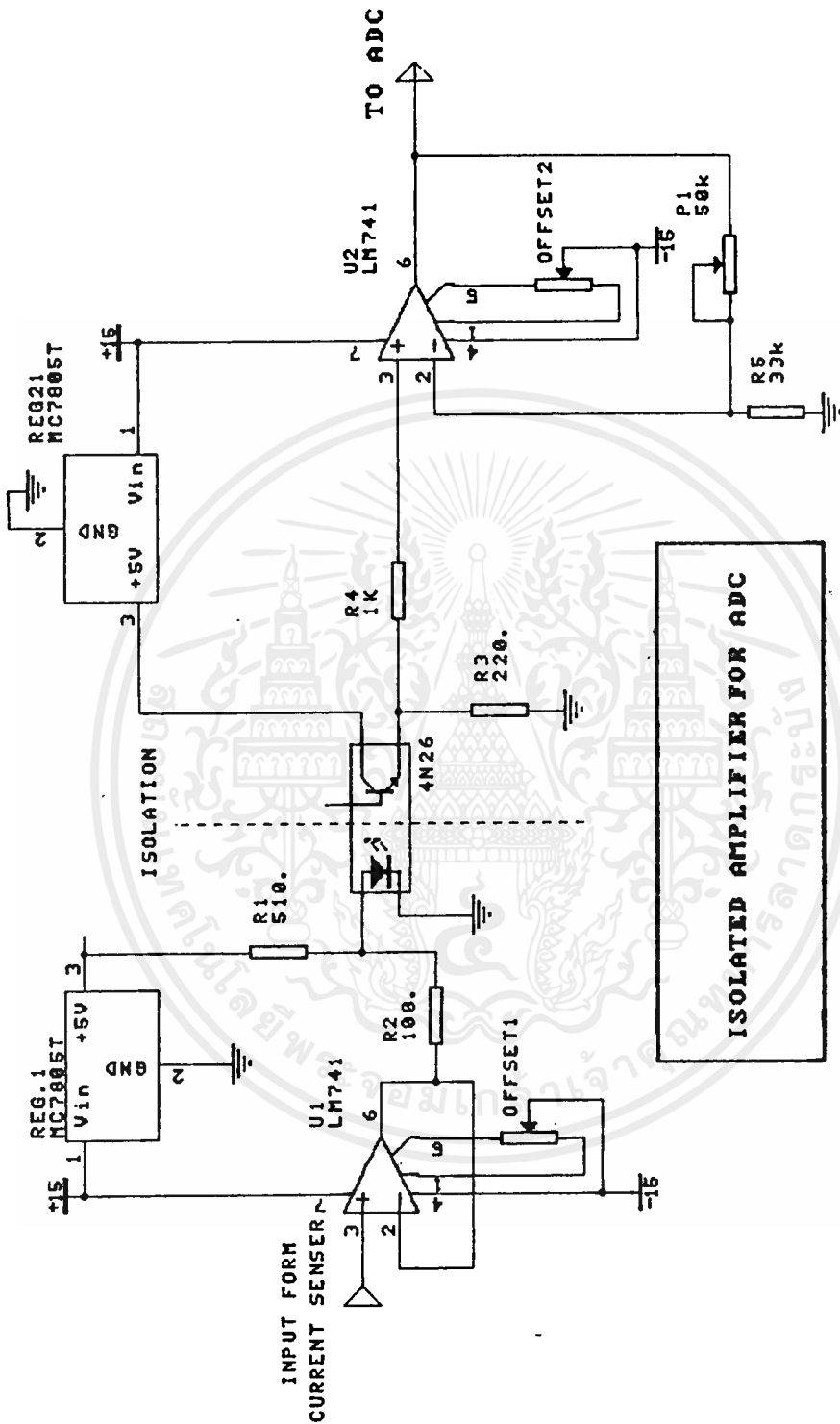
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



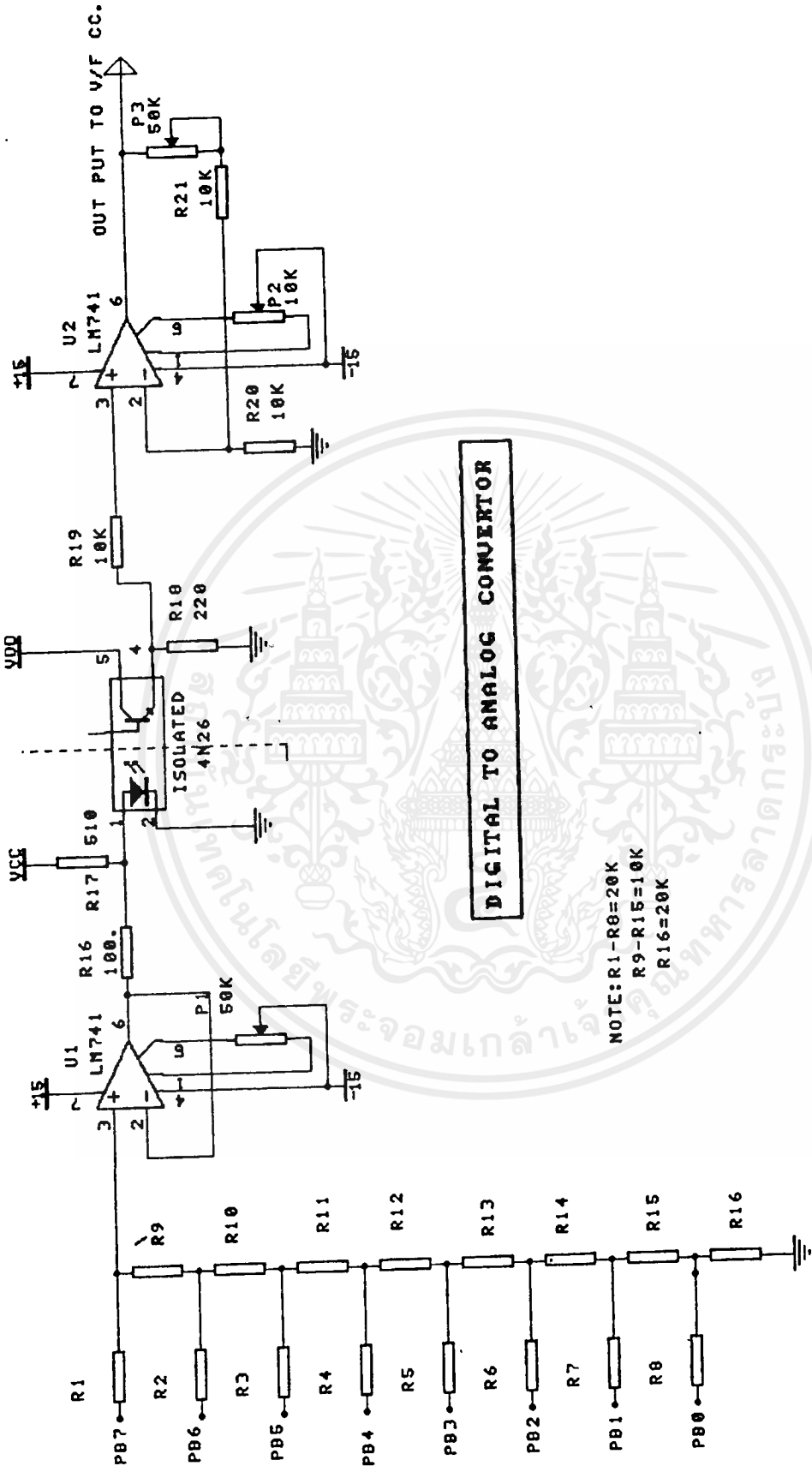
INPUT FORM ISOLATED. AMPLIFIER

COMPUTER INTERFACE AND ADC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดงการค้นหาค่าตำแหน่งของจุดรีโซแนนซ์

```
ncls
screen 9
color 0,9
line (2,2)-(637,346),19,b
line (150,170)-(450,290),7,bf
line (152,172)-(448,288),8,b
color 31:locate 13,16:print"5.0"
color 31:locate 21,16:print"0.0"
color 7:locate 8,32:print "[";date$;"]"
porta=&h300
portb=&h301
portc=&h302
out &h303,&H89
out &h303,&H89
out porta,&h00
out portb,&h00
out portc,&h00
key (10) on
on key (10) gosub 100
color 14:locate 5,29:print " Induction Heating "
color 14:locate 23,28:print "Press F10 then EXIT"
i=0:vmax=0
xl=153:yl=287
ch0=0
5
out porta,&h3c ' select channel analog input
delay 0.05
out porta,&h3d ' start conversion adc
delay 0.05
out porta,&h3e ' read data form adc
delay 0.05
out portb,i
ch0=inp(portc)
if ch0>255 then ch0=255
if ch0 > vmax then vmax=ch0:i=i+1
out portb,i-1
'if ch0 < vmax then i=i-1
color 4:locate 10,23:print " Data is [";
color 14:print using " ####.## ";ch0*5000/255;
color 4:print "]" milliVolts."
color 4:locate 11,23:print " Max is [";
color 14:print using " ####.## ";vmax*5000/255;
color 4:print "]" milliVolts."
color 23:locate 7,33:print "[";time$;"]"
x2=xl+3
if x2>446 then x2=153:xl=153
y2=287-(ch0*112/255)
line (xl,y1)-(x2,y2),4:line (x2,173)-(x2+3,287),7,bf
xl=x2:y1=y2
goto 5
100
beep
end
```

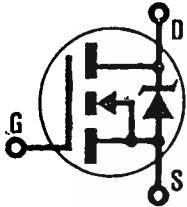
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERNATIONAL RECTIFIER **IR**

REPETITIVE AVALANCHE AND dv/dt RATED*
HEXFET® TRANSISTORS

IRFP450
IRFP451
IRFP452
IRFP453



N-CHANNEL

500 Volt, 0.40 Ohm HEXFET
 TO-247AC (TO-3P) Plastic Package

Product Summary

Part Number	V_{DS}	$R_{DS(on)}$	I_D
IRFP450	500V	0.40 Ω	14A
IRFP451	450V	0.40 Ω	14A
IRFP452	500V	0.50 Ω	12A
IRFP453	450V	0.50 Ω	12A

The HEXFET® technology is the key to International Rectifier's advanced line of power MOSFET transistors. The efficient geometry and unique processing of the HEXFET design achieve very low on-state resistance combined with high transconductance and great device ruggedness.

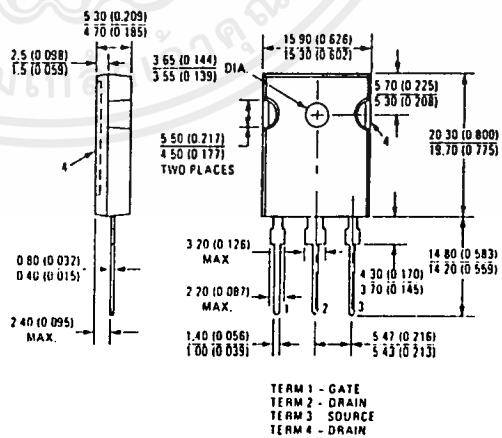
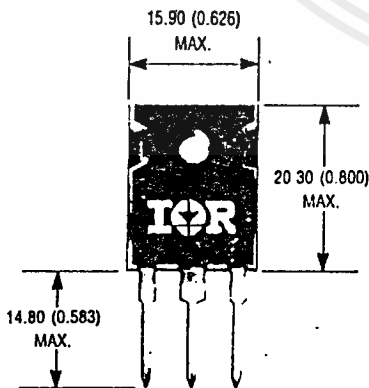
The HEXFET transistors also feature all of the well established advantages of MOSFETs such as voltage control, very fast switching, ease of paralleling, and temperature stability of the electrical parameters.

They are well suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers, and high energy pulse circuits.

FEATURES:

- Isolated Central Mounting Hole
- Repetitive Avalanche Ratings
- Dynamic dv/dt Rating
- Simple Drive Requirements
- Ease of Paralleling

CASE STYLE AND DIMENSIONS



Conforms to JEDEC Outline TO-247AC (TO-3P)
 Dimensions in Millimeters and (Inches)

* This data sheet applies to product with batch codes that begin with a digit, ie, 2A3B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

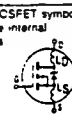
IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453 Devices

Absolute Maximum Ratings

Parameter	IRFP450, IRFP451	IRFP452, IRFP453	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current	14	12	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current	8.8	7.8	A
I_{DM} Pulsed Drain Current $\text{\textcircled{D}}$	56	48	A
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$ Max. Power Dissipation	180		W
Linear Derating Factor	1.4		W/K $\text{\textcircled{D}}$
V_{GS} Gate-to-Source Voltage	≥ 20		V
E_{AS} Single Pulse Avalanche Energy $\text{\textcircled{E}}$	760 (See Fig. 14)		mJ
I_{AR} Avalanche Current $\text{\textcircled{I}}$ Repetitive or Non-Repetitive	14 (See E_{AR})		A
E_{AR} Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{E}}$	16 (See I_{AR})		mJ
dv/dt Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{d}}$	3.5 (See Fig. 17)		V/ns
T_J Operating Junction Temperature Range	-55 to 150		$^\circ\text{C}$
T_{STG} Storage Temperature Range	-55 to 150		$^\circ\text{C}$
Lead Temperature	300 (0.63 in. (1.6 mm) from case for 10s)		$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)


Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{DS(BR)}$ Drain-to-Source Breakdown Voltage	IRFP450 IRFP451 IRFP452 IRFP453	500 450	—	—	V	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$
$r_{DS(on)}$ Drain-to-Source On-State Resistance $\text{\textcircled{r}}$	IRFP450 IRFP451 IRFP452 IRFP453	—	0.35 0.40	0.40 0.50	Ω	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 7.8\text{A}$
$I_{D(on)}$ On-State Drain Current $\text{\textcircled{I}}$	IRFP450 IRFP451 IRFP452 IRFP453	14	—	—	A	$V_{DS} > I_{D(on)} = r_{DS(on)}$ Max. $V_{GS} = 10\text{V}$
$V_{GS(th)}$ Gate Threshold Voltage	All	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$
g_{fs} Forward Transconductance $\text{\textcircled{g}}$	All	9.2	14	—	S(1)	$V_{DS} \geq 50\text{V}$, $I_{DS} = 7.8\text{A}$
I_{SS} Zero Gate Voltage Drain Current	All	—	—	250	μA	$V_{DS} = \text{Max. Rating}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{GS} = 0.8 \times \text{Max. Rating}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS} Gate-to-Source Leakage Forward	All	—	—	500	nA	$V_{GS} = 20\text{V}$
I_{GSS} Gate-to-Source Leakage Reverse	All	—	—	-500	nA	$V_{GS} = -20\text{V}$
Q_g Total Gate Charge	All	—	56	130	nC	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 13\text{A}$
Q_{gs} Gate-to-Source Charge	All	—	11	17	nC	$V_{GS} = 0.8 \times \text{Max. Rating}$ See Fig. 16
Q_{gd} Gate-to-Drain (Miller) Charge	All	—	43	54	nC	(dependent of operating temperature)
$t_{p(on)}$ Turn-On Delay Time	All	—	18	27	ns	$V_{DS} = 250\text{V}$, $I_D = 13\text{A}$, $R_G = 6.1\Omega$
t_r Rise Time	All	—	44	56	ns	$R_G = 20\Omega$
$t_{p(off)}$ Turn-Off Delay Time	All	—	70	130	ns	See Fig. 15
t_f Fall Time	All	—	40	50	ns	(dependent of operating temperature)
r_{DS} Internal Drain Inductance	All	—	5.0	—	nH	Measured from the drain lead, 6 mm. (0.25 in.) from package to center of die
r_{S} Internal Source Inductance	All	—	1.0	—	nH	Measured from the source lead, 6 mm. (0.25 in.) from package to source bonding pad
C_{iss} Input Capacitance	All	—	2700	—	pF	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$
C_{oss} Output Capacitance	All	—	350	—	pF	$f = 1.0\text{ MHz}$
C_{iss} Reverse Transfer Capacitance	All	—	75	—	pF	See Fig. 10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453 Devices

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	ALL	—	14	A	Modified MOSFET symbol showing the integral Reverse p-n junction rectifier. 	
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	ALL	—	58	A		
V_{SD}	Diode Forward Voltage ②	ALL	—	1.4	V	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_S = 14\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	
t_{rr}	Reverse Recovery Time	ALL	280	580	1200	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 13\text{A}$, $dI/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
Q_{RR}	Reverse Recovery Charge	ALL	3.2	8.7	14	μC	
t_{on}	Forward Turn-On Time	ALL	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_g + L_d$.				

Thermal Resistance

R_{thJC}	Junction-to-Case	ALL	—	—	0.70	$\text{K/W}^\circ\text{C}$	
R_{thCS}	Case-to-Sink	ALL	—	0.24	—	$\text{K/W}^\circ\text{C}$	Mounting surface flat, smooth, and greased
R_{thJA}	Junction-to-Ambient	ALL	—	—	40	$\text{K/W}^\circ\text{C}$	Typical socket mount
R_{thJA}	Mounting Torque	ALL	—	—	10	in. • lbs	Standard 6-32 screw

① Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature (see figure 5) Refer. to current MEXFET reliability report

② $V_{DD} = 50\text{V}$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 7.0\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, Peak $I_L = 14\text{A}$

③ $I_{SD} \leq 14\text{A}$, $dI/dt \leq 130\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq 5V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, Suggested $R_G = 20\Omega$

④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; Duty Cycle $\leq 2\%$

⑤ $\text{KW} = \frac{\text{CW}}{\text{WK}} = \frac{\text{W}^\circ\text{C}}{\text{W}^\circ\text{C}}$

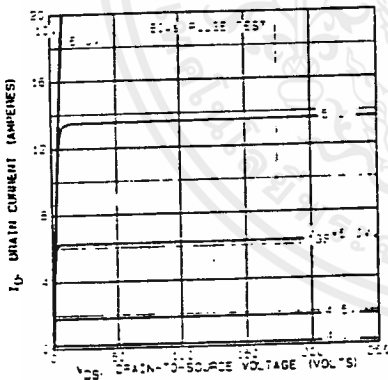


Fig. 1 — Typical Output Characteristics

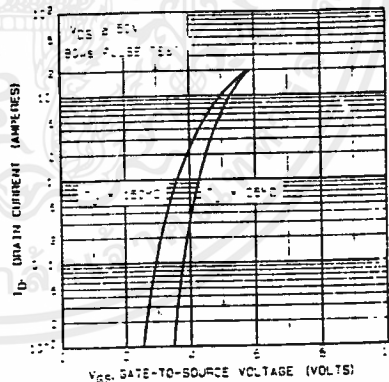


Fig. 2 — Typical Transfer Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453 Devices

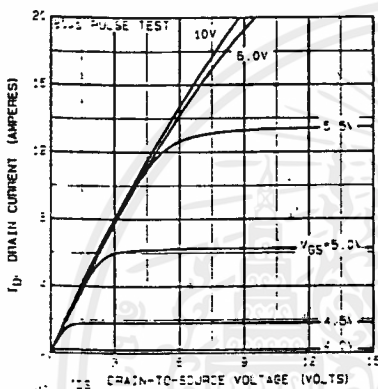


Fig. 3 — Typical Saturation Characteristics

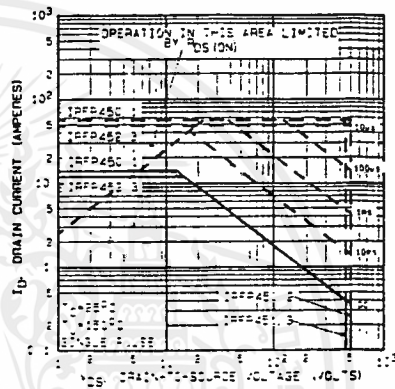


Fig. 4 — Maximum Safe Operating Area

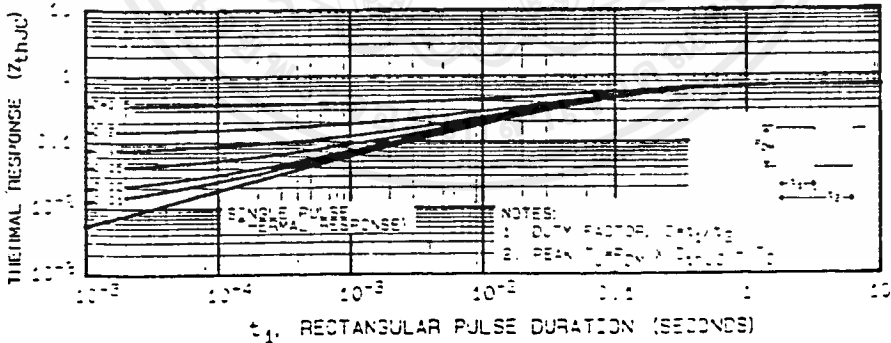


Fig. 5 — Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case Vs. Pulse Duration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453 Devices

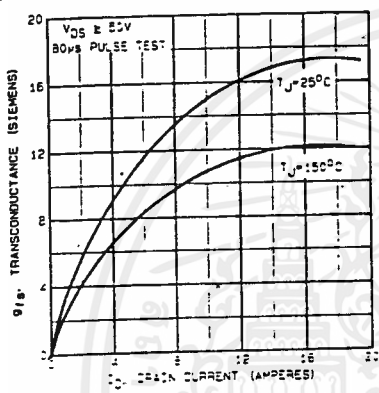


Fig. 6 — Typical Transconductance Vs. Drain Current

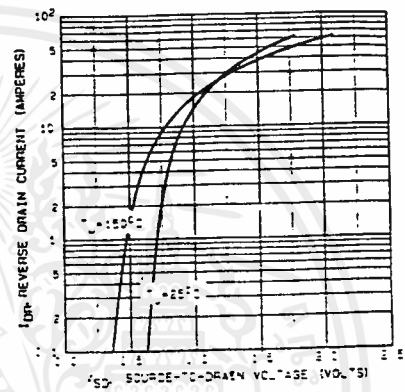


Fig. 7 — Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

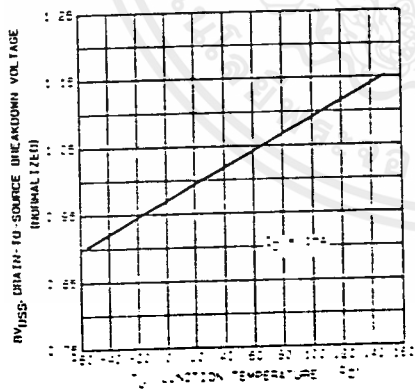


Fig. 8 — Breakdown Voltage Vs. Temperature

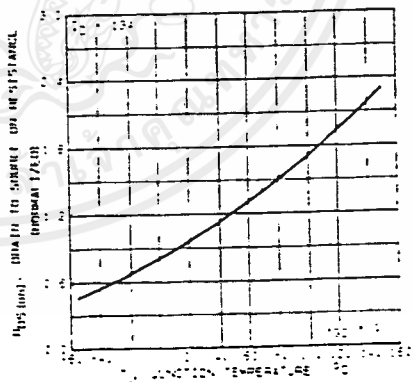


Fig. 9 — Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453 Devices

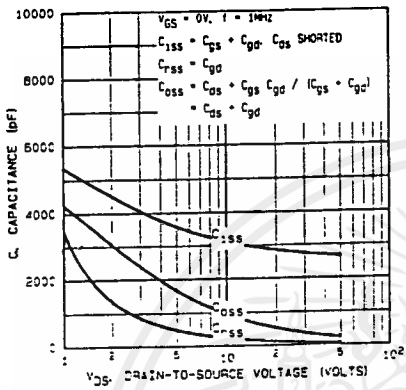


Fig. 10 — Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

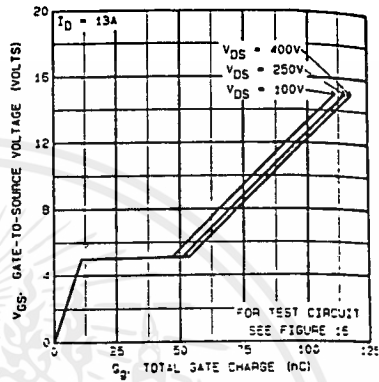


Fig. 11 — Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

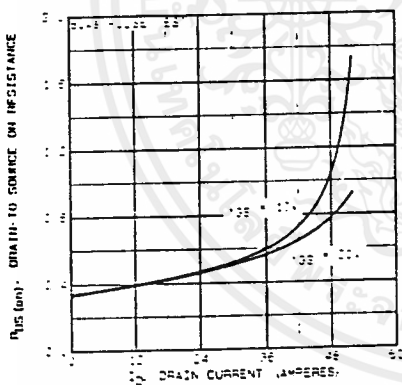


Fig. 12 — Typical On-Resistance Vs. Drain Current

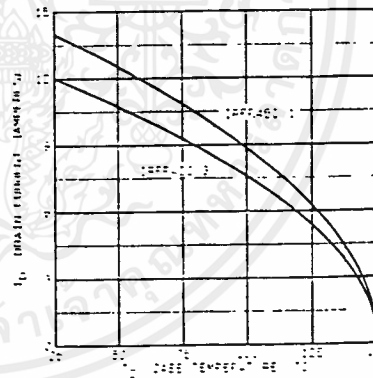


Fig. 13 — Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453 Device

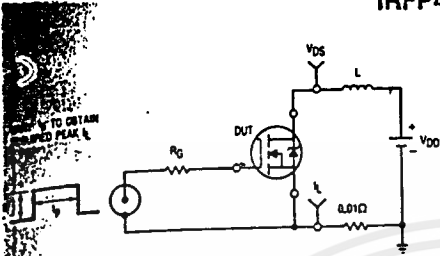


Fig. 14a — Unclamped Inductive Test Circuit

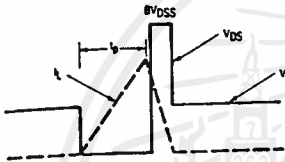


Fig. 14b — Unclamped Inductive Waveforms

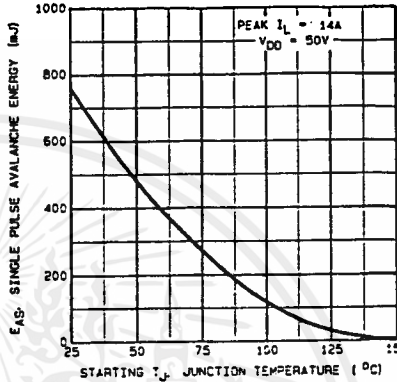


Fig. 14c — Maximum Avalanche Energy Vs. Starting Junction Temperature

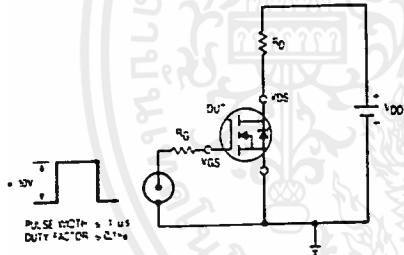


Fig. 15a — Switching Time Test Circuit

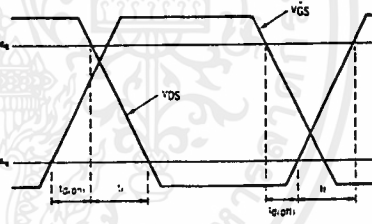


Fig. 15b — Switching Time Waveforms

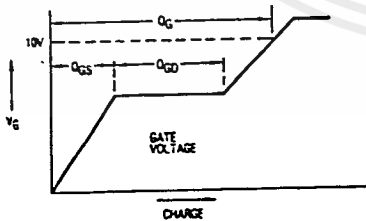


Fig. 16a — Basic Gate Charge Waveform

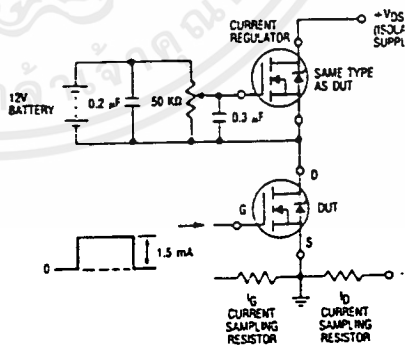


Fig. 16b — Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453, Devices

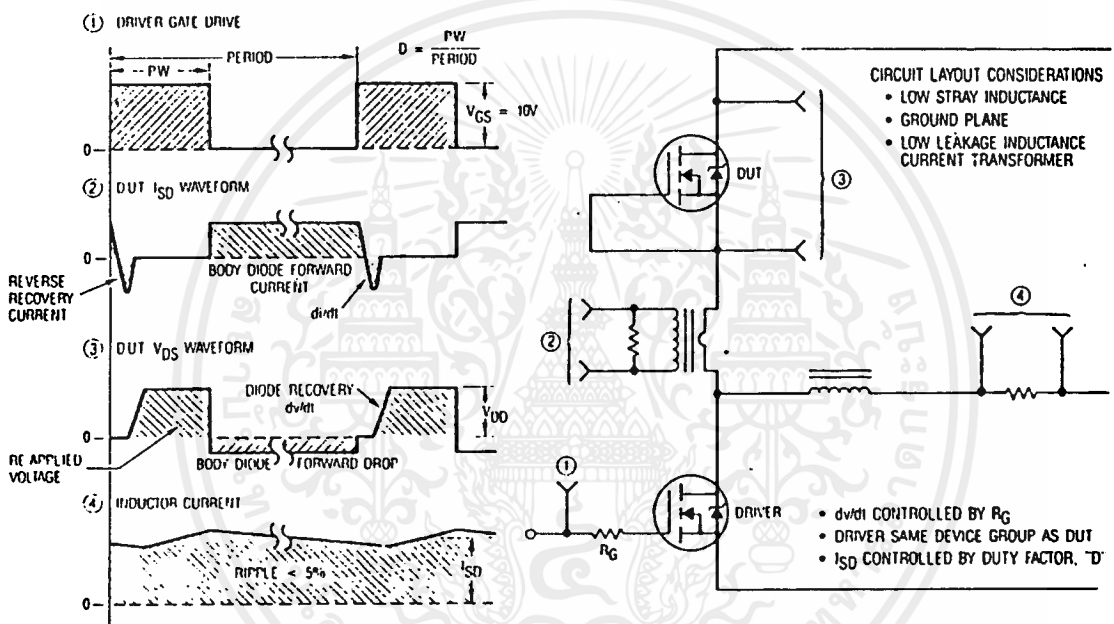


Fig. 17 — Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

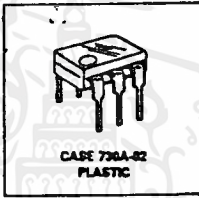
6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- Most Economical Optoisolator
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- UL Recognized, File Number E54915
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

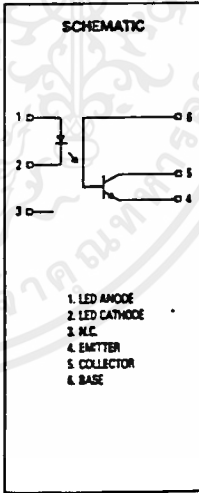
4N25
4N25A
4N26
4N27
4N28

**6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRANSISTOR OUTPUT**



MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	80	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P_D	120	mW
		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{EC0}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P_D	150	mW
		1.76	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 50 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250	mW
		2.84	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 176° from case)	T_{sol}	260	°C



(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

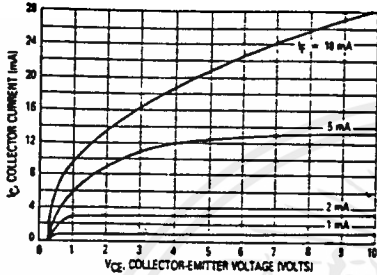


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

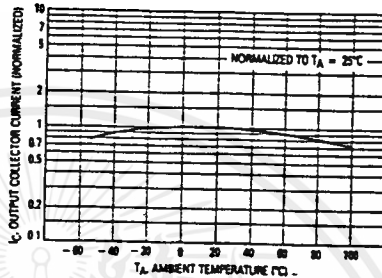


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

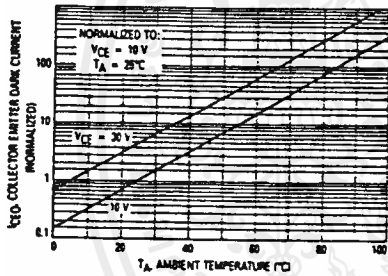


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

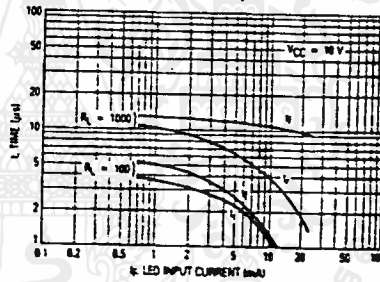


Figure 6. Rise and Fall Times

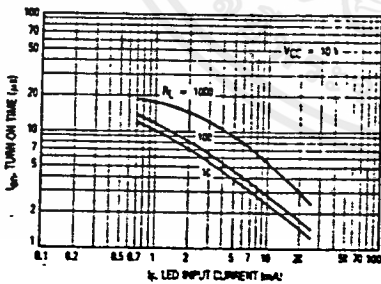


Figure 7. Turn-On Switching Times

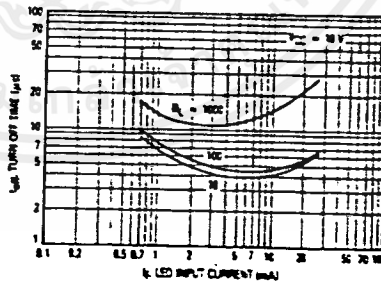


Figure 8. Turn-Off Switching Times

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	T _A = 25°C T _A = -55°C T _A = 100°C	V _F	—	1.15	1.5	Volts
			—	1.3	—	
			—	1.05	—	
Reverse Leakage Current (V _R = 3 V)		I _R	—	—	100	μA
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)		C _J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR						
Collector-Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, T _A = 25°C)	4N25,25A,26,27 4N28	I _{CEO}	—	1	50	nA
(V _{CE} = 10 V, T _A = 100°C)	All Devices	I _{CEO}	—	1	—	μA
Collector-Base Dark Current (V _{CB} = 10 V)		I _{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)		V _{(BR)CEO}	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA)		V _{(BR)CBO}	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage (I _E = 100 μA)		V _{(BR)EC}	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain (I _C = 2 mA, V _{CE} = 5 V)		h _{FE}	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)		C _{CE}	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{CB} = 0)		C _{CB}	—	19	—	pF
Emitter-Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{EB} = 0)		C _{EB}	—	9	—	pF
COUPLED						
Output Collector Current (I _F = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	4N25,25A,26 4N27,28	I _C	2 1	7 5	—	mA
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 2 mA, I _F = 50 mA)		V _{CE(sat)}	—	0.15	0.5	Volts
Turn-On Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω)		t _{en}	—	2.8	—	μs
Turn-Off Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω)		t _{off}	—	4.5	—	μs
Rise Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω)		t _r	—	1.2	—	μs
Fall Time (I _F = 10 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω)		t _f	—	1.3	—	μs
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)		V _{ISO}	7500	—	—	V(ac)pk
Isolation Resistance (V = 500 V)		R _{ISO}	10 ¹¹	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)		C _{ISO}	—	0.2	—	pF

TYPICAL CHARACTERISTICS

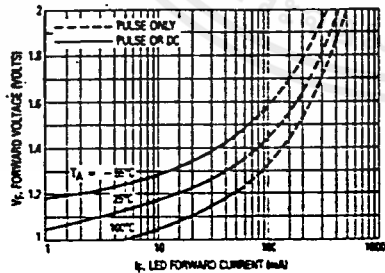


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

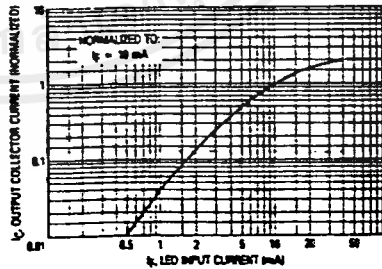


Figure 2. Output Current versus Input Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

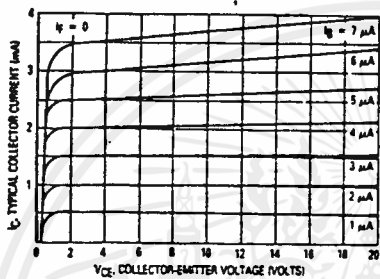


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

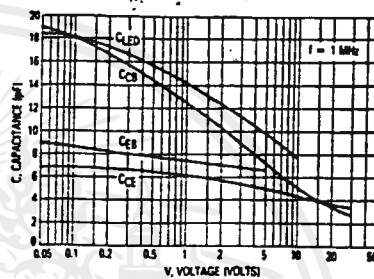


Figure 10. Capacitances versus Voltage

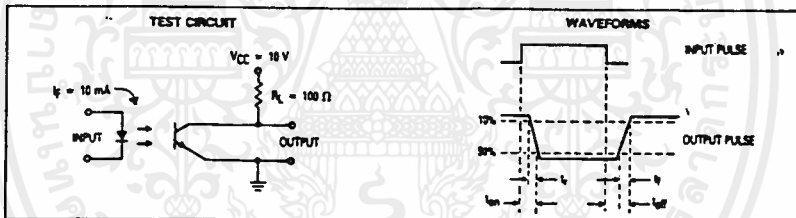
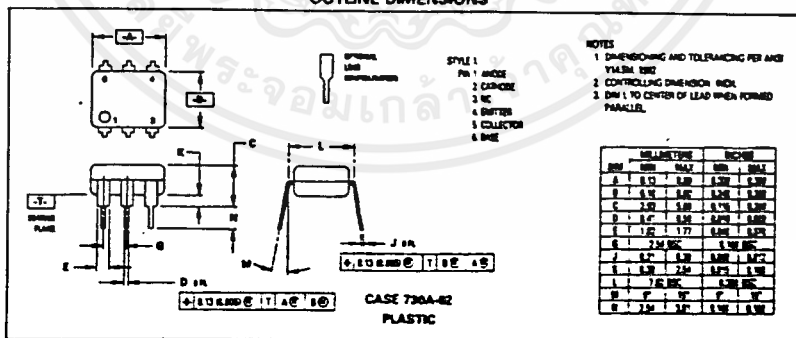


Figure 11. Switching Times

OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AN571A

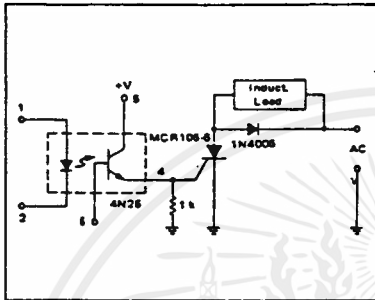


FIGURE 11 - Coupler-Driven SCR

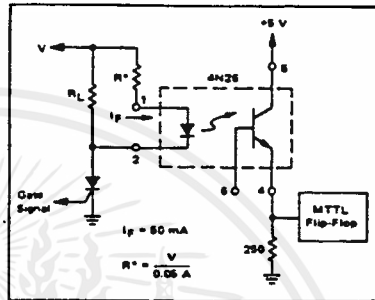


FIGURE 12 - Opto Coupler in a Load to Logic Translation

APPLICATIONS

The following circuits are presented to give the designer ideas of how the 4N26 can be used. The circuits have been bread-boarded and tested, but the values of the circuit components have not been selected for optimum performance over all temperatures.

Figure 11 shows a coupler driving a silicon controlled rectifier (SCR). The SCR is used to control an inductive load, and the SCR is driven by a coupler. The SCR used is a sensitive gate device that requires only 1 mA of gate current and the coupler has a minimum current transfer ratio of 0.2 so the input current to the coupler, I_F , need only be 5 mA. The 1 k resistor connected to the gate of the SCR is used to hold off the SCR. The 1N4005 diode is used to suppress the self-induced voltage when the SCR turns off.

Figure 12 is a circuit that couples a high voltage load to a low voltage logic circuit. To insure that the voltage to the M TTL flip-flop exceeds the logic-one level, the coup-

ler output current must be at least 10 mA. To guarantee 10 mA of output current, the input current to the LED must be 50 mA. The current limiting resistor R can be calculated from the equation $R = \frac{V - V_F}{0.05}$. If the power supply voltage, V , is much greater than V_F , the equation for R reduces to $R = \frac{V}{0.05}$.

The circuit of Figure 13 shows a coupler driving an operational amplifier. In this application an ac signal is passed through the coupler and then amplified by the op amp. To pass an ac signal through the coupler with minimum distortion, it is necessary to bias the LED with a dc current. The ac signal is summed with the dc current so the output voltage of the coupler will have an ac and a dc component. Since the op amp is capacitively coupled to the coupler, only the ac signal will appear at the output.

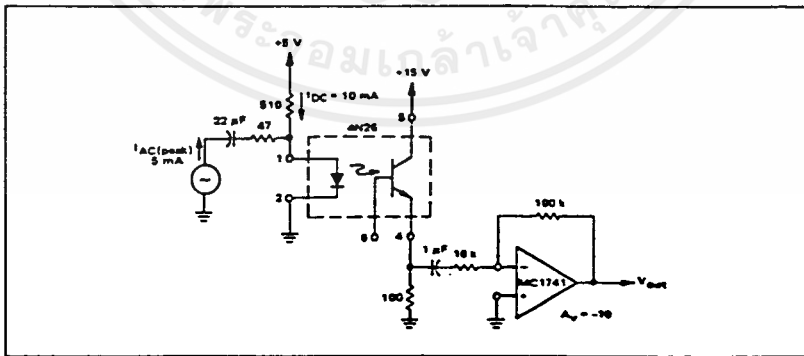


FIGURE 13 - Coupling an AC Signal to an Operational Amplifier

AN571A

The circuit of Figure 14 shows the 4N26 being used as a diode-diode coupler, the output being taken from the collector-base diode. In this mode of operation, the emitter is left open, the load resistor is connected between the base and ground, and the collector is tied to the positive voltage supply. Using the coupler in this way reduces the switching time from 2 to 3 μs to 100 ns.

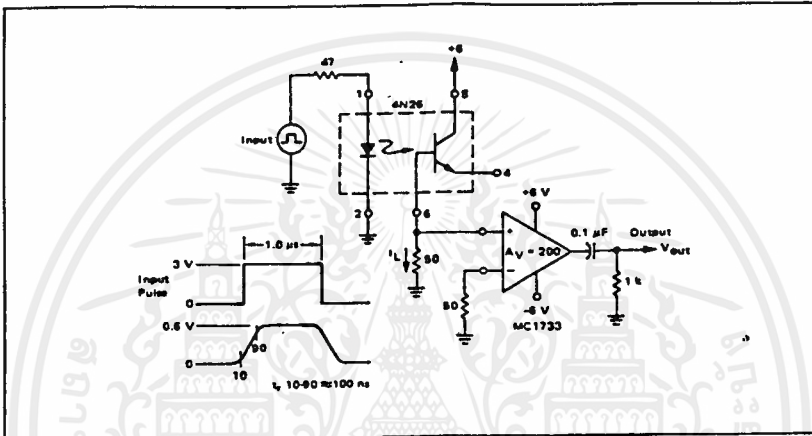


FIGURE 14 — Using the 4N26 as a Diode-Diode Coupler

The circuit of Figure 15 is a standard two-transistor one-shot, with one transistor being the output transistor of the coupler. The trigger to the one-shot is the LED input to the coupler. A pulse of 3 μs in duration and 15 mA will trigger the circuit. The output pulse width (PW_O) is equal to $0.7 RC + PW_1 + 6 \mu\text{s}$ where PW₁ is the input pulse width and 6 μs is the turn-off delay of the coupler. The amplitude of the output pulse is a function of the power supply voltage of the output side and independent of the input.

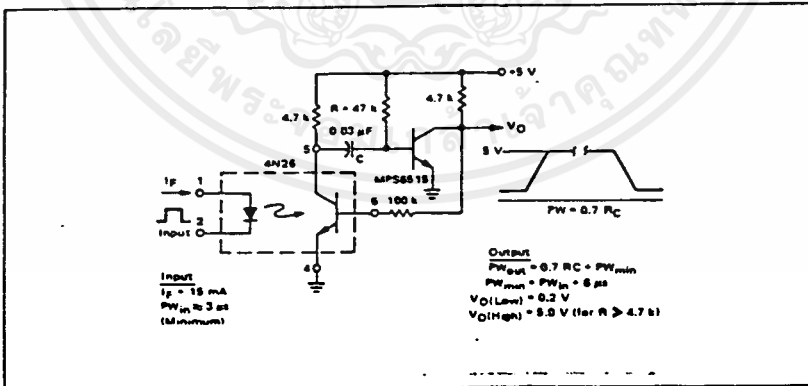


FIGURE 15 — Pulse Stretcher

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ADC0808, ADC0809 8-Bit μ P Compatible A/D Converters With 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE[®] outputs.

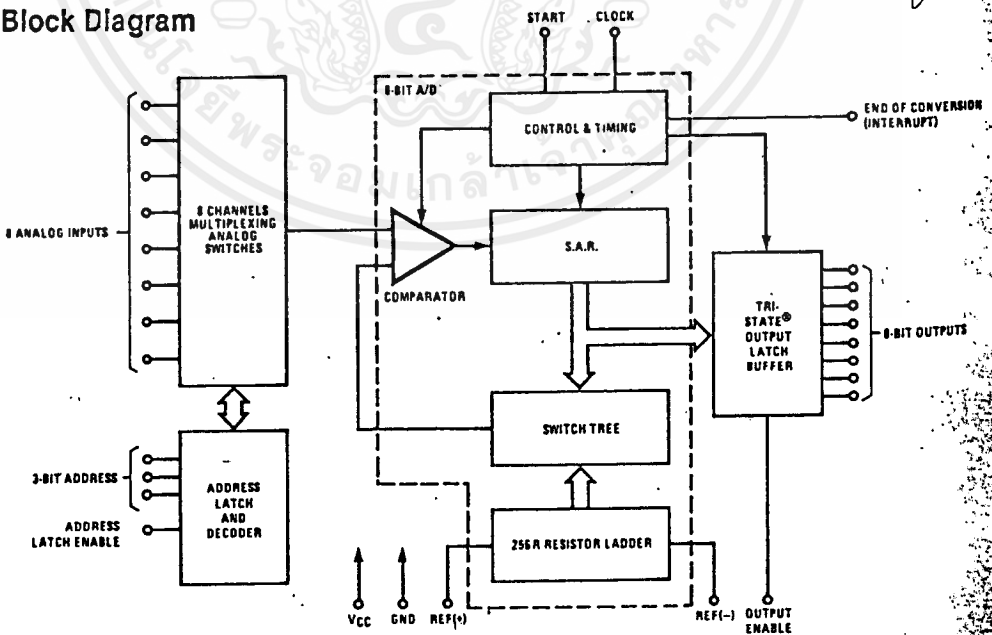
The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

Features

- Resolution — 8-bits
- Total unadjusted error — $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- No missing codes
- Conversion time — 100 μ s
- Single supply — 5 V_{DC}
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- 8-channel multiplexer with latched control logic
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"
- Outputs meet T²L voltage level specifications
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero or full-scale adjust required
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- Temperature range — 40°C to +85°C or -55°C to +125°C
- Low power consumption — 15 mW
- Latched TRI-STATE[®] output

SAR = Successive Approximation Register

Block Diagram



TRI-STATE[®] is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin Except Control Inputs	$-0.3V$ to $(V_{CC} + 0.3V)$
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	$-0.3V$ to $+15V$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Package Dissipation at $T_A = 25^{\circ}C$	875 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^{\circ}C$

Operating Ratings (Notes 1 and 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$
ADC0808CJ ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	$-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$
Range of V_{CC} (Note 1)	$4.5 V_{DC}$ to $6.0 V_{DC}$

Electrical Characteristics

Converter Specifications: $V_{CC} = 5 V_{DC} = V_{REF(+)}$, $V_{REF(-)} = GND$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640$ kHz unless otherwise stated.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0808					
Total Unadjusted Error (Note 5)	$25^{\circ}C$ T_{MIN} to T_{MAX}			$\pm 1/2$ $\pm 3/4$	LSB LSB
ADC0809					
Total Unadjusted Error (Note 5)	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$ T_{MIN} to T_{MAX}			± 1 $\pm 1 1/4$	LSB LSB
Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		k Ω
Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		$V_{CC} + 0.10$	V_{DC}
$V_{REF(+)}$ Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V_{CC}	$V_{CC} + 0.1$	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$ Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2 - 0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2 + 0.1$	V
$V_{REF(-)}$ Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
Comparator Input Current	$f_c = 640$ kHz, (Note 6)	-2	± 0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ unless otherwise noted

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER					
$I_{OFF(+)}$ OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 5V$, $T_A = 25^{\circ}C$ T_{MIN} to T_{MAX}		10	200 1.0	nA μA
$I_{OFF(-)}$ OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 0$, $T_A = 25^{\circ}C$ T_{MIN} to T_{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA
CONTROL INPUTS					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage			$V_{CC} - 1.5$		V
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	μA
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			μA
I_{CC} Supply Current	$f_{CLK} = 640$ kHz		0.3	3.0	mA

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ unless otherwise noted

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)					
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC}-0.4$		V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$		0.45	V
$V_{OUT(EOC)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$		0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE [®] Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3	3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications: $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ and $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μs
t_{H1}, t_{HD}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_{H1}, t_{OH}	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7).	90	100	116	μs
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		$8 + 2 \mu s$	Clock Period
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE [®] Output Capacitance	At TRI-STATE [®] Outputs, (Note 12)		10	15	pF

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 V_{DC} .

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 V_{DC} to 5 V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Functional Description

Multiplexer: The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table I shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the **auto-high** transition of the address latch enable signal.

TABLE I

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its **analog-to-digital converter**. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network (*Figure 1*) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in *Figure 1* are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached +1/2 LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. *Figure 2* shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

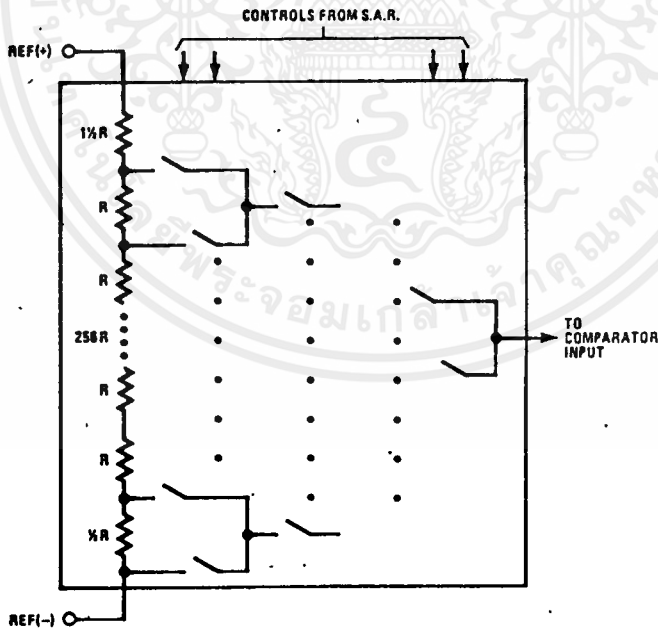


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion.

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. The technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-170.

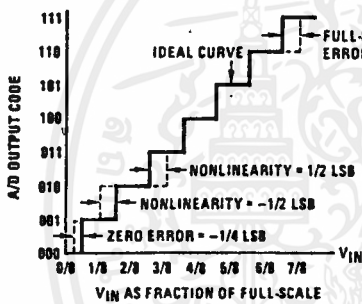


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

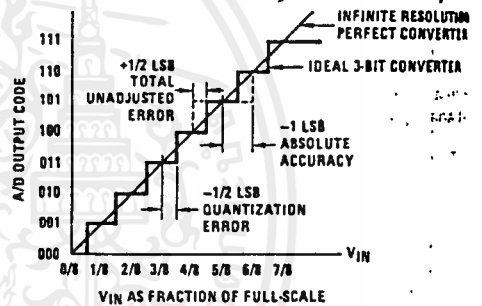


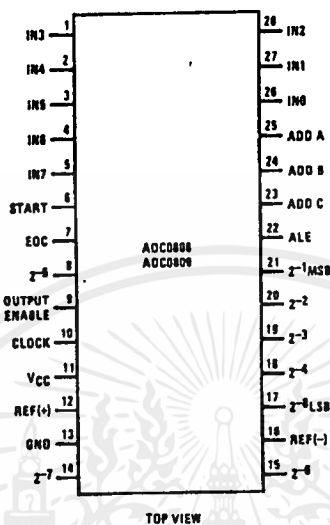
FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve



FIGURE 4. Typical Error Curve

Connection Diagram

Dual-in-Line Package



Timing Diagram

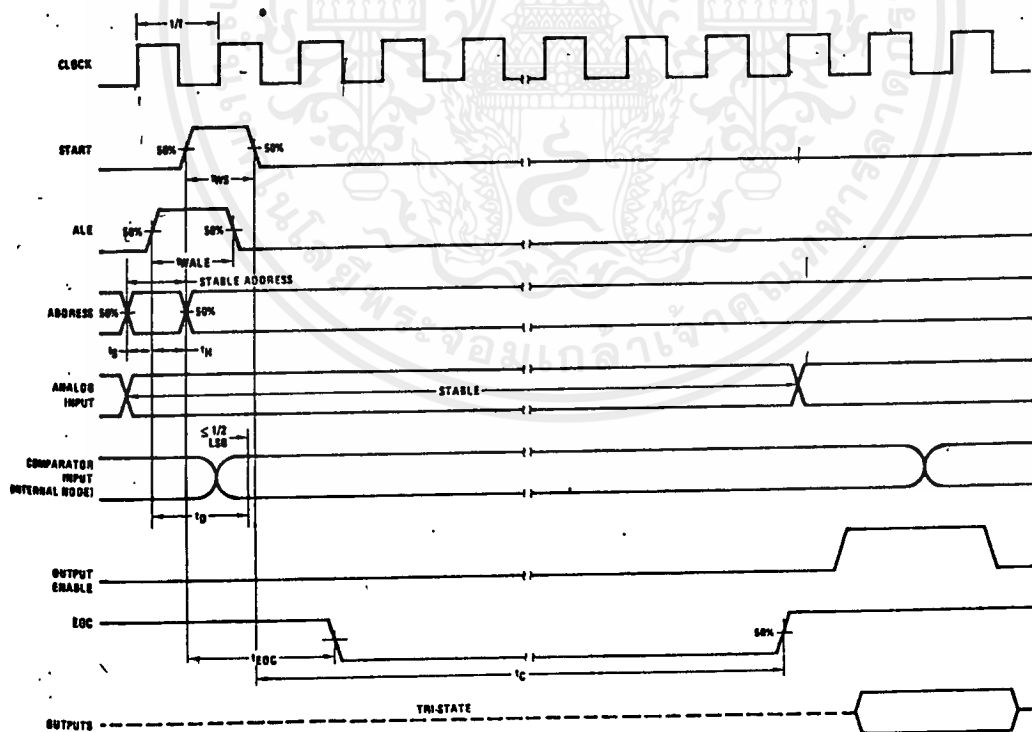


FIGURE 5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

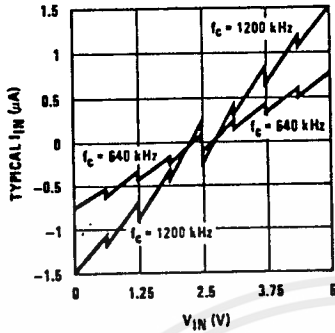


FIGURE 6. Comparator I_{IN} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

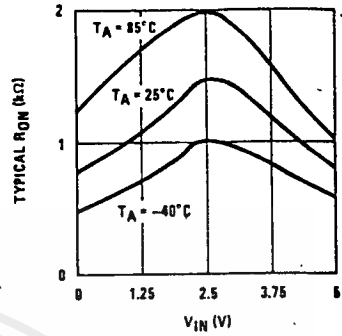


FIGURE 7. Multiplexer R_{ON} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

TRI-STATE® Test Circuits and Timing Diagrams

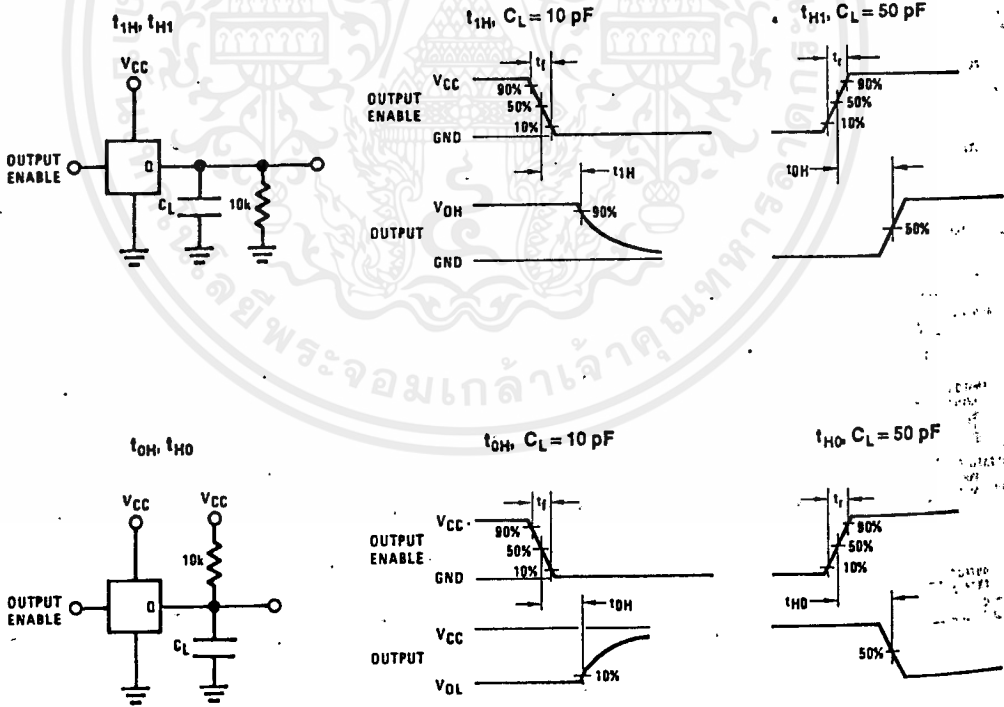


FIGURE 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

OPERATION

1.1 Ratiometric Conversion

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation ...

$$\frac{V_{IN}}{V_H - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

V_{IN} = Input voltage into the ADC0808

V_H = Full-scale voltage

V_Z = Zero voltage

D_X = Data point being measured

D_{MAX} = Maximum data limit

D_{MIN} = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$, then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

2.0 Resistor Ladder Limitations

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected input 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref (+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref (-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

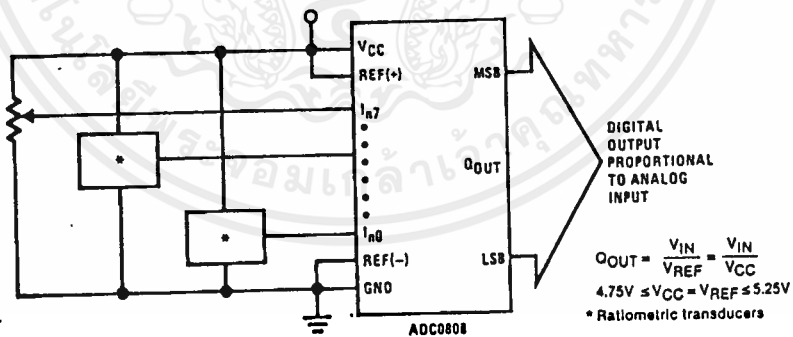


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a millamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the millamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10 μ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed V_{CC} and ground, respectively, but they can be symmetrically less than V_{CC} and greater than ground. The center of ladder voltage should always be near the center of supply. The sensitivity of the converter can be increased (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about $V_{CC}/2$ since the current flows in identical resistors. This system with 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of 5V reference system.

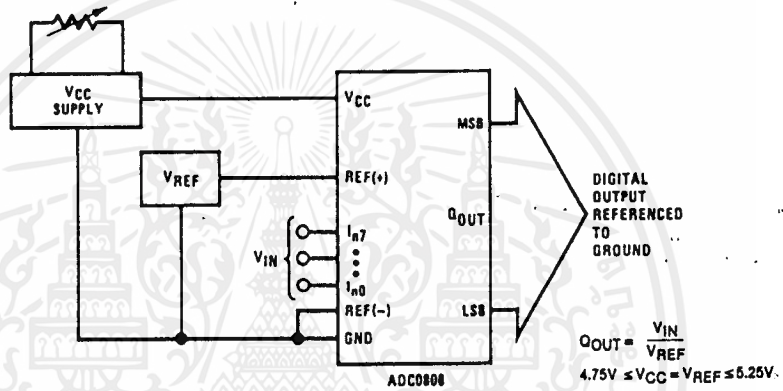


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

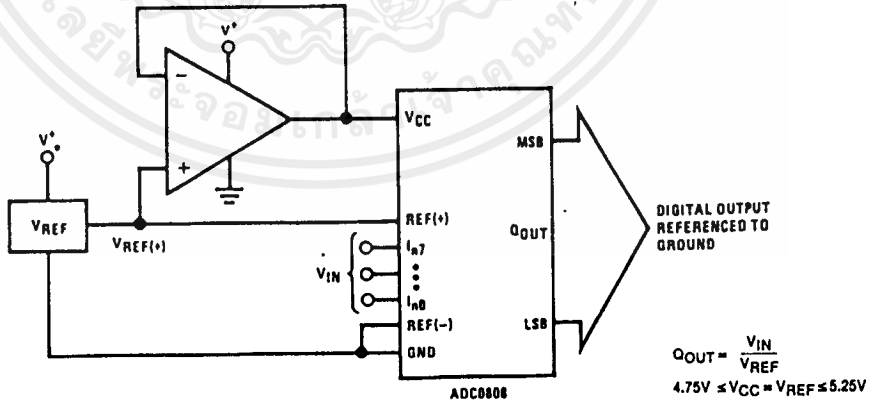


FIGURE 11. Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V_{CC} Supply

Applications Information (Continued)

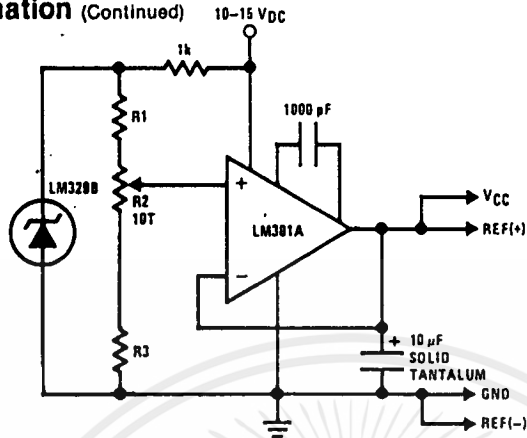


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

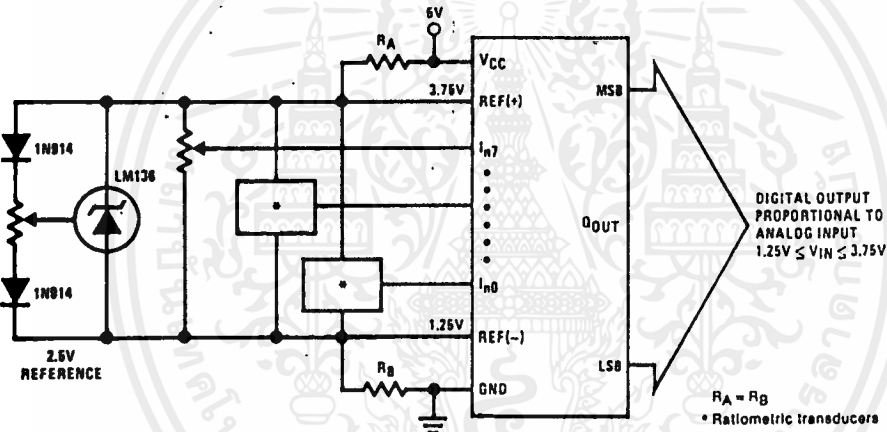


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

3.0 Converter Equations

The transition between adjacent codes N and N + 1 is given by:

$$V_{IN} = \left(V_{REF(+)} - V_{REF(-)} \right) \left[\frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} = \left(V_{REF(+)} - V_{REF(-)} \right) \left[\frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

where: V_{IN} = Voltage at comparator input
 $V_{REF(+)}$ = Voltage at Ref(+)
 $V_{REF(-)}$ = Voltage at Ref(-)
 V_{TUE} = Total unadjusted error voltage (typically $V_{REF(+)} + 512$)

4.0 Analog Comparator Inputs

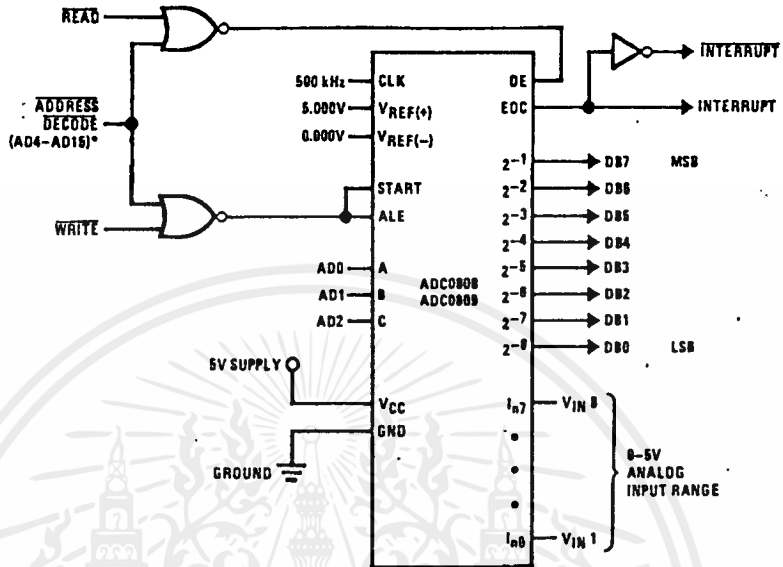
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with V_{IN} as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

Typical Application



* Address latches needed for 8085 and SC/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTR (Thru RST Circuit)
8085	RD	WR	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	RD	WR	INT (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA-2-R/W	VMA-2-R/W	IRQA or IRQB (Thru PIA)

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		-40°C to +85°C		-55°C to +125°C
Error	± 1/2 Bit Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	± 1 Bit Unadjusted	ADC0809CCN		
Package Outline		N28A Molded DIP	J28A Hermetic DIP	J28A Hermetic DIP

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ และ คุณ พิณี ล้ำสันต์ นักศึกษาปริญญาโท ที่ให้คำปรึกษา ทางด้านข้อมูลของโครงการมาโดยตลอด และรวมไปถึงเพื่อนร่วมห้อง และ เพื่อนต่างสถาบัน ที่คอยแนะนำความรู้ตลอดจนปัจจัยต่างๆ โดยเสมอมา จนกระทั่งโครงการนี้ลุล่วงสำเร็จไปด้วยดี



นายบริพัตร

นิลบล

นายวัชร

เวชมงคล

นายวีระ

กীরติวิยาภรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Davies , Eran John , 1926 "Induction heating handbook" , Davies and Peter Simpson . London , McGraw-Hill , 1979 . 426 P. diags
- [2] พัทรี อิศวนนทวงศ์ , ภูธราวดี จันทรศรีวงศ์ , หัวข้อ "เจาะลึกสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย" ตอน " คอน " ตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง " หนังสือ คอมพิวเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ เวิลด์ ฉบับที่ 136 หน้า 75-78 , 2536
- [3] วิสุทธิ อิศวนนทวงศ์ , หัวข้อ " พื้นฐาน A/D และ D/A คอนเวอร์เตอร์ "หนังสือ คอมพิวเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ เวิลด์ ฉบับที่ 135 หน้า 102-115 , 2535
- [4] MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA
- [5] จิติ หนูแก้ว " เทคนิคการเชื่อมต่อ IBM PC กับ อุปกรณ์ภายนอกเพื่อประยุกต์ใช้งานต่างๆ" ,2521
- [6] ธานินทร์ ถาวรศาสนวงศ์ , ทินกร ดุ๊ก "การอินเทอร์เฟส IBM PC "
- [7] ปริญญาณีพันธ์ เรื่อง การเหนี่ยวนำความร้อน ปีการศึกษา 2534 ของ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- [8] ปริญญาณีพันธ์ เรื่อง การใช้ MOSFET สำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่ความถี่รีโซแนนซ์ ปีการศึกษา 2533 ของ พระจอมเกล้า ลาดกระบัง