

การควบคุมความถี่ 64 กิโลเฮิร์ตซ์ ด้วยเทคนิค BINARY RATE
MODULATION สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

A 64 kHz FREQUENCY CONTROL USING BINARY RATE MODULATION
FOR INDUCTION HEATING

โกเมศร์ แจ่มจันทร์
KOMET JAMJAN

วิทยานิพนธ์ประเภทวิทยานิพนธ์ของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-393-3

การควบคุมความถี่ 64 กิโลเฮิร์ตซ์ ด้วยเทคนิค BINARY RATE
MODULATION สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

A 64 kHz FREQUENCY CONTROL USING BINARY RATE MODULATION
FOR INDUCTION HEATING



โกเมตร์ แจ่มจันทร์
KOMET JAMJAN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 47659
วัน, เดือน, ปี..... 21 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-393-3

**A 64 kHz FREQUENCY CONTROL USING BINARY RATE
MODULATION FOR INDUCTION HEATING**

KOMET JAMJAN

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING SCHOOL OF
GRADUATE STUDIES**

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2003

ISBN 974-324-393-3

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRAUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมความถี่ 64 กิโลเฮิร์ตซ์ ด้วยเทคนิค BINARY RATE MODULATION
สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
A 64 kHz FREQUENCY CONTROL USING BINARY RATE
MODULATION FOR INDUCTION HEATING

ชื่อนักศึกษา นายโกเมศร์ แจ่มจันทร์

รหัสประจำตัว 41061167

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.พิพัฒน์	เลาหสงคราม	
รศ.ดร.วันชัย	วีรรุจา	
ผศ.ประภาส	อุคคกิมพันธ์	
รศ.สุพรรณ	กุลพานิชย์	
รศ.วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 29 เมษายน 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-404)



วันที่ 19 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2546

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมความถี่ 64 กิโลเฮิร์ตซ์ ด้วยเทคนิค BINARY RATE MODULATION สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
นักศึกษา	นาย โกเมศร์ แจ่มจันทร์
รหัสประจำตัว	41061167
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการควบคุมการให้ความร้อนขดลวดเหนี่ยวนำ โดยใช้เทคนิค Binary Rate Modulation (BRM) ขนาด 8 บิต ในช่วงความถี่สูง สำหรับการออกแบบระบบการทำงานนั้นจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนดังนี้ ส่วนแรกเป็นการจ่ายพลังงานให้ความร้อนขดลวดเหนี่ยวนำ โดยรูปแบบการจ่ายพลังงานแบบ BRM ที่จุดเรโซแนนซ์(Resonance) ส่วนที่ 2 เป็นส่วนการจ่ายสัญญาณความถี่ควบคุมหลักให้ชุดจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำในส่วนแรก โดยสัญญาณในส่วนที่ 2 นี้ จะถูกสร้างโดย MICROCONTROLLER สำหรับวงจรขับนำประกอบด้วย IGBT คู่ร่วมกันเป็นชุดอินเวอร์เตอร์โดยแรงดันอินพุตของชุดอินเวอร์เตอร์ได้จากชุดคอนเวอร์เตอร์ Single Phase แบบเต็มคลื่นในส่วนสัญญาณ BRM สร้างโดย PAL22V10 ควบคุมการจ่ายพลังงานโดย MICROCONTROLLER และ ส่วนสัญญาณ PWM ขนาด 8 บิต สร้างโดย MICROCONTROLLER ควบคุมความถี่โดยส่วนที่ 2 โดยจะมีชุด Multiplex เป็นตัวเลือกระหว่าง สัญญาณ BRM กับ สัญญาณ PWM และมีชุด Protection ในกรณีเกิดการสั่งงานผิดพลาด

ซึ่งเทคนิค BRM นี้สามารถช่วยลดการจ่ายสัญญาณความถี่ควบคุมหลักให้กับขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำลงได้มาก เมื่อเทียบกับการควบคุมด้วย PWM และสามารถประยุกต์หลักการดังกล่าว เพื่อควบคุมการปรับเลื่อนจุดเรโซแนนซ์(Resonance) ให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำโดยใช้ MICROCONTROLLER ควบคุมแบบอัตโนมัติได้

Thesis Title	A 64 kHz FREQUENCY CONTROL USING BINARY RATE MODULATION FOR INDUCTION HEATING
Student	Mr.Komet Jamjan
Student ID	41061167
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Vittaya Tipsuwanpron

ABSTRACT

This thesis presents the method to control the heating to inductor coil with 8 bits Binary rate Modulation(BRM) technique at high frequency. The designing system consists of 2 parts as follow, First part is the disbursement energy to heating inductor coil by using BRM at resonance point. And the second part generates control signal frequency for the first part. Signal was generated by microcontroller. The drive circuit consists of IGBT that connected to be an inverter. The input voltage of the inverter its from full wave signal single phase converter. BRM signal generated by PAL22V10 and controlled by microcontroller. The 8 bits PWM signal generated by microcontroller to control frequency. For the second part will have a multiplex work as selector between BRM signal and PWM signal. And also have the protection circuit in case of system was error.

This BRM technique can greatly reduce control signal frequency to inductor coil, compare with controlled by PWM and we can apply this principle in order to control resonance point adjustment to inductor coil by using microcontroller that can be automated.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดีนั้น ด้วยคำแนะนำจาก รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกประทับใจและซาบซึ้งในการสนับสนุนและความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์เป็นอย่างยิ่ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ที่ช่วยเหลือแก้ไขและให้คำแนะนำในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง รวมถึงสถานที่และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งมีส่วนช่วยให้งานวิจัยนี้สำเร็จด้วยดี

ขอขอบพระคุณครอบครัว เพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยให้การสนับสนุนและให้กำลังใจมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์อันพึงได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ คุณพ่อและคุณแม่ รวมทั้งผู้มีพระคุณทุก ๆ ท่าน

โกเมศร์ แจ่มจันทร์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญภาพ.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.4 วิธีการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	2
1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	4
2.2 ทฤษฎีและวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	7
2.3 การหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ.....	14
2.3.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของการหลอมด้วยโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ.....	14
2.3.2 ประโยชน์ของการหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ.....	15
2.3.3 เตาหลอมเหนี่ยวนำแบบ(Coreless Induction Furnace).....	15
2.3.4 แพลตเตอร์ที่มีผลต่อการเลือกความถี่มีดังนี้.....	16
2.3.5 ขนาดของเตาหลอม.....	16
2.4 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม (Full Bridge Inverters).....	17
2.5 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT).....	19
2.5.1 โครงสร้างของไอจีบีที.....	19
2.5.2 ลักษณะการทำงานของไอจีบีที.....	21

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.5.3 การแลตซ์ในไอจีบีที.....	22
2.5.4 การป้องกันการแลตซ์.....	23
2.5.5 คุณสมบัติในการสวิตช์ภาวนำกระแส.....	24
2.5.6 คุณสมบัติในการสวิตช์ภาวะหยุดนำกระแส.....	25
2.5.7 ขอบเขตปลอดภัยในการทำงาน.....	26
2.5.8 วงจรขับเกท.....	27
2.5.9 การระบายความร้อนสำหรับ ไอจีบีที.....	27
2.6 หลักการเรโซแนนซ์.....	30
2.6.1 อนุกรมเรโซแนนซ์.....	30
2.6.2 เรโซแนนซ์ขนาน.....	36
2.7 หม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง.....	39
2.7.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง.....	39
2.7.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรท์.....	40
2.7.3 การกำหนดความหนาแน่นฟลักซ์แม่สูงสุด.....	41
2.7.4 การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรท์ที่เหมาะสม.....	41
2.7.5 การกำหนดขนาดของขดลวด.....	42
2.7.6 อุณหภูมิหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง.....	49
2.7.7 ฉากกั้น RFI และ EMI.....	49
2.8 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	52
2.8.1 โครงสร้างภายนอกและตำแหน่งขา.....	52
2.8.2 โครงสร้างภายใน.....	53
2.8.3 สถาปัตยกรรมภายใน.....	56
2.8.4 รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป.....	58
2.8.5 หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์และลอจิก.....	59
2.8.6 หน่วยความจำ SRAM.....	59
2.8.7 Timer & Counter.....	60
2.8.8 Timer/Counter0.....	60
2.8.9 TIMER1 & COUNTER1.....	63

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.8.10	การใช้งาน Timer/Counter1 ในโหมด PWM.....	67
2.8.11	Timer & Counter2.....	69
2.8.12	Asynchronous Operation of Timer/ Counter2.....	72
2.8.13	SLEEP MODE.....	76
2.8.14	Idel Mode.....	77
2.8.15	Power Down Mode.....	77
2.8.16	Power Save Mode	77
2.9	หลักการพื้นฐานของการผสมสัญญาณ BRM(Binary Rate Modulation).....	78
2.9.1	การจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับแบบละเอียดด้วย ICBRM.....	79
บทที่ 3	โครงสร้างการออกแบบและระบบควบคุม.....	84
3.1	การออกแบบโครงสร้างทางด้านฮาร์ดแวร์.....	84
3.1.1	หน่วยควบคุมหลัก.....	84
3.1.2	หน่วยกำเนิดสัญญาณ(BRM Generator).....	85
3.1.3	หน่วยเลือกรูปแบบการทำงาน (Multiplex Driver).....	85
3.1.4	หน่วยปรับสัญญาณขับนำ(IGBT Gate Drive).....	85
3.1.5	หน่วยเรียงกระแส(Rectifier).....	85
3.1.6	หน่วยจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (Full Bridge Converter).....	85
3.1.7	ชุดขับกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง(IGBT Inverter).....	85
3.1.8	ชุดหม้อแปลงส่งกำลังความถี่สูง(High Frequency Transformer).....	85
3.1.9	ชุดขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ(Heat Coil).....	85
3.2	วงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ในส่วนต่างๆ.....	85
3.2.1	หน่วยควบคุมหลัก.....	86
3.2.2	หน่วยกำเนิดสัญญาณ(BRM Generator).....	86
3.2.3	หน่วยเลือกรูปแบบการทำงาน (Multiplex Driver).....	87
3.2.4	หน่วยปรับสัญญาณขับนำ(IGBT Gate Drive).....	87
3.2.5	หน่วยจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง(Full Bride Converter) และ เรียงกระแส(Rectifier).....	88

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2.6 ชุดขับกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง(IGBT Inverter).....	88
3.2.7 ชุดขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ(Heat Coil).....	88
3.3 การคำนวณความถี่ควบคุมหลักระหว่าง BRM กับ PWM.....	89
3.4 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความถี่บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ ระหว่างการควบคุมสัญญาณ PWM กับ BRM.....	91
3.5 การออกแบบโครงสร้างทางด้านซอฟต์แวร์.....	92
3.5.1 การทำงานโปรแกรมหลัก.....	92
3.5.2 การทำงานโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ PWM.....	93
3.5.3 การทำงานโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ BRM.....	94
3.5.4 การทำงานโปรแกรมเลือกสัญญาณความถี่หลังจากภายนอก.....	95
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	96
4.1 การทดสอบการจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำขณะไม่มีโหลด.....	96
4.2 การทดสอบการจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำขณะมีโหลด.....	97
4.2.1 ค่าแรงดันกระแสต่างๆในขณะมีโหลดที่ 100Vp-p , $f_{BRM} = 64\text{KHz}$	97
4.2.2 ค่าแรงดันกระแสต่างๆในขณะมีโหลดที่ 250Vp-p , $f_{BRM} = 64\text{KHz}$	97
4.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเมื่อเทียบกับเวลาที่ BRM รูปแบบที่ 247 , 250Vp-p , $f_{BRM} = 64\text{KHz}$	98
4.4 แสดงรูปสัญญาณต่างๆในวงจรผลการทดสอบและแสดงลักษณะ สัญญาณต่างๆ ของชุดขับนำ.....	99
4.4.1 ผลการทดสอบ.....	99
4.5 ผลการทดลองที่รูปแบบ BRM ต่างๆ ที่ความถี่ 64kHz.....	101
4.6 การทดสอบหาค่าความจุความร้อนของชิ้นงาน.....	106
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง.....	111
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	111

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	111
ภาคผนวก.....	113
เอกสารอ้างอิง.....	114
ประวัติผู้เขียน.....	115

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 Clock 0 Prescale Select.....	62
2.2 Compare1 Mode Select.....	66
2.3 PWM Mode Select.....	66
2.4 Clock1 Prescale Select.....	66
2.5 กำหนดค่าสูงสุดของ PWM.....	68
2.6 การกำหนดลักษณะสัญญาณที่ขา PD5(OC1A)และ PD6(OC1B) ในโหมด PWM.....	68
2.7 เอาท์พุทของ PWM(OCR1X=\$0000 หรือ TOP).....	69
2.8 Compare Mode Select in PWM Mode.....	72
2.9 Compare Mode Select.....	72
2.10 Timer/Counter2 Prescale Select.....	72
2.11 Watch Dog Timer Prescale Select.....	76
4.1 แสดงค่าการทำงานในสภาวะปกติ.....	96
4.2 แสดงค่าการทำงานในสภาวะมีโหนดที่ 100Vp-p.....	97
4.3 แสดงค่าการทำงานในสภาวะมีโหนดที่ 250Vp-p.....	97
4.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเมื่อเทียบกับเวลาในสภาวะมีโหนดที่ 250Vp-p.....	98

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย.....	4
2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลง.....	5
2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน.....	5
2.4 แสดงแผ่นคลื่นของงาน.....	6
2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน.....	7
2.6 a) พลิกซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านชิ้นงานกับขดลวด.....	8
2.6) b) เฟสเซอร์ไออะแกรมของระบบ.....	8
2.7 ก) วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก.....	10
2.7 ข) วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า.....	10
2.8 แสดงวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำกรณีไม่มีโหลด.....	14
2.9 กราฟเลือกความถี่ให้สัมพันธ์กับเตาหลอม.....	17
2.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม.....	18
2.11 แสดงรูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม.....	18
2.12 โครงสร้างของไอจีบีที.....	19
2.13 สัญลักษณ์เอ็นแซนแนลไอจีบีที.....	20
2.14 แสดงวงจรสมมูลย์ของ ไอจีบีที.....	21
2.15 คุณสมบัติของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต.....	22
2.16 รูปคุณลักษณะของ I_d และ V_{GS}	24
2.17 แสดงสภาวะนำกระแส.....	25
2.18 แสดงสภาวะหยุดนำกระแส.....	25
2.19 Forward Bias Safe Operating Area (FBSOA).....	26
2.20 Reverse Bias Safe Operating Area (RBSOA).....	27
2.21 แสดงวงจรสมมูลย์ของการถ่ายเทความร้อนออกจาก ไอจีบีทีด้วยแผ่นระบายความร้อน ไปยังอากาศรอบข้าง.....	29
2.22 การพล็อตค่า $+jX_C$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม LCR เรโซแนนซ์.....	31
2.23 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่.....	32
2.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_C , และ V_L กับความถี่ซึ่งจะพบว่า V_C และ V_L ที่จุดเรโซแนนซ์จะมีค่ามากกว่าแรงดันที่แหล่งจ่าย.....	34

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.25 ก) รูปเฟสเซอร์ไคอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR เรโซแนนซ์.....	34
2.25 ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R , V_C , และ V_L และ ที่จุดเรโซแนนซ์.....	35
2.26 แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมรูปคลื่นของกระแสที่จุดเรโซแนนซ์ของวงจร LCR ขนาน.....	36
2.27 แสดงวงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน.....	37
2.28 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่จากกราฟจะพบว่าวงจรขนาน LC จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์.....	38
2.29 ก) แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลง.....	39
2.29 ข) การพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบนบอบบิ้น.....	39
2.30 ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรท์เนื้อสารชนิด 3C8	40
2.31 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติไหลผ่านได้เฉพาะผิวทองแดง.....	42
2.32 แสดงการกำหนดค่าต่าง ๆ ในการพันหม้อแปลงสวิตซ์ตามวิธีของ Jongsma	43
2.33 แสดงความสัมพันธ์ของ F_R และ Q สำหรับการพันขดลวดในกรณีขดลวดมีจำนวน เท่ากับ 1 ชั้น และ $1/2$ ชั้น ส่วนค่า F_R ที่มีค่ามากกว่า 4 ให้กำหนด $F_R = P_Q$	47
2.34 แสดงการพันขดลวดโดยใช้ขดลวดทองแดง ($n=3$ เส้น และพันครบจำนวน 4 รอบ).....	48
2.35 ก) หม้อแปลงที่ไม่มีฉากกัน RFI จะเกิดตัวเก็บประจุแสงระหว่างขดไพมารี และเซคชั่นดาร์รี่และเป็นทางผ่านของกระแส RF ได้.....	50
2.35 ข) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านกระแส RF ไหลลงกราวด์ โดยแบ่งครึ่ง ตัวเก็บประจุออกเป็น 2 ส่วน และต่อลงกราวด์.....	50
2.35 ค) ตัวเก็บประจุ C_3 ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้า.....	51
2.36 แสดงฉากกัน EMI รอบหม้อแปลงสวิตซ์ เพื่อลดการแพร่กระจายของ สัญญาณรบกวน EMI เทปฉนวนพันรอบแผ่นทองแดงไว้เพื่อป้องกัน การสัมผัสระหว่างฉากกันกับแกนเฟอร์ไรท์.....	52
2.37 โครงสร้างภายนอกและตำแหน่งขา.....	52
2.38 โครงสร้างภายใน.....	54
2.39 การใช้ OSC ภายใน MPU.....	56
2.40 การใช้ OSC ภายนอก MPU.....	56
2.41 สถาปัตยกรรมแบบ RISC ของ AT90S4464/8535.....	57

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.42 โครงสร้างของหน่วยความจำ.....	58
2.43 แสดงโครงสร้างของรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป.....	58
2.44 แสดงรีจิสเตอร์ x, y และ z	59
2.45 แสดงการจัดการหน่วยความจำ SRAM.....	60
2.46 The Timer/Counter0 Control Register TCCR0.....	61
2.47 The Timer/Counter0-TCNT0.....	61
2.48 แสดงโครงสร้าง Timer/Counter0.....	62
2.49 แสดงโครงสร้าง Timer1/Counter1.....	63
2.50 The Timer/Counter1 Control Register A-TCCR1A.....	64
2.51 The Timer/Counter1 Control Register B-TCCR1B.....	64
2.52 ICP Pin Schematic Diagram.....	65
2.53 The Timer/Counter1-TCNT1H และ TCNT1L.....	67
2.54 แสดงผลของ Unsynchronized OCR1 Latching.....	68
2.55 The Timer/Counter2 Block Diagram.....	69
2.56 The Timer/Counter2-TCNT2.....	70
2.57 Timer/Counter2 Output Compare Register-OCR2.....	71
2.58 Effect of Unsynchronized OCR Latching.....	71
2.59 Asynchronized Status Register-ASSR.....	74
2.60 Watch Dog Timer.....	75
2.61 The Watch Dog Timer Control Register-WDTCR.....	75
2.62 แสดงการผสมสัญญาณ Binary Rate กับสัญญาณไฟกระแสดับ.....	78
2.63 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ BRM 8 บิต.....	79
2.64 แสดงการจ่ายพลังงานใน 1 ไชเกิด.....	79
2.65 แสดงรูปแบบสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ 1 เฟส (BRM 4 บิต).....	83
3.1 แสดงโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุม.....	84
3.2 วงจรควบคุมหลัก.....	86
3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ Binary Rate Modulation (BRM).....	86
3.4 วงจรเลือกสัญญาณการทำงาน.....	87

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 การปรับสัญญาณขับนำ.....	87
3.6 จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและเรียงกระแส.....	88
3.7 วงจรขับกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง.....	88
3.8 วงจรขับลดความร้อนเหนี่ยวนำ.....	88
3.9 แสดงกราฟความถี่บนขดลวดเหนี่ยวนำของสัญญาณ BRM.....	91
3.10 กราฟแสดงความถี่บนขดลวดเหนี่ยวนำของสัญญาณ PWM.....	92
3.11 แสดงการทำงานของซอฟต์แวร์หลัก.....	92
3.12 แสดงโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ PWM.....	93
3.13 แสดงโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ BRM.....	94
3.14 แสดงการทำงานของโปรแกรมเลือกสัญญาณความถี่หลัก.....	95
4.1 วงจรจ่ายพลังงานโดยรวม.....	96
4.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเมื่อเทียบกับเวลา.....	98
4.3 แสดงสัญญาณ BRM รูปแบบที่ 247 ความถี่ 64 kHz.....	99
4.4 แสดงสัญญาณขับนำชุด IGBT Gate Driver จากชุด Multiplex Driver ความถี่ 64 kHz.....	99
4.5 แสดงสัญญาณขับนำชุด IGBT Inverter จากชุด IGBT Gate Driver ที่ความถี่ 64 kHz.....	100
4.6 แสดงสัญญาณขับนำชุด High Frequency Transformer ทางด้าน Primary ความถี่ 64 kHz.....	100
4.7 แสดงสัญญาณที่ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่ความถี่ 64 kHz.....	100
4.8 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line (Iin) ที่แรงดัน 100 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 127.....	101
4.9 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต Primary High Frequency Transformer ที่แรงดัน 100 Vp-p รูปแบบ BRM ที่ 127.....	101
4.10 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line(Iin) ที่แรงดัน 100 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 239.....	102
4.11 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต Primary High Frequency Transformer ที่แรงดัน 100 Vp-p รูปแบบ BRM ที่ 239.....	102
4.12 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line(Iin) ที่แรงดัน 250 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 223.....	103

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line(Iin) ที่แรงดัน 250 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 247.....	103
4.14 แสดงผลการทดลองการจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่แรงดัน 100 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer ที่รูปแบบ BRM ที่ 239.....	104
4.15 แสดงผลการทดลองการจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่แรงดัน 250 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer ที่รูปแบบ BRM ที่ 247.....	104
4.16 แสดงค่าอุณหภูมิที่วัดได้ที่ผิวโลหะที่แรงดัน 100 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer ที่รูปแบบ BRM ที่ 239 ในรูปที่ 4.15 (a) และ ที่แรงดัน 250 Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer ที่รูปแบบ BRM ที่ 247 ในรูปที่ 4.15 (b).....	105
4.17 แสดงผลการวัดอุณหภูมิในขณะที่ทำงานปกติ	105

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

โดยทั่วไปการควบคุมการใช้ความร้อนขดลวดเหนี่ยวนำ ปกติการ Control จะใช้ Half-Bridge หรือ Full-Bridge Inverter ที่ใช้อุปกรณ์ไทรริสเตอร์ที่อาศัยเทคนิคการควบคุม

- Frequency Control Based Power Control
- Pulse Width Modulation Based Power Control
- Duty Control Based Power Control

จากการนำเอาไทรริสเตอร์มาใช้งานทำให้ขนาดของวงจรใหญ่สิ้นเปลืองพลังงานและต้นทุนสูง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยการควบคุมการจ่ายพลังงานไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำความร้อนด้วยหลักการ Binary Rate Modulation (BRM) ซึ่งเทคนิคนี้สามารถนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส หรือ 3 เฟส มากำหนดสัญญาณการควบคุมความถี่ที่ใช้การทริกด้วยหลักการ BRM ซึ่งจะช่วยลดการจ่ายสัญญาณความถี่ควบคุมหลักให้กับขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำลงได้มาก

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวิธีการควบคุมการจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำด้วยหลักการ BRM โดยมีวัตถุประสงค์ดังนี้

1. ออกแบบและสร้างชุดกำเนิดสัญญาณ Binary Rate Modulation (BRM) ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้
2. ออกแบบและสร้างวงจรการจ่ายพลังงานให้กับขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำจากชุดคอนเวอร์เตอร์ Single Phase แบบเต็มคลื่น
3. ออกแบบและสร้างชุดกำเนิดสัญญาณความถี่ควบคุมหลักให้กับชุดกำเนิดสัญญาณ BRM และ PWM โดยใช้ Microcontroller
4. เพื่อเป็นแนวทางพัฒนาการควบคุมการปรับจูนเรโซแนนซ์ (Resonance) ให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำโดยใช้ Microcontroller ควบคุมแบบอัตโนมัติได้

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. สร้างชุดกำเนิดสัญญาณ Binary Rate Modulation (BRM) ที่สามารถตอบสนองการทำงานที่ความถี่สูง
2. สร้างชุดวงจรจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ ที่สามารถตอบสนองการทำงานที่ความถี่สูง
3. สร้างชุดกำเนิดสัญญาณความถี่ควบคุมหลัก โดยใช้โปรแกรมคำนวณความถี่ควบคุมหลักให้เหมาะสมกับสัญญาณ BRM ที่จตุเรโซแนนซ์ (Resonance)
4. อุณหภูมิภายในขดลวดร้อนเหนี่ยวนำ 200 ถึง 600 องศาเซลเซียส

1.4 วิธีการวิจัย

1. ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ วารสารต่าง ๆ เอกสารและตำราทางวิชาการที่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
2. ออกแบบวงจรที่ใช้ในระบบควบคุมในแต่ละส่วน
3. ทำการสร้างและประกอบชุดทดสอบ
4. ทดลองเก็บผลการทดลอง
5. สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. สามารถจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่จตุเรโซแนนซ์ (Resonance) ในความถี่สูงได้
2. ช่วยลดการจ่ายสัญญาณความถี่ควบคุมหลักในการจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำลงได้มาก เมื่อเทียบกับการควบคุมด้วย PWM
3. แนวทางพัฒนาการใช้ Microcontroller ในการควบคุมการปรับจตุเรโซแนนซ์ (Resonance) ที่ความถี่สูงโดยใช้ Microcontroller สร้างสัญญาณความถี่ควบคุมหลักในระดับต่ำได้

1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการใหม่สำหรับควบคุมการให้ความร้อนกับขดลวดเหนี่ยวนำ โดยให้เทคนิค Binary Rate Modulation (BRM) ร่วมกับสัญญาณความถี่ควบคุมหลักจาก Microcontroller ในระดับต่ำเพื่อสร้างความถี่สูงจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่จุด

เรโซแนนซ์ (Resonance) ซึ่งหลักการใหม่ดังกล่าวสามารถประยุกต์ใช้ความถี่ในระดับต่ำเพื่อควบคุมจุดเรโซแนนซ์ (Resonance) ของขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงได้

1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ได้ศึกษาเพื่อออกแบบวงจร Binary Rate Modulation (BRM) ที่ตอบสนองความถี่สูง โดยใช้ Microcontroller ควบคุมความถี่หลักในระดับต่ำ ซึ่งรายละเอียดที่กล่าวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเป็นบท ๆ ได้ดังนี้คือ

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงแนวทางทั่วไป นำมาสู่งานวิจัยวัตถุประสงค์ ขอบเขต วิธีการวิจัย ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัยหลักการใหม่ที่ได้นำเสนอ และรายละเอียดในแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน กล่าวถึง ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ การทํางานของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรขับ รวมถึงหลักการของ Microcontroller

บทที่ 3 การออกแบบโครงสร้างทางด้านฮาร์ดแวร์ ซอฟต์แวร์ รวมถึงหลักการพื้นฐานของสัญญาณ BRM

บทที่ 4 ผลการทดสอบ แสดงผลการทดสอบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับหลักในระดับ BRM ที่ต่างกันที่จุดเรโซแนนซ์ (Resonance)

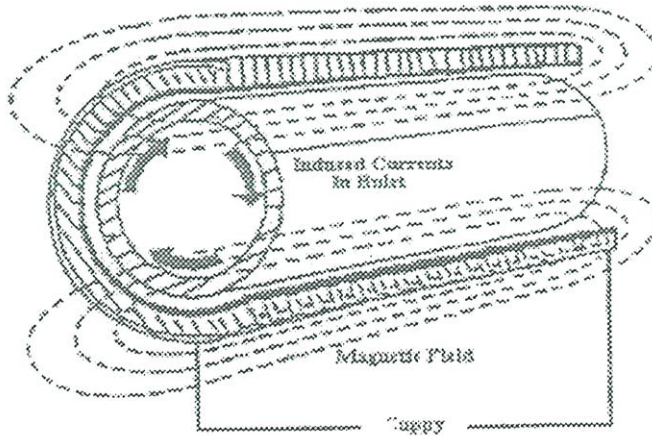
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง กล่าวสรุปผลการทดลองปัญหาที่เกิดขึ้นและข้อเสนอแนะ รวมถึงแนวทางการพัฒนา

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

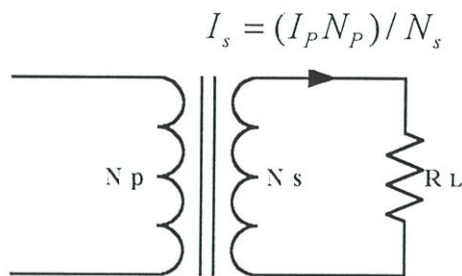
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ(Induction Heating) เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ทั้งทางด้านไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกัน กล่าวคือจะอาศัยสาเหตุจากการเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว(Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน(Heat Transfer) จากสาเหตุมูลฐานทั้งสาม สามารถอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับนำเหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเคลื่อนผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ถ้าชิ้นงานเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เคลื่อนผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหล โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว(Skin Deep) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสเหนี่ยวนำและความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่านและความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปยังบริเวณอื่น ๆ โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน



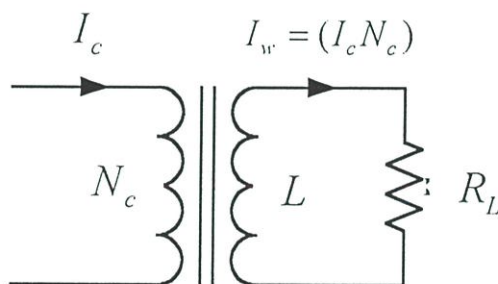
รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.1 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย ถ้าวางชิ้นงานไว้ในขดลวดหรือใกล้ขดลวด ชิ้นงานนั้นจะถูกเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อนขึ้น พิจารณาทั้งระบบให้เป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบ

เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบและมีโหลดต่ออยู่ในลักษณะเกือบัดวงจรเพราะความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นชิ้นจะมีค่าค่อนข้างต่ำ



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลง



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน จะเห็นว่าถ้า I_c เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วน I_w เป็นกระแสที่ไหลในชิ้นงาน กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

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

โดยที่ N_c คือความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงาน

กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานมีค่าเท่ากับ

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

โดยที่ R_w คือความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน

รูปที่ 2.1 แสดงทิศทางการไหลของกระแสชิ้นงานจากปรากฏการณ์ผิว ถ้าพิจารณาว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวและจะสามารถหาความต้านทานสมมูลของชิ้นงานดังรูปที่ 2.4 เมื่อทำการคลี่ชิ้นงานออกความต้านทานของชิ้นงานจะมีค่า

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

โดยที่ ρ คือสภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน

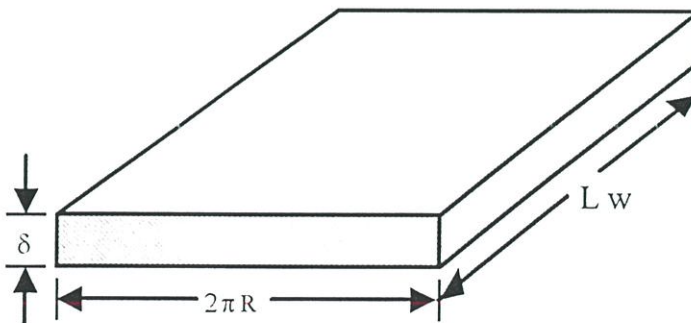
$$\delta \text{ คือความลึกผิว} \quad \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.4)$$

μ คือค่าความซึมซาบของชิ้นงานและ f คือค่าความถี่

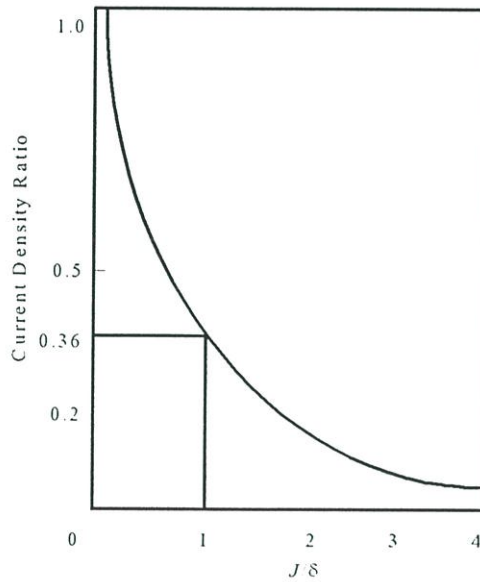
R คือรัศมีของชิ้นงาน

L_w คือค่าความยาวของชิ้นงานซึ่งเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ 2.3 ความต้านทานสมมูลจะมีค่าความสัมพันธ์กับสภาพความต้านทานความลึกผิวและลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่ของงาน

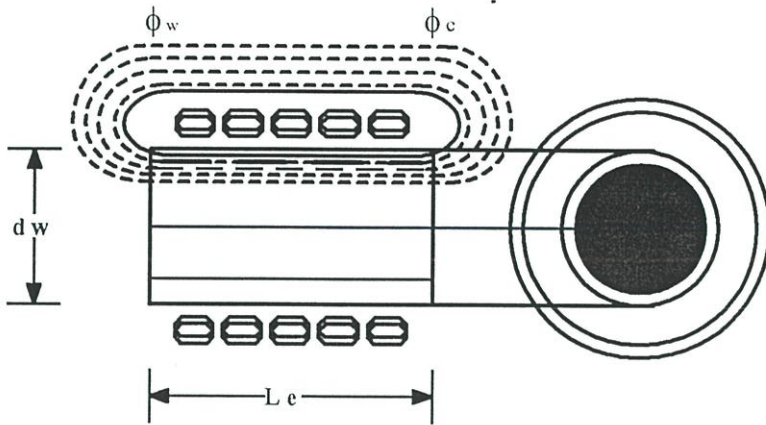


รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่องจากปรากฏการณ์ผิวจึงทำให้ความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชันเอกโพเนนเชียลที่ระดับความลึกผิวความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.36 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวชิ้นงาน จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิว ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่าไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอก แต่ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตัวเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กการให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวก นอกจากนี้ยังสามารถทำให้เกิดความร้อนในเฉพาะบริเวณที่ต้องการทั้งสามารถควบคุมระยะเวลาในการให้ความร้อนได้

2.2 ทฤษฎีและวงจรมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ

การคำนวณวงจรมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.6 a) ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงานกันขดลวด

b) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบ

จากสมการ

$$P_w = \mu\pi f H_{rm}^2 (I_w A_w) P \quad (2.5)$$

และ

$$\phi_{wm} = \mu H_{rm} A_w (q - ip) \quad (2.6)$$

โดยที่ P_w คือค่ากำลังสูญเสียในชิ้นงาน(วัตต์)

H_{rm} คือค่าความเข้มสนามแม่เหล็กค่ายอดที่ผิวชิ้นงาน(แอมแปร์/เมตร)

ϕ_{wm} คือค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กค่ายอดที่คล้องผ่านชิ้นงาน(เวบเบอร์)

I_w คือค่าความยาวของชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ(เมตร)

A_w คือพื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน(ตารางเมตร)

ถ้า $d/\delta > 8$ แล้ว

$$p = \frac{2}{1.23 + \frac{d}{\delta}} \quad (2.7)$$

$$q = \left(\frac{d}{\delta}\right) \quad (2.8)$$

ϕ_g คือฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ(Air Gap Flux) โดยปกติแล้วจะมีค่าค่อนข้างใหญ่ในกรณีที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำ แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีชิ้นงานในขดลวดเพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่านจะมีค่าลดลง ช่องอากาศนี้มีไว้เพื่อเป็นระยะห่างทางเชิงกลเพื่อให้ชิ้นงานป้อนเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำเองด้วย

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{rm} A_g \quad (2.9)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านอากาศ(ตารางเมตร)

ϕ_c คือฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านตัวขดลวดเอง ตัวขดลวดเหนี่ยวนำก็มีปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับชิ้นงาน ตามปกติขดลวดเหนี่ยวนำจะใช้ทองแดงที่มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติเนื่องจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กจะฉีหลังความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ 45 องศา

ดังนั้น ϕ_m คำนวณได้จากสมการ

$$\phi_{cm} = k_r \mu_0 \delta_c \pi d_c H_{om} (1-j)/2 \quad (2.10)$$

โดยที่

δ_c คือความลึกผิวที่เกิดในขดลวด

K_r คือ Correction Factor มีค่าระหว่าง 1-1.5 โดยทั่วไปจะใช้ 1.5

d_c คือเส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ

ฟลักซ์สนามแม่เหล็กทั้งหมดคือผลรวมของฟลักซ์ทั้งสาม

$$\phi_{cm} = \phi_{wm} + \phi_{gm} + \phi_{cm} \quad (2.12)$$

ถ้าคิดเป็นอาร์เอ็มเอส จะได้

$$\phi_0 = \phi_w + \phi_g + \phi_c \quad (2.11)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\phi_{0m} = \mu_0 H_{0m} \left[\left(A_{gr} + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_2 \delta_2}{2} \right) - j \left(\mu_r A_w + k_r \frac{\pi d_2 \delta_2}{2} \right) \right] \quad (2.13)$$

ถ้าไม่คำนึงถึงค่า Reluctance ของวงจรมแม่เหล็กภายนอกเราสามารถคำนวณหาค่า H_{0m} ในรูปของ $N_c I_c$ และ I_c ได้ดังนี้

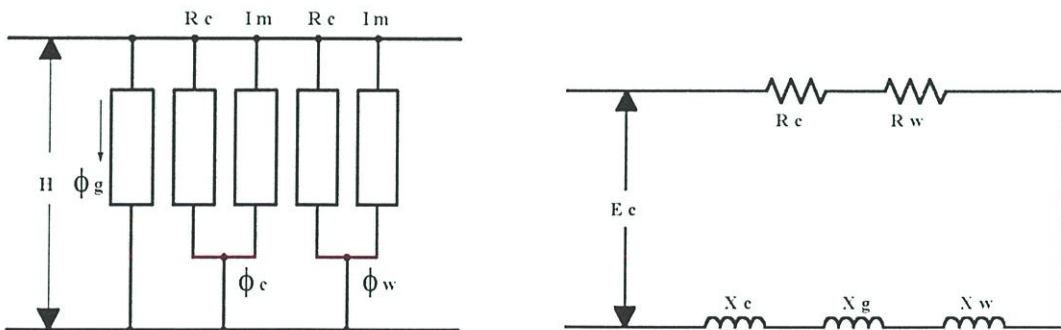
$$H_{0m} = \frac{\sqrt{2} N_c I_c}{I_c} \quad (2.14)$$

ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันคร่อมขดลวด

$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_c \quad (2.15)$$

แทนค่าสมการที่ 2.13 และสมการที่ 2.14 ลงในสมการที่ 2.15 จะได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu N_c^2}{I_c} \left[\left(\mu_r p A_w + \frac{k_r \pi d_2 \delta_2}{2} \right) + j \left(A_g + \mu_r q A_w + \frac{k_r d_2 \delta_2}{2} \right) \right] \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.7 ก) วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก
ข) วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า

จากสมมติฐานที่ว่า ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำองผ่านมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอและเป็นผลที่มาจากความเข้มสนามแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้สามารถแทนสมการที่ 2.16 ได้ด้วยวงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็กซึ่งเป็นแบบขนานดังรูปที่ 2.7 ก) และถ้าพิจารณาวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าจะอยู่ในรูปความต้านทานกับความเหนี่ยวนำแบบอนุกรมดังรูปที่ 2.7 ข) โดยส่วนที่เป็นความต้านทานจะแทนสนามแม่เหล็กที่ค้ำองผ่านชิ้นงาน ตัวขดลวดเหนี่ยวนำและช่องอากาศซึ่งจะมีเฟสเดียวกันกับความเข้มสนามแม่เหล็กและสามารถเขียนในรูปของอิมพีแดนซ์รวมได้ดังนี้

$$Z = (R_w + R_w) + j(X_c + X_w + X_c) \quad (2.17)$$

ค่าความต้านทานของชิ้นงาน

$$R_w = K(\mu_r p A_w) \quad \Omega \quad (2.18)$$

ค่าความต้านทานของขดลวด

$$R_c = K \left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) \quad \Omega \quad (2.19)$$

ค่ารีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ

$$X_g = K(Ag) \quad \Omega \quad (2.20)$$

ค่ารีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน

$$X_w = K(\mu_r q A_w) \quad \Omega \quad (2.21)$$

ค่ารีแอกแตนซ์จากขดลวด

$$X_c = K(k_r \pi d_c \delta_c) \quad \Omega \quad (2.22)$$

โดยที่

$$K = 2\pi f \mu_0 \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \quad \Omega / m \quad (2.23)$$

จากสมการเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณหาคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำที่สำคัญได้ดังนี้
ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ

$$\eta = \frac{R_w}{R_c + R_w} \quad (2.24)$$

ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ

$$\cos\phi = \frac{R_w + R_c}{Z} \quad (2.25)$$

โดยที่

$$Z_2 = (R_w + R_c)^2 + (X_c + X_w + X_g)^2 \quad (2.26)$$

กำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ

$$P = \frac{P_w}{\eta} \quad (2.27)$$

กำลังปรากฏที่ขดลวดเหนี่ยวนำ

$$\text{Coil_VA}, (VA)_c = \frac{P}{\cos\phi} = I^2 Z \quad (2.28)$$

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดเหนี่ยวนำ

$$\frac{E_c}{N_c} = \frac{(\text{Coil_VA})}{\text{Total_Ampere-Turn}} = \frac{(VA)^2}{H_0 I_c} \quad (2.29)$$

$$\text{Coil_Ampere-Turn}, I_c N_c = H_0 I_c \quad (2.30)$$

โดย I_c และ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอส

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะพบว่า

$$R_c = \pi \sqrt{2k_r d_c} \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \sqrt{P_c \mu_0 f} \quad (2.31)$$

$$R_w = 4 \sqrt{\pi} A_w \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \sqrt{P_w \mu_r \mu_0 f} \quad (2.32)$$

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi k_r d_c}}{2} \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \sqrt{\frac{P_c \mu_0}{\mu_c f}} \quad (2.33)$$

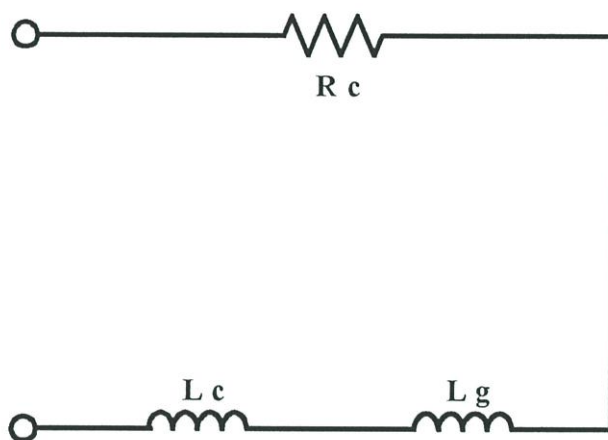
$$L_w = \frac{2A_w}{\sqrt{\pi d_w}} \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \sqrt{\frac{P_w \mu_0 \mu_r}{f}} \quad (2.34)$$

$$L_s = \frac{\mu_0}{\left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) A_w} \quad (2.35)$$

จากสมการของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน จะเห็นได้ว่าวงจรสมมูลจะขึ้นอยู่กับลักษณะขนาดของชิ้นงานขดลวดรวมทั้งจำนวนรอบของขดลวด และถ้าพิจารณาให้ชิ้นงานและขดลวดเหนี่ยวนำคงที่ ความต้านทานของชิ้นงานและขดลวดแปรตามรากที่สองของความถี่ รากที่สองของความต้านทานจำเพาะและรากที่สองของความซึมซาบแม่เหล็กสำหรับกรณีความเหนี่ยวนำของชิ้นงานและขดลวดจะแปรตามรากที่สองของความต้านทานจำเพาะรากที่สองของความซึมซาบแม่เหล็ก แต่จะแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่ ส่วนกรณีความเหนี่ยวนำเนื่องจากช่องว่างอากาศจะพบว่าขึ้นอยู่กับลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำและพื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศ แต่ไม่ขึ้นกับความถี่จากสมการดังกล่าวข้างต้น เป็นการพิจารณาสมการของขดลวดเหนี่ยวนำไปพร้อมกับชิ้นงาน แต่สำหรับกรณีที่ไม่มียชิ้นงานในขดลวด วงจรสมมูลทางไฟฟ้าก็ยังคงเป็นลักษณะอนุกรมเหมือนเดิม แต่ความต้านทานจะมีเฉพาะความต้านทานของขดลวด(R_c) และความเหนี่ยวนำจะมีเฉพาะความเหนี่ยวนำเนื่องจากขดลวด(L_c) และช่องว่างอากาศ(L_g) ดังรูปที่ 2.8 โดยค่า R_c และ L_c จะมีค่าเท่าเดิมแต่ L_g จะมีค่าเปลี่ยนไปในทางที่เพิ่มขึ้น ทั้งนี้เพราะพื้นที่หน้าตัดของ

ส่วนที่เป็นช่องว่างอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับพื้นที่หน้าตัดภายในของขดลวดตั้งแสดงในสมการที่ 2.35

$$L_{gn} = N_c^2 \mu_0 \left(\frac{\pi d_c^2}{4 I_c} \right) \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำกรณีไม่มีโหลด

2.3 การหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ

2.3.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของการหลอมด้วยโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ

หลักการพื้นฐานไม่แตกต่างจากหม้อแปลง โดยใช้การหดและขยายตัวของสนามแม่เหล็กซึ่งทำให้เกิดความร้อนบนชิ้นงานหรือหลอมโลหะ อาจเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า “การหล่อ” ซึ่งได้นำทฤษฎีเบื้องต้นของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำมาประยุกต์ใช้โดยใช้การหดและการขยายตัวของสนามแม่เหล็กซึ่งทำให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กในวัตถุซึ่งกระทำตัวเสมือนลวดวงจรทางขดลวดหุ้ดขุมิเป็นสาเหตุให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าและเกิดความร้อนบนโลหะซึ่งปรากฏการณ์ความถี่ที่เกิดขึ้นไปใช้ โดยปราศจากการเปลี่ยนแปลงสำหรับการหลอมโลหะโดยค่าเปอร์มิบิลิตีสัมพัทธ์ (Relative Permeability) การกำหนดให้เป็นหนึ่งยกเว้นเมื่อเหล็กที่ใช้เกิดความร้อนสูง

2.3.2 ประโยชน์ของการหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ

1. ปลอดภัยจากการใช้ก๊าซและการเผาไหม้ เช่น ปฏิกริยาออกซิเดชัน การเกิดปฏิกริยากับซัลเฟอร์

2. เตาหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำนั้นจะมีประสิทธิภาพดีกว่าเตาหลอมชนิดอื่น ๆ ทุกชนิด หลอมได้เร็วเมื่อเทียบขนาดต่อขนาด
3. ค่าใช้จ่ายระยะยาวถูกกว่าเตาเชื้อเพลิงแบบอื่น
4. สามารถพัฒนาให้ใช้งานได้ในภาวะต่าง ๆ มีพลังงานสูญเสียไม่น้อย ไม่มีควัน ไม่มีซีเมนต์
5. ลดการสูญเสียของโลหะ เช่น เมื่อหลอมโลหะทองแดงผสมกับสังกะสี(Cu/Zn) การสูญเสียของสังกะสีจากปฏิกิริยาออกซิเดชันจะน้อยกว่า 0.5% โดยน้ำหนัก
6. ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ
7. สามารถนำมาประยุกต์เป็นเตาหลอมสุญญากาศเพื่อผลิตอัลลอย(Alloy)

2.3.3 เตาหลอมเหนี่ยวนำแบบ(Coreless Induction Furnace)

เตาหลอมเหนี่ยวนำแบบ Coreless เป็นเตาหลอมที่เหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้นในเบ้าหลอม โดยเบ้าจะถ่ายพลังงานไปยังโลหะที่ต้องการจะหลอมอีกที โดยโลหะที่จะนำมาหลอมจะอยู่ภายในส่วนของเบ้าหลอม โดยเบ้าหลอมจะมีขดลวดทองแดงล้อมเบ้าอยู่ภายนอกซึ่งจะเป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กในแนวตั้ง เมื่อมีการจ่ายพลังงานไฟฟ้าเข้ามาในขดลวดทองแดงโดยความร้อนที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงในส่วนที่เราไม่ต้องการ ซึ่งเกิดจากความต้านทานของ(I. R) เตาหลอมเหนี่ยวนำแบบ Coreless ที่ใช้ความถี่ต่าง ๆ มีดังนี้

1. 50/60 H_z ระดับความถี่พื้นฐาน
2. 150/180 H_z ระดับความถี่ปานกลาง
3. 500-5000 H_z ระดับความถี่ปานกลาง
4. ความถี่สูงตั้งแต่ 5000 H_z สำหรับอุปกรณ์ขนาดเล็ก

เตาหลอมเหนี่ยวนำโดยใช้ความถี่ระดับพื้นฐานเป็นเตาขนาดใหญ่ที่ใช้ในโรงหล่อโลหะสามารถหลอมโลหะได้หลายชนิดและได้ปริมาณมากสามารถปรับแต่งอุณหภูมิได้ถูกต้องและแม่นยำ เตาหลอมเหนี่ยวนำโดยใช้ความถี่สูงเป็นเตาหลอมที่มีขนาดเล็ก ใช้หลอมโลหะในห้องทดลองใช้กับโลหะที่มีค่ามาก ๆ เช่น ทอง เงินและทองคำขาวเตาแบบนี้สามารถแยกส่วนของเบ้ากับขดลวดทองแดงออกจากกันได้ เป็นเตาหลอมที่มีราคาสูงกว่าเตาหลอมทุก ๆ แบบ โครงสร้างของเบ้าหลอมเป็นวัสดุจำพวก Non magnetic เช่น กราไฟท์ เตาหลอมแบบนี้ยังให้ประสิทธิภาพสูงที่สุดอีกด้วย

2.3.4 แฟคเตอร์ที่มีผลต่อการเลือกความถี่มีดังนี้

การเลือกความถี่ที่จะใช้ในเครื่องหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ ถ้าเป็นไปได้ให้ใช้ความถี่ระดับปกติของอุปกรณ์หลักเพราะเริ่มต้นการลงทุนจะถูกกว่าการใช้ความถี่ระดับปานกลาง แต่อย่างไรก็ตามการตัดสินใจใช้ความถี่ใดควรที่จะดูในรายละเอียดในลักษณะของงานที่จะนำไปใช้และได้

จากการวิเคราะห์อย่างรอบคอบแล้วอาจจะทำให้คุ้มค่ากับการลงทุนในระยะยาวแพคเตอร์ที่มีผลต่อการเลือกความถี่ดังนี้

1. ราคา การพัฒนาของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ(Semi-conductor) ทำให้มีความเป็นไปได้ในการปรับอิมพีแดนซ์ของโหลดให้สมดุล(Matching) กับแหล่งจ่ายที่ทำให้เกิดผลดีในทางเศรษฐศาสตร์เกี่ยวกับการลงทุนระดับความถี่ 50/60 Hz จะสามารถใช้ได้ถ้าเราไม่คำนึงถึงขนาดของเตาหลอมและสามารถปรับค่าแพคเตอร์ต่าง ๆ ได้ ปัจจุบันนี้เตาหลอม 10-15 ตัน สามารถผลิตได้ในช่วงความถี่ต่ำสุดของความถี่ขนาดกลาง(150 Hz)

2. จำนวนรอบจากสูตร $E = 4.44N\phi f$ ถ้า ϕ และ E คงที่จำนวนรอบจะแปรผกผันกับความถี่ความถี่ที่ต่ำมากจะทำให้มีตัวนำขนาดเล็กและมีจำนวนรอบมากเนื่องจากภายในขดลวดทองแดงจะต้องมีน้ำไหลผ่าน ถ้าจำนวนรอบมากและมีตัวนำขนาดเล็ก

3. Steering คือค่าความปั่นป่วนของประจุเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่ใช้

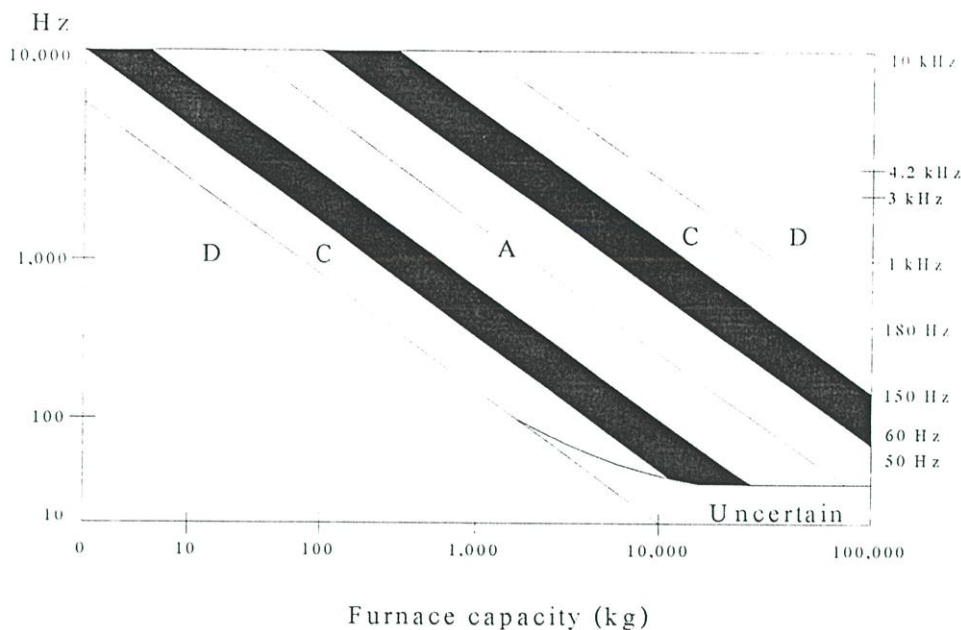
4. ภาวะเริ่มต้น เป็นการอยากหรือเป็นไปได้ที่จะเริ่มหลอมเหล็กที่มีความถี่ต่ำ อัตราความหลอมเหล็กต่ำมากเมื่อเทียบกับความถี่ 50/60 Hz (เนื่องจากผลงานของ Skin Depth) จนกระทั่งหลอมไปได้ 50-60%

5. ประสิทธิภาพ การเริ่มหลอมเหล็กที่ความถี่ต่ำจะทำให้มีประสิทธิภาพการหลอมเหล็กลดลง

6. ขนาดการใช้งาน ความถี่ต่ำจะไม่เหมาะสมสำหรับชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก ต้องใช้ระดับความถี่สูง

2.3.5 ขนาดของเตาหลอม

จากผลการทดลองในปี ค.ศ. 1979 สามารถชี้ให้เห็นว่าขนาดของเตาหลอมแปรผกผันกับความถี่เมื่อเลือกขนาดของเตาที่มีขนาดเล็กต้องใช้ความถี่สูง ๆ ถ้าเลือกเตาหลอมที่มีขนาดใหญ่มีความจุ เช่น ใช้ในงานอุตสาหกรรมใหญ่ สามารถวัดความถี่ขนาดต่ำโดยดูจากรูปที่ 2.9



- A : ขอบเขตที่เหมาะสมที่สุด
- B : ขอบเขตที่เหมาะสม
- C : ขอบเขตที่เตาหลอมสามารถทำงานได้แต่ไม่ควรเลือกใช้
- D : ขอบเขตที่ไม่เหมาะที่จะใช้งาน

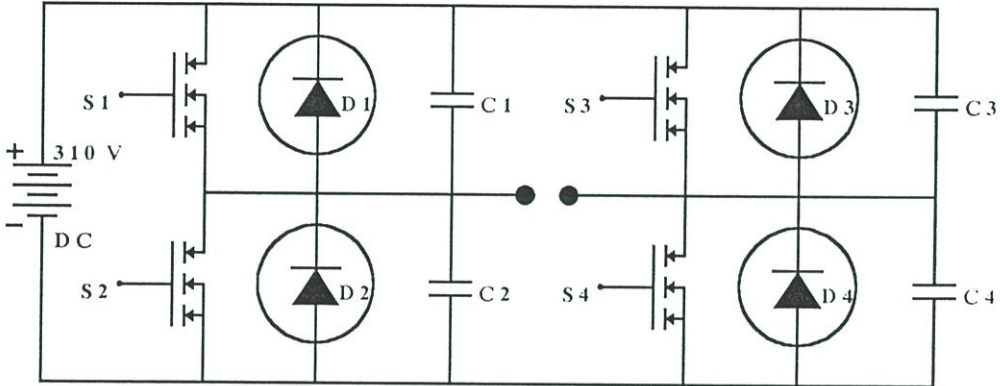
รูปที่ 2.9 กราฟเลือกความถี่ให้สัมพันธ์กับเตาหลอม

2.4 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม (Full Bridge Inverters)

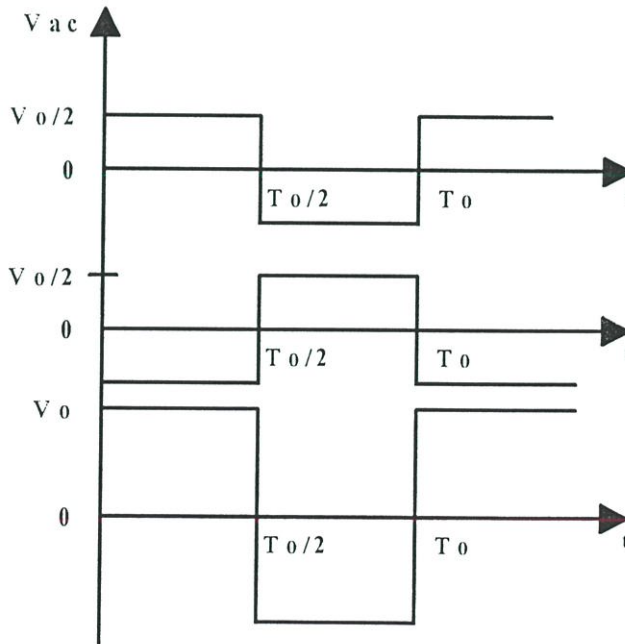
อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูง จากรูปที่ 2.10 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็มประกอบด้วยสวิตช์ 4 ตัว ไอจีบีที และไดโอดซึ่งทำหน้าที่เป็นทางผ่านกระแสย้อนกลับขณะไอจีบีทีหยุดนำกระแส เพื่อช่วยให้ไดโอดภายใน ไอจีบีทีซึ่งอาจจะไม่เร็วพอและสุดท้ายคือวงจรสแน็บเบอว์โดยใช้คาปาซิเตอร์ต่อรวมอยู่ด้วย อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็มสามารถให้กำลังงานได้สูง ดังนั้นจึงเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังสูง ๆ จากรูปที่ 2.10 ไอจีบีทีจะทำงานสลับกันเป็นคู่ โดยที่ S_1 และ S_3 จะทำงานในเวลาเดียวกันจะเกิดแรงดัน V_s ต่อกะอ้อมโหลดและสลับให้ S_2 และ S_4 ทำงานในเวลาเดียวกันแรงดันที่ต่อกะอ้อมโหลดจะกลับขั้วเป็น $-V_s$ ในขณะที่ไอจีบีทีแต่ละคู่ปิดจะเกิดแรงดันย้อนกลับมีค่าเป็น V_s เราจึงเรียกว่า อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม (Full Bridge Inverters) และไดโอด D_1 ถึง D_4 ทำหน้าที่เป็นไดโอดป้องกันกลับเมื่อ ไอจีบีทีหยุดนำกระแส(High Impedance) ซึ่งกระแสที่ที่ไหลก็ยังไหลผ่านไดโอด D_1 ถึง

D_4 จึงเรียกไดโอดแบบนี้ว่า ฟรีวีริงไดโอดหรือไดโอดป้อนกลับ(Feedback Diode) และสามารถหาแรงดันเอาต์พุตได้จาก

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} V_s^2 dt \right) = V_s \quad (2.37)$$



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม



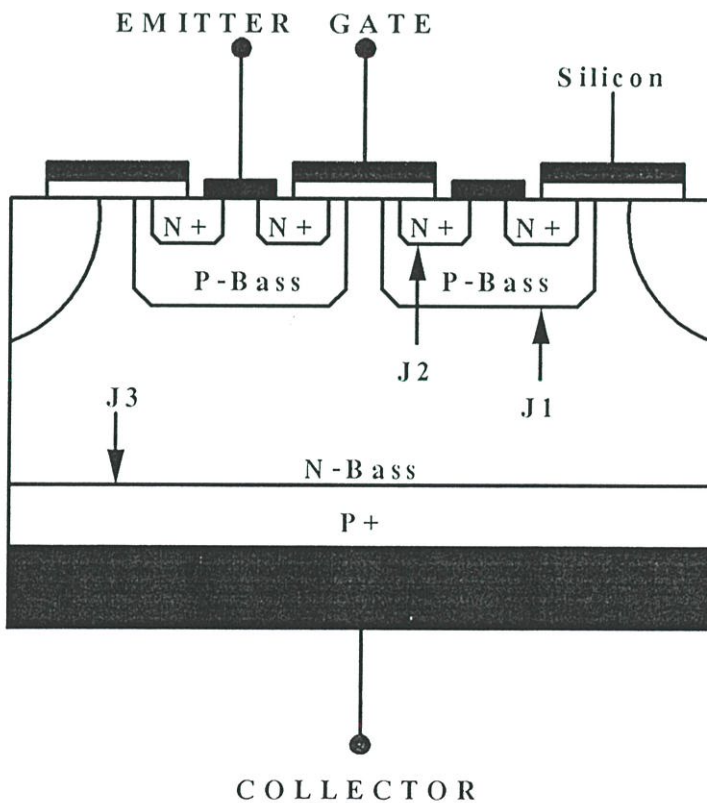
รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็ม

2.5 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)

บีเจที (Bipolar Junction Transistor, BJT) และมอสเฟต(MOSFET) ต่างก็มีลักษณะเด่นต่างกัน ıpบีเจทีจะมีกำลังสูญเสียขณะนำกระแสและยังมีอัตราทนแรงดันสูง แต่จะมีความเร็วในการสวิชต์ต่ำและจะมีช่วงหยุดนำกระแสนาน มอสเฟตจะสามารถที่จะเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว จากข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองจึงทำให้มีการประดิษฐ์อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดใหม่ขึ้นมาโดยเอาบีเจทีและมอสเฟตลงในเวเฟอร์เดียวกันเรียกว่า Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) ซึ่งคาดว่าจะได้มีการนำไปใช้อย่างแพร่หลายในอนาคต ในส่วนนี้เราจะได้อ่านถึงโครงสร้างและคุณสมบัติต่าง ๆ รวมทั้งคำจำกัดในการทำงานซึ่งจะนำไปใช้งานต่อ

2.5.1 โครงสร้างของไอจีบีที

จากตัดขวางของเอ็นแชนแนล(N-Channel) ไอจีบีทีในรูปที่ 2.12 จะมีโครงสร้างที่คล้ายกับมอสเฟตมาก แต่จะมีข้อแตกต่างกันคือจะมีชั้น P^+ ที่ต่ออยู่กับขาเดรนของไอจีบีทีรอยต่อพีเอ็นจันท์ที่ชั้น J_1 จะเป็นรอยต่อที่ทำให้มี Minority Carries เคลื่อนที่ผ่านไประณ Drain Drift Region ส่วนระหว่างเกทกับซอร์สของไอจีบีทีจะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสเฟต

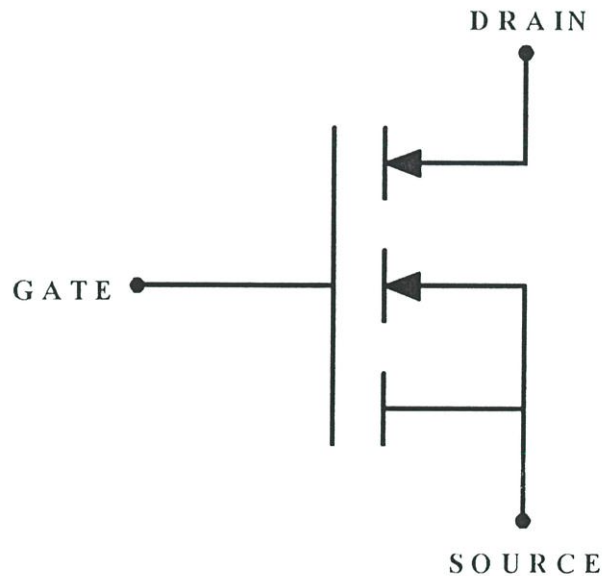


รูปที่ 2.12 โครงสร้างของไอจีบีที

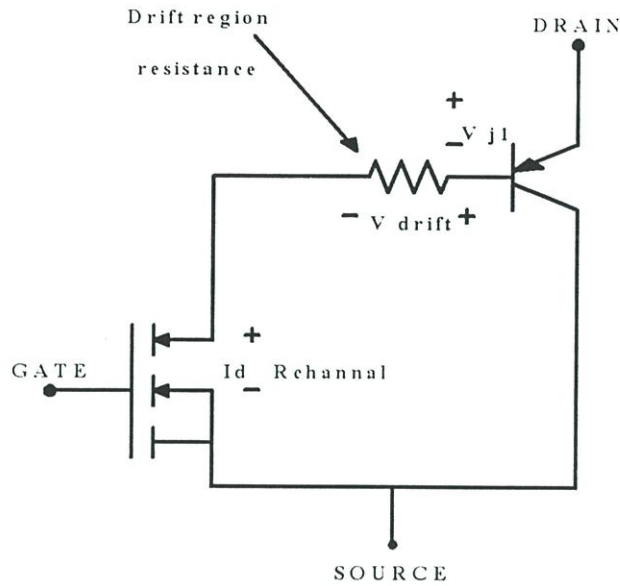
จากรูปที่ 2.12 โครงสร้างของไอจีบีทีที่เหมือนกับมีไทรสเตอร์อยู่ภายใน เนื่องจากการโด๊ปสารทำให้เกิดรอยต่อที่มีคุณสมบัติเป็นไทรสเตอร์อยู่ภายในการโด๊ปและความหนาของชั้นเป็นสิ่งที่สามารถจะปรับปรุงการทำงานของไอจีบีทีได้โดยมีเหตุผลสำคัญอยู่สองประการคือ

1. ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมในการนำกระแสต่ำ
2. จะมี Turn-Off time สั้น

แต่อย่างไรก็ตาม การที่ทำเช่นนี้จะทำให้ลดความสามารถในการทนแรงดัน (Reverse Blocking Capacity) ต่ำลง สัญลักษณ์ของเอ็นแซนแนลไอจีบีทีที่แสดงดังรูปที่ 2.13 สัญลักษณ์นี้จะคล้าย ๆ กับเอ็นแซนแนลมอสเฟตแต่จะเพิ่มหัวลูกศรที่ชี้เข้าไปข้างในที่ขาเดรนซึ่งแสดงถึงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนดังรูปที่ 2.14 จะเป็นวงจรมูลุ่ยของไอจีบีทีซึ่งจะมีลักษณะของมอสเฟตทางด้านอินพุต แต่ทางด้านเอาต์พุตจะมีลักษณะของทรานซิสเตอร์



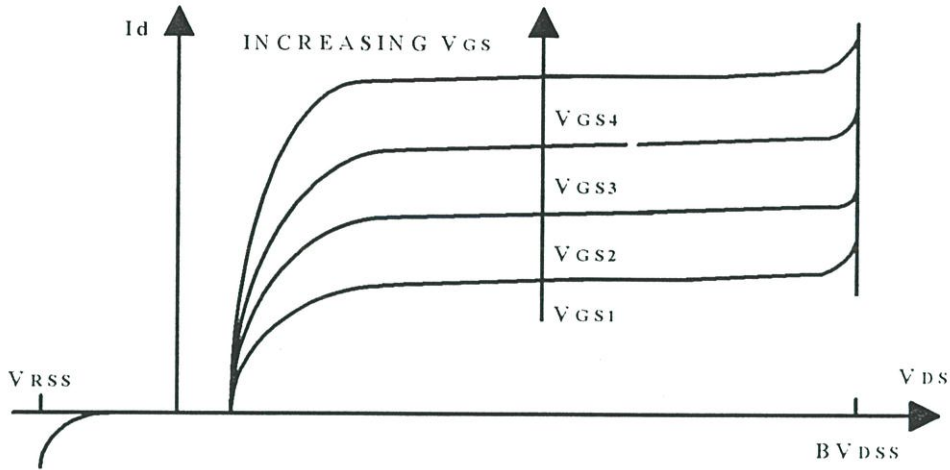
รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์เอ็นแซนแนลไอจีบีที



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรมูลของไอจีบีที

2.5.2 ลักษณะการทำงานของไอจีบีที

จากรูปโครงสร้างของไอจีบีทีที่กระแสจะถูกกั้นไว้ให้ไหลผ่านได้ในกรณีที่ทำให้ Negative Bias จะทำให้เป็นค่าของ Reverse Blocking Capacity เมื่อมีแรงดันบวกที่ขาคอลเลคเตอร์แต่ยังไม่มีแรงดันไบอัสที่เกตจึงชั้นด้านบน J_1 จะได้รับ Reverse Bias และไอจีบีทีจะทำงานในย่าน Forward Blocking Mode อย่างไรก็ตาม ถ้ามีแรงดันมาจ่ายให้ที่เกตพอเพียงที่จะทำให้เกิดอิเล็กตรอนมาออกที่ชั้นพี(P-Base Region) ภายใต้เกต ไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะนำกระแสได้เพราะอิเล็กตรอนขณะนี้สามารถไหลจากข่านมิเตอร์ n^+ ไปสู่ N-Base ในสภาวะนำกระแสนี้จึงชั้น J_2 จะได้รับ Forward Bias และคอลเลคเตอร์ p^+ จะฉีดโฮลไปในเขต N-Base รูปคุณลักษณะของไอจีบีทีแสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 คุณสมบัติของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต

2.5.3 การแลตช์ใน ไอจีบีที

นอกจากโฮลส่วนใหญ่ที่รวมกับอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n แล้ว ยังมีกระแสโฮลบางส่วนที่ไหลเข้ามาบริเวณ n เข้าสู่บริเวณชั้น p โดยตรง ผลของกระแสโฮลนี้จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์จะทำให้รอยต่อ J_3 ได้รับความเสียหายเป็นผลให้อิเล็กตรอนบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้น p

ถ้าดูวงจรสมมูลจากรูปที่ 2.25 จะหมายถึงขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ซึ่งได้รับแรงดันไบอัสตรงส่งผลให้ไทรสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของไอจีบีทีอยู่ในสถานะแลตช์ การนำกระแสที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสได้อีกต่อไป แต่การควบคุมการกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับความต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอก ถ้าหากมีการแลตช์เกิดขึ้นเป็นเวลานานอาจทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิคคที่ทนได้ การแลตช์ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่าการแลตช์ใน โหมดสแตติกเพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกินค่ากระแสเดรนสูงสุด แต่ลักษณะการแลตช์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้เรียกว่า ในโหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงการทำงานจากสถานะการนำกระแสเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแสได้ด้วยบางครั้งการแลตช์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่ากระแสเดรนสูงสุดก็ตาม ทั้งนี้เพราะไอจีบีทีเริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มอย่างรวดเร็วทำให้ไทรสเตอร์ภายในไอจีบีทีเกิดการแลตช์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลตช์ขึ้นแรงดันตกคร่อมขาซอร์สและเดรนขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าปกติ นอกจากนี้

การแลตซ์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีกเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อ ในขณะที่กระแสตรงยังมีค่าต่ำกว่าค่ากระแสตรงสูงสุดอยู่ได้เช่นกัน

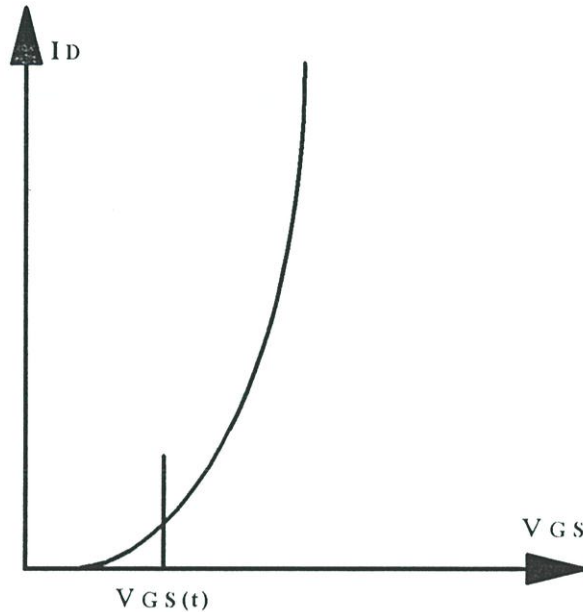
2.5.4 การป้องกันการแลตซ์

การหลีกเลี่ยงแลตซ์ของไอจีบีทีที่สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณ p ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุดเพื่อจะได้เพิ่มกระแสตรงสูงสุดให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตซ์ลงได้ วิธีแรกอาจจะทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณซอร์ส n^+ ลงได้ดังแสดงในรูปที่ 2.12 นั่นเอง วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการโด๊ปสารบริเวณชั้น p ภายใต้อาจจะโด๊ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความแน่นก็จะมากกว่าด้วยการทำเช่นนี้จะทำให้ความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยที่สุดได้สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลตซ์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลเกินค่ากระแสตรงสูงสุดและป้องกันการแลตซ์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นเพื่อให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n มีเวลาพอที่รวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การหน่วงเวลาหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของไอจีบีที

การที่จะสวิตซ์ไอจีบีทีจากภาวะการนำกระแสจะต้องสวิตซ์ Gate Bias Off โดยการช้อดเกทกับอิมิตเตอร์ที่ภาวะนี้จะเป็นการดึง Inverse Region ที่ผิวหน้าของ P-Base จะเป็นการเริ่มที่จะ Turn Off ผลจากข้อนี้จะมีอิเล็กตรอนหนีไปในส่วนของ p^+ Collector Region จะเกิดขณที่มีโฮลไหลไปใน P-Base ขณะที่ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนเริ่มลดลงอิเล็กตรอนที่หนีเข้าไปใน P-Collector จะลดลงด้วยการรวมตัวของอิเล็กตรอนและโฮล N-Base จะลดลงจากการทำงานของไอจีบีที จะเห็นได้ว่ามันสามารถทำงานได้ที่กระแสสูง ๆ ในทิศทาง Forward Conduction Mode และยังสามารถ Turn Off ยิ่งไปกว่านี้ไอจีบีทีที่ต้องการ Gate Driver Power ต่ำเพียงพอต้องการชาร์จและดิชาร์จตัวเก็บประจุที่ภายในตัวไอจีบีทีเท่านั้น จะเห็นได้ว่ามันสามารถทำงานได้เหมือนกับสวิตซ์ในอุดมคติ

ข้อเสียของโครงสร้างไอจีบีทีที่แสดงในรูปที่ 2.12 คือจะมี Parastic p-n-p-n ไทริสเตอร์ที่จะควบคุมได้ที่มอสเฟต ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องออกแบบไว้ไม่ให้ไทริสเตอร์ทำงานได้โดยป้องกันไม่ให้เกิดการหนีอิเล็กตรอนจาก n^- อิมิตเตอร์ Region ไปใน P-Base ขณะที่ไอจีบีทีทำงาน ดังนั้น n^- อิมิตเตอร์จะเริ่มหนีอิเล็กตรอนไปใน P-Base ถ้า $n+p$ Junction เริ่มได้รับ Forward Bias โดยมีค่าแรงดันมากกว่า 0.7 โวลท์ที่เกิดขึ้นเป็นผลข้างเคียงเนื่องจากมีกระแสไหลใน P-Base การหนีอิเล็กตรอนจะ

สามารถผ่านเข้าไปภายในได้โดยการออกแบบให้มีช่วง n^+ อิมิตเตอร์ย่านแคบ ๆ และรักษาให้ P-Base Resistance ต่ำ ๆ

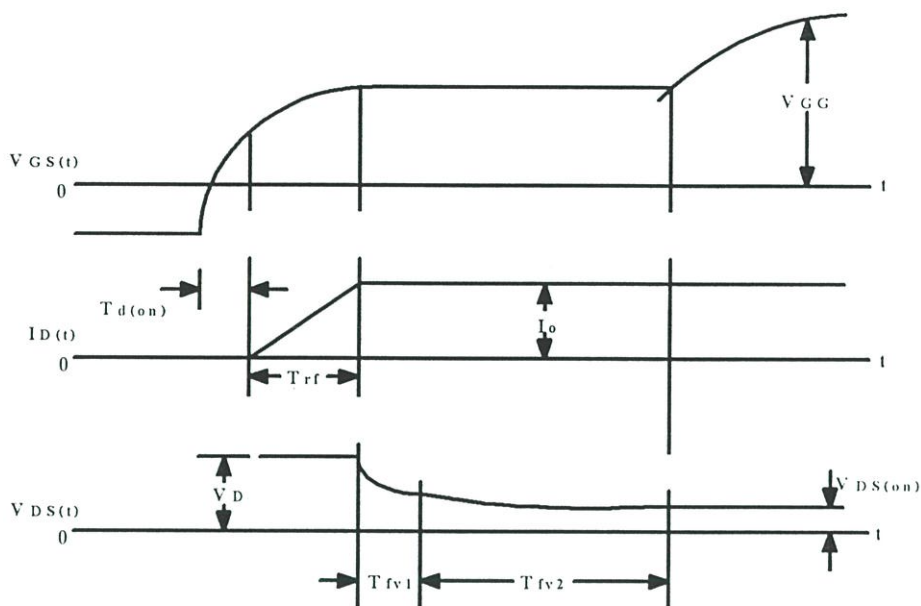


รูปที่ 2.16 รูปคุณลักษณะของ I_d และ V_{GS}

จากรูปที่ 2.16 เป็นรูปคุณลักษณะของ I_d และ V_{GS} จะเห็นได้ว่ากราฟจะเป็นเชิงเส้นที่ผ่านกระแสส่วนใหญ่แต่จะไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อผ่านกระแสตรงต่ำ ๆ ที่ซึ่งแรงดันเกตชอร์สเข้าใกล้ค่า Threshold $V_{GS}(th)$ ไอจีบีทีจะอยู่ในภาวะหยุดนำกระแส (Off State)

2.5.5 คุณสมบัติในการสวิตช์ภาวนำกระแส

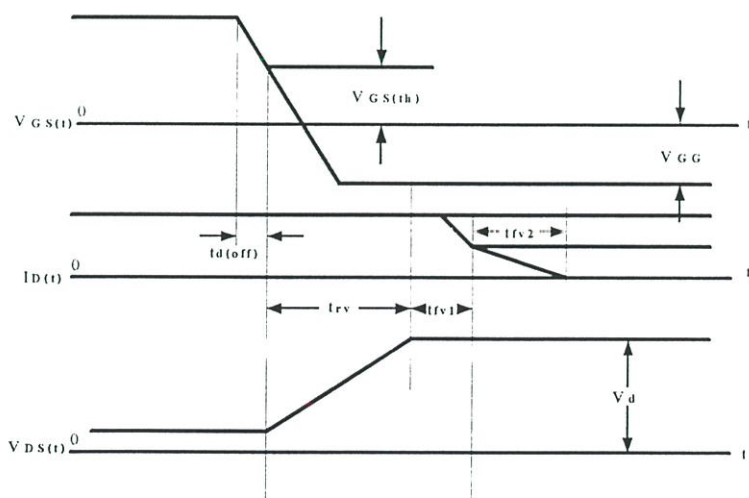
เส้นกราฟของแรงดันและกระแสขณะ Turn On ของไอจีบีทีที่จะคล้ายคลึงกับของมอสเฟต จากรูปเป็นการให้แรงดันที่เกตจาก 0- V_{GS} Turn On Delay Time, $t_d(on)$ คือช่วงเวลาดังแต่แรงดัน $V_{GS} = 0$ ถึง $V_{GS}(th)$ เพราะว่ากระแสที่ไหลผ่าน C_{GS} และ C_{GD} ทำให้อัตราการเพิ่มของ V_{GS} เป็นแบบเอ็กโปเนนเชียล (Exponential) แรงดันเดรน V_D จะยังคงที่จนกว่า $I_d < I_Q$ ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า Current Rise Time, ช่วงเวลา t_{ri} เป็นช่วงที่มันทำงานอยู่ในย่านแอกทิฟส่วนช่วงเวลา ส่วนค่าแรงดัน $V_{DS(on)}$ คือค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะกระแสที่เกิดจาก I_Q $V_{DS(on)}$



รูปที่ 2.17 แสดงภาวะนำกระแส

2.5.6 คุณสมบัติในการสวิตช์ภาวะหยุดนำกระแส

ลักษณะกราฟของแรงดันและกระแสขณะ Turn Off ของไอจีบีทีจะเป็นดังรูป 2.18 ซึ่งคล้ายกับมอสเฟตแต่มีข้อแตกต่างที่เด่นชัดคือ Turn Off ของไอจีบีที กระแสที่ลดลงอย่างทันทีที่จะเกิดสองช่วงคือ ช่วงแรกเป็นการหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายในตัวไอจีบีที ส่วนช่วงเวลานี้จะนานกว่าช่วงแรกซึ่งจะทำให้เกิดกำลังสูญเสีย



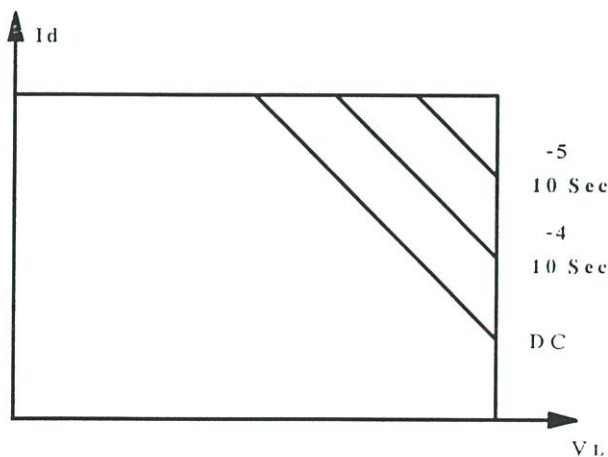
รูปที่ 2.18 แสดงภาวะหยุดนำกระแส

2.5.7 ขอบเขตปลอดภัยในการทำงาน

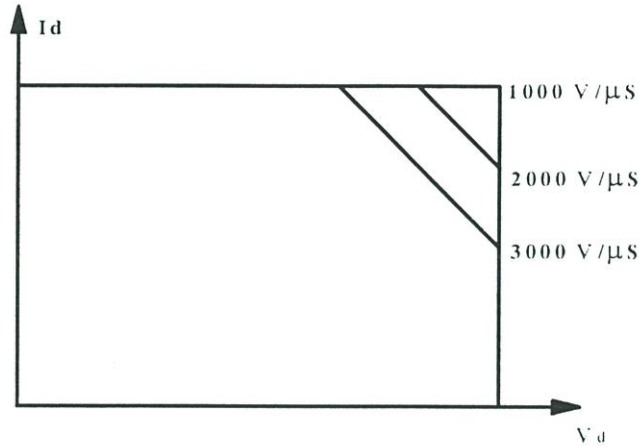
ไอจีบีที มีพื้นที่ทำงานปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานในขณะไบอัสตรง (Forward Bias Safe Operating Area, FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับในการสวิตช์ที่สั้น ๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีทีจะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสแล้วจุดการทำงานของไอจีบีทีจะต้องมีขนาดแรงดันและกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบอัสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2.20 หากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายที่ไอจีบีที จากรูปพื้นที่การทำงานปลอดภัยของไอจีบีทีนี้จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรนต่อวัตต์แรงดันไหลตรงและอุณหภูมิของรอยต่อของไอจีบีทีตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบอัสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area, RBSOA) จะแตกต่างในช่วงไบอัสตรง โดยในรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา (dv_{DS} / dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแสแทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อและจะมีพื้นที่แคบลงถ้า (dv_{DS} / dt) มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดกระแสแลตซ์ขึ้นที่ไอจีบีที

ค่า (dv_{DS} / dt) นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่า ถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสน้อยแต่ก็ยังโชคดีที่ขีดจำกัด dv_{DS} / dt ของไอจีบีทีที่มีค่าสูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่น ๆ ดังนั้นความจำเป็นที่ต้องใช้วงจรสับเบรคเพื่อป้องกันการแลตซ์ก็ไม่มี ความจำเป็นต้องใช้และการควบคุมค่า dv_{DS} / dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่าย โดยการออกแบบวงจรขับเคลื่อนที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_{GG} ที่เหมาะสม



รูปที่ 2.19 Forward Bias Safe Operating Area (FBSOA)



รูปที่ 2.20 Reverse Bias Safe Operating Area (RBSOA)

2.5.8 วงจรขับเกท

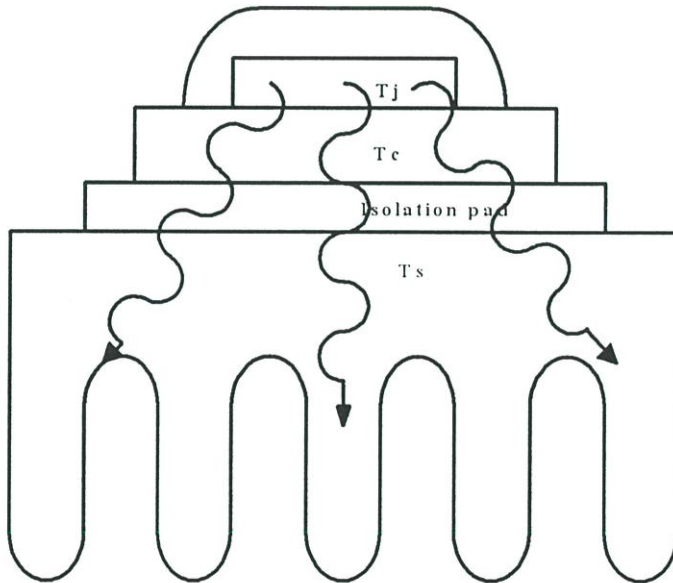
วงจรขับของไอจีบีทีจะเหมือนกับวงจรขับมอสเฟต เป็นวงจร Gate Source Driver Voltage โดยจะต้องสามารถจ่ายกระแสได้อย่างมากเพียงพอที่จะ Charge ตัวเก็บประจุที่อยู่ภายในได้อย่างรวดเร็วและการออกแบบต้องให้สายที่ต่อจากวงจรขับ ไปยังขาเกทสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้เพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลทหรือจะแก้ไขได้โดยต่อความต้านทานอนุกรมที่ขาเกทจาก Safe Operation Area ที่เกือบจะเป็นสี่เหลี่ยม นั่นคือมันจะสามารถทนแรงดันและกระแสได้สูง วงจรสับเบอ์บางครั้งไม่จำเป็นต้องใช้ แต่สำหรับงานพิเศษที่จำเป็นต้องใช้ วงจรสับเบอ์ก็สามารถใช้วงจรเดียวกับมอสเฟตได้

2.5.9 การระบายความร้อนสำหรับไอจีบีที

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของ ไอจีบีทีขณะทำงานเป็นเรื่องที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายใน ไอจีบีทีจะทำให้เกิดความร้อนที่รอยต่อและอุณหภูมิที่รอยต่อ (T_j) ของสารกึ่งตัวนำภายใน ไอจีบีทีจะมีค่าเพิ่มขึ้นหากไม่มีการระบายความร้อนไปจากตัวถังแล้ว อุณหภูมิที่รอยต่อจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนค่าอุณหภูมิที่รอยต่อจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นได้ในที่สุด

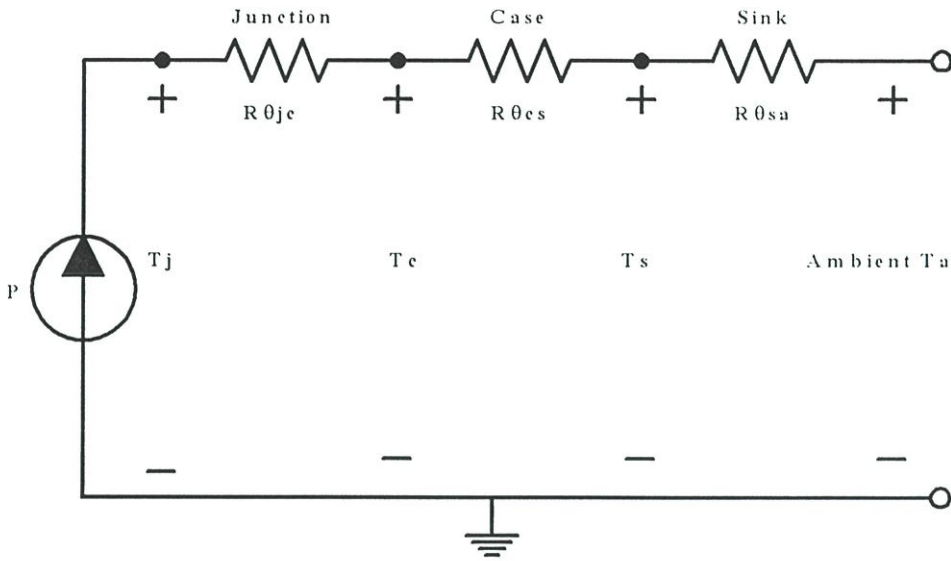
ไอจีบีทีโดยทั่วไปจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อ T_j สูงสุดขณะทำงานประมาณ 150 – 200 องศาเซลเซียส ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำและลักษณะของตัวถัง วิธีที่ง่ายที่สุดในการระบายความร้อนคือการติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับ ไอจีบีทีโดยตรง การระบายความร้อนออกจากตัว ไอจีบีทีจะมีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อเลือกขนาดและชนิดของแผ่นระบายความร้อนได้เหมาะสม แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดเล็กจะไม่สามารถระบายความร้อนได้เพียงพอทำให้ ไอจีบีทีร้อนและอายุการใช้งานก็จะสั้นลง

การลดความร้อนที่รอยต่อ T_j สามารถทำได้โดยถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นออกจากรอยต่อผ่านตัวถังของไอจีบีทีและติดแผ่นระบายความร้อนที่ตัวถัง ความร้อนจะถูกถ่ายเทผ่านแผ่นระบายความร้อนออกไปสู่อากาศรอบข้างจนเกิดความสมดุลย์ความร้อนทำให้ความร้อนที่รอยต่อลดลงเนื่องจากวัสดุแต่ละชนิดมีการระบายความร้อนผ่านตัวมันเองได้ไม่เท่ากัน ความสามารถในการระบายความร้อนได้มากหรือน้อยอาจกล่าวได้ว่าวัสดุมีค่าความต้านทานทางความร้อน(Thermal Resistance) หรือ R_{θ} ไม่เท่ากันคือเมื่อให้พลังงานความร้อนผ่านวัสดุโดยวัสดุจะสามารถระบายความร้อนผ่านตัวมันโดยมีการต้านทานพลังงานความร้อนไม่ให้ผ่านไปได้ง่าย ๆ ซึ่งจะทำให้ตัวมันมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นการระบายความร้อนของไอจีบีทีที่ผ่านแผ่นระบายความร้อนอาจเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ในลักษณะความต้านทานทางความร้อนได้ดังในรูปที่ 2.21



Ambient Temperature T_a

(ก)



รูปที่ 2.21 แสดงวงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนออกจากไอจีบีที
ด้วยแผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง

และอุณหภูมิที่รอยต่อ T_j หลังติดแผ่นระบายความร้อนอาจคำนวณได้จากสมการสมมูลดังนี้

$$T_j = P_D (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_A \quad (2.38)$$

เมื่อ

P_D คือกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวไอจีบีทีเป็นวัตต์ (W)

T_A คือค่าอุณหภูมิแวดล้อมของระบบเป็น $^{\circ}\text{C}$

คือค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถังเป็น $^{\circ}\text{C/W}$

คือค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อนเป็น $^{\circ}\text{C/W}$

คือค่าความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนและอุณหภูมิแวดล้อมเป็น $^{\circ}\text{C/W}$

C/W

ปกติผู้ผลิตจะระบุค่า $R_{\theta jc}$, $R_{\theta cs}$, $R_{\theta sa}$ มาพร้อมกับแผ่น Data Sheet ส่วนค่า $R_{\theta cs}$ จะขึ้นอยู่กับลักษณะการยึดติดของตัวถังไอจีบีทีกับแผ่นระบายความร้อน ค่า $R_{\theta sa}$ จะขึ้นอยู่กับวัสดุและขนาดรูปร่างของแผ่นระบายความร้อนที่ใช้ค่า R_{θ} ยังมีค่าน้อยยิ่งดี

ขนาดตัวถัง ลักษณะของผิวสัมผัสและแรงกดยึดตัวถังเข้ากับแผ่นระบายความร้อน จะมีผลโดยตรงต่อค่า $R_{\theta_{cs}}$ การใช้แผ่นฉนวนคั่นระหว่างตัวถังกับแผ่นระบายความร้อนจะทำให้ค่า $R_{\theta_{cs}}$ แต่อาจจะลดลงได้โดยการทาครีมระบายความร้อน เช่น ครีมซิลิโคน การทาครีมระบายความร้อนจะทำให้ค่า $R_{\theta_{cs}}$ ลดลง เนื่องจากครีมจะช่วยลดช่องว่างระหว่างผิวสัมผัสให้น้อยลง

2.6 หลักการเรโซแนนซ์

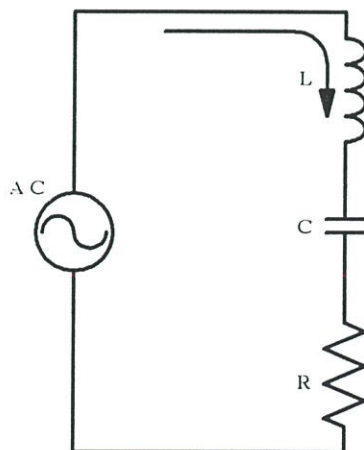
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับค่า X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำสุดนั่นคือ $Z = R$ ในสภาวะนี้เรียกว่าอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรมีค่ามากที่สุดและเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

วงจรขนาน LC ก็สามารที่จะทำให้อยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ได้เช่นเดียวกันแล้ว X_L จะมีค่าเท่ากับ X_C ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด ส่งผลให้กระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลใน (LOOP) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้เรโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

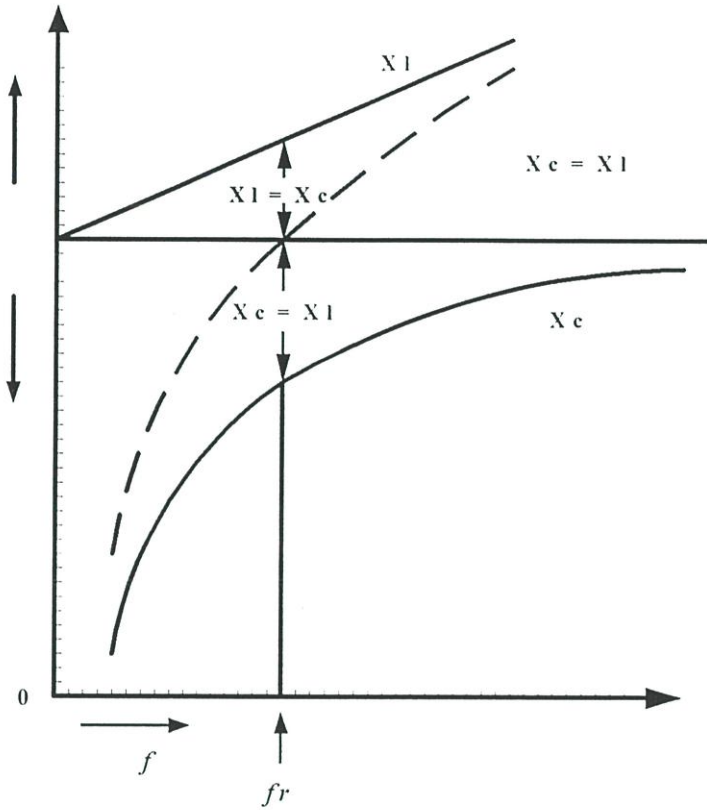
2.6.1 อนุกรมเรโซแนนซ์

$$Z = R + j(X_L + X_C) \quad (2.39)$$

ผลของความถี่ที่มีอิมพีแดนซ์ของวงจรอนุกรม RLC แสดงดังรูปที่ 2.22 ซึ่งมีค่าดังนี้



Series RLC Circuit



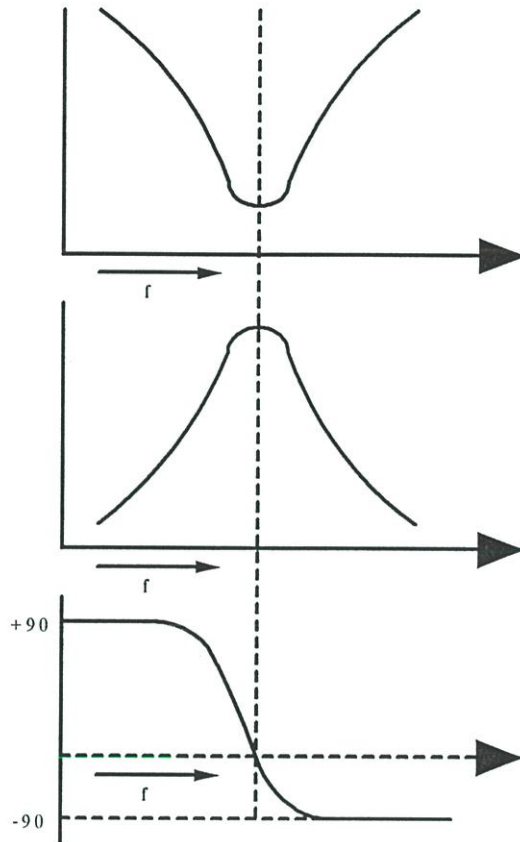
รูปที่ 2.22 การพล็อตค่า $+jX_C$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม LCR เรโซแนนซ์

เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = 1/2\pi fL$ ดังนั้นค่าของอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟดังรูป 2.22 ข) จะพบว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า X_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น (Linear) ในทางกลับกัน X_C จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า X_C จะไม่มีทางเท่ากับศูนย์ ผลรวมของรีแอกแตนซ์คือ $X_L - X_C$ ดังแสดงไว้เป็นเส้นประในกราฟรูปที่ 2.22 ข) ที่ความถี่ค่า X_L จะมีค่าน้อยกว่าค่า X_C ดังนั้นผลรวมของรีแอกแตนซ์จะเป็นค่า X_C ที่ความถี่สูง $X_L = X_C$ คือค่าความถี่เรโซแนนซ์

$$Z = R + j(0) \quad (2.39)$$

$$Z = R$$

เมื่อ $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นำมาเขียนเป็นกราฟที่แปรผันตามความถี่จะได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่

กระแสในวงจรรอนุกรม

$$I = \frac{V}{R + j(X_L + X_C)} \quad (2.40)$$

กระแสที่ไหลเมื่อเรโซแนนซ์ ($X_L = X_C$)

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.41)$$

จากรูปจะพบว่ากราฟที่ได้จะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจรไม่อยู่ที่จุดเรโซแนนซ์

2.6.1.1 ความถี่เรโซแนนซ์

$$X_L = 2\pi fL \quad (2.42)$$

$$X_C = 1/2\pi fC \quad (2.43)$$

$$2\pi fL = 1/2\pi fC \quad (2.44)$$

ดังนั้นเมื่อ

L มีหน่วยเป็น เฮนรี่(Henrys)

C มีหน่วยเป็น ฟาร์ด(Farads)

f มีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์(Hertz)

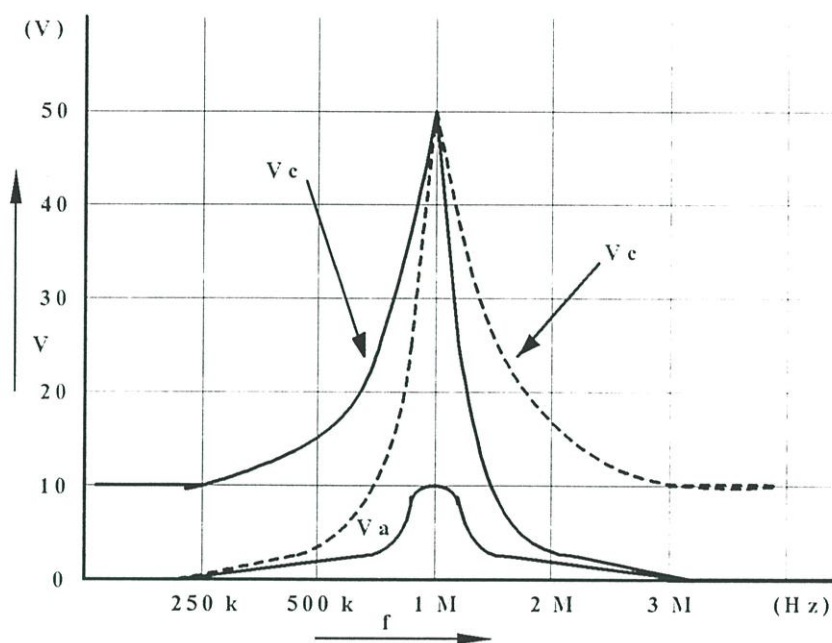
2.6.1.2 แรงดันที่จุดเรโซแนนซ์

แรงดันที่จุดตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร LCR จะมีค่าเท่ากับ I_{R} และที่จุดเรโซแนนซ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่ายส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีดังนี้

$$V_C = LX_C \quad (2.45)$$

$$V_L = LX_L \quad (2.46)$$

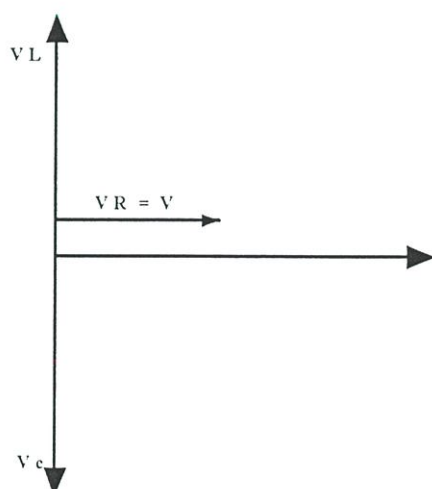
เมื่อนำค่า V_R , V_C และ V_L มาพล็อตกราฟกับความถี่จะพบว่ามิลักษณะคล้ายกับกราฟของกระแสกับความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.24



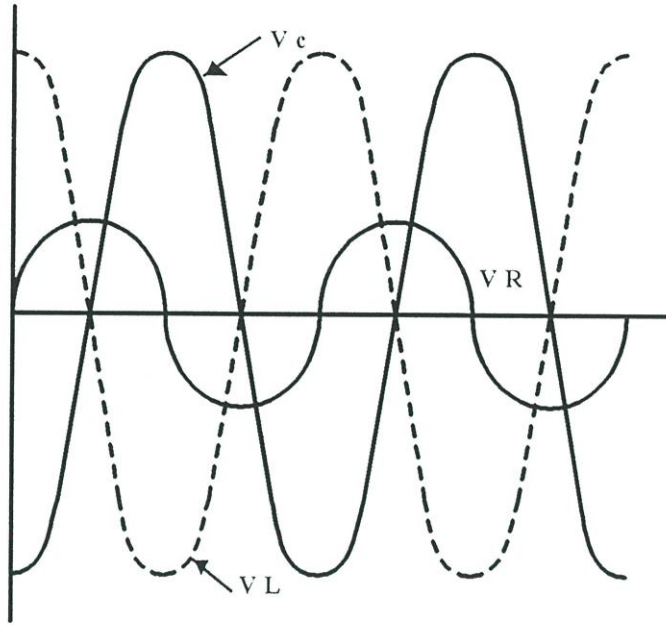
รูปที่ 2.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_C และ V_L กับความถี่ซึ่งจะพบว่า V_C และ V_L ที่จุดเรโซแนนซ์จะมีค่ามากกว่าแรงดันที่แหล่งจ่าย

2.6.1.3 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C

เมื่อนำรูปคลื่นสัญญาณของ V_R , V_C และ V_L ที่จุดเรโซแนนซ์มาพล็อตดังรูปที่ 2.36 ก) จะพบว่า V_L จะกลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน V_R จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_C และ V_L มีค่าเท่ากับศูนย์ จากที่กล่าวมานี้แสดงให้เห็นว่าการส่งพลังงานระหว่าง L และ C กลับไปกลับมาเมื่ออยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์



รูปที่ 2.25 (ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR เรโซแนนซ์



(ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R , V_C และ V_L ที่จุดเรโซแนนซ์

2.61.4 Q แฟกเตอร์ของวงจรอนุกรม LC

พิจารณาสมการ I , V_C , V_L

ที่จุดเรโซแนนซ์

$$I = \frac{V}{R}$$

$$V_L = I X_L \quad (2.47)$$

ดังนั้น

$$V_L = \frac{V * X_L}{R} \quad (2.48)$$

$$\frac{V_L}{V} = \frac{X_L}{R} \quad (2.49)$$

อัตราส่วน $\frac{V_L}{V}$ และ $\frac{V_C}{V}$ คือค่าควอลิตี้ (Quality) ของวงจรเรโซแนนซ์หรือค่า Q แฟกเตอร์นั่นเอง

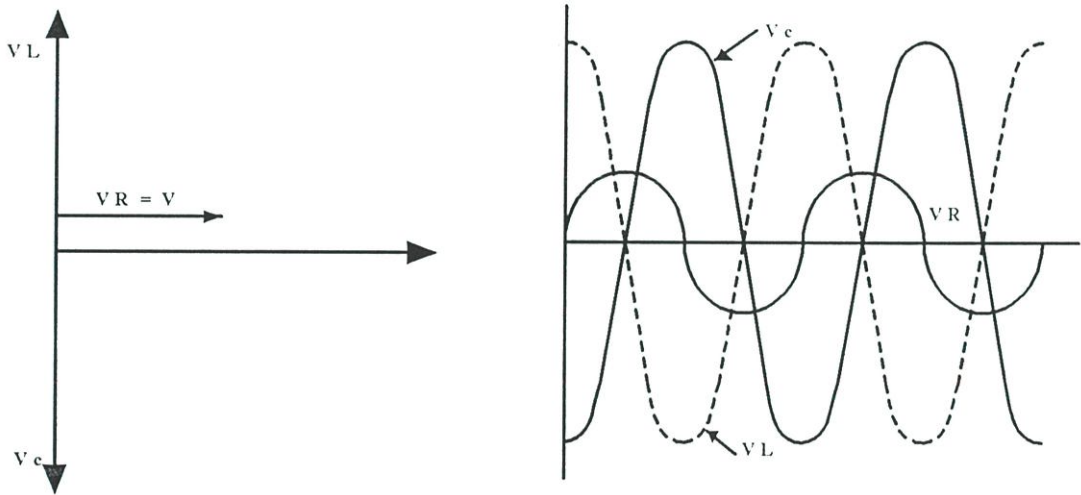
$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} \quad (2.50)$$

จากสมการพบว่าค่า Q แฟคเตอร์ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์สามารถเปลี่ยนเพิ่มได้เมื่อลดความต้านทานหรือโดยการเพิ่มอัตราส่วนของ L/C

2.6.2 เรโซแนนซ์ขนาน

วงจรเรโซแนนซ์ขนานแสดงไว้ได้ดังรูป 2.37 ค่าแอดมิแตนซ์(Admittance) ของวงจรมีค่า

$$Y = \frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} + j\frac{1}{X_C} \quad (2.51)$$



รูปที่ 2.26 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปคลื่นของกระแสที่จุดเรโซแนนซ์ของวงจร LCR ขนาน

ถ้าปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟไปกระทั่ง X_L และ X_C มีค่าเท่ากันค่าแอดมิแตนซ์จะมีค่า

$$Y = \frac{1}{R_p} \quad (2.52)$$

และค่าอิมพีแดนซ์มีค่า

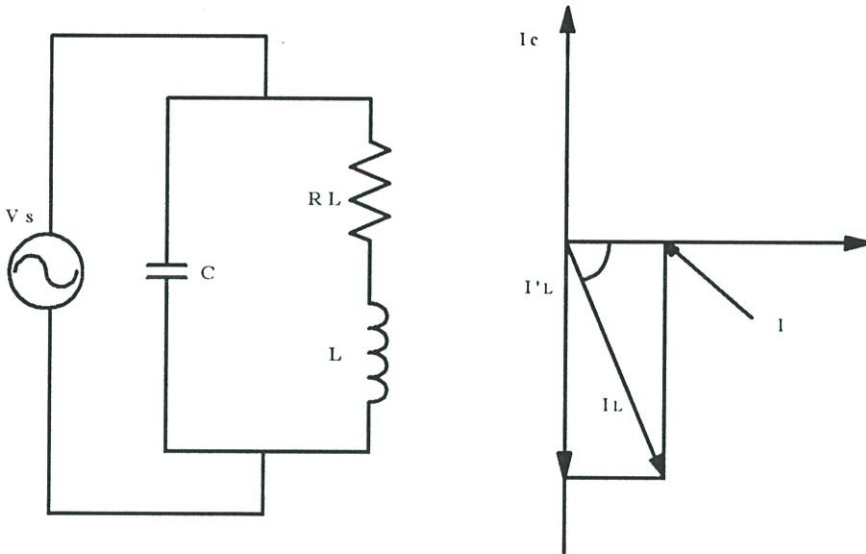
$$Y = \frac{1}{R_p} \quad (2.53)$$

กระแสจากแหล่งจ่ายมีค่า

$$I = \frac{V}{R_i} \quad (2.54)$$

กระแสที่ไหลผ่าน R จะมีมูอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย กระแสที่ไหลผ่าน L จะล่าหลังแรงดันไป 90 องศา ส่วนกระแสที่ไหลผ่าน C จะนำหน้าแรงดันอยู่ 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2.27 นั่นคือมีการส่งพลังงานกลับไปมาระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

เนื่องจากความเป็นจริงในตัวเหนี่ยวนำจะมีความต้านทานรวมอยู่ด้วยโดยทั่วไปที่ตัวเก็บประจุมีค่าความต้านทานอยู่น้อยมากจึงเขียนเป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 แสดงวงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน

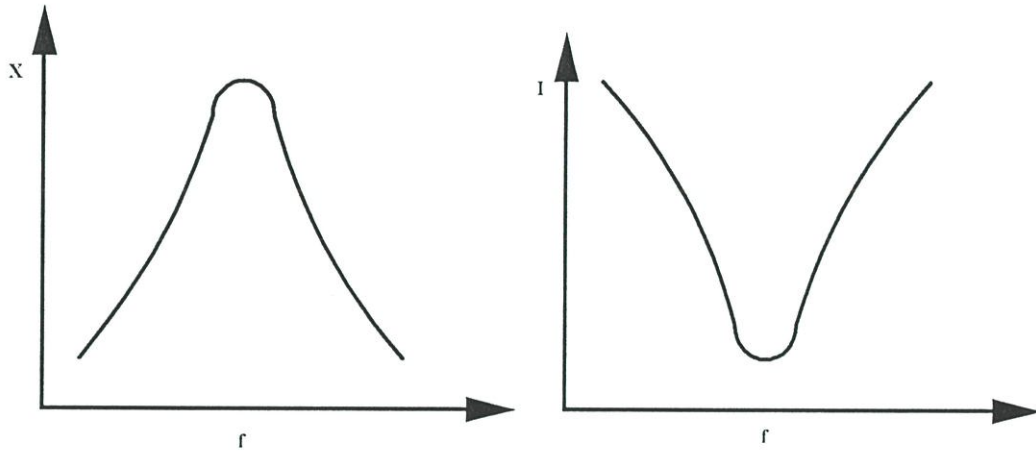
เนื่องจากในความเป็นจริงในตัวเหนี่ยวนำจะมีความต้านทานรวมอยู่ด้วยโดยทั่วไปที่ตัวเก็บประจุมีค่าความต้านทานอยู่น้อยมากจึงเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.16

$$Y = \frac{1}{R_L + jX_L + jX_C} \quad (2.55)$$

เพราะฉะนั้นที่จุดเรโซแนนซ์

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad (2.56)$$

$$Z = \frac{L}{CR_L} \quad (2.57)$$



ก) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่

ข) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 2.28 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่จากกราฟจะพบว่า วงจรขนาน LC จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์

2.6.2.1 Q แฟกเตอร์ของวงจรขนาน LC

จากรูปที่ 2.28 จะพบว่าผลรวมของกระแสที่ไหลในวงจรที่มีความถี่เรโซแนนซ์นั้นจะอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย (V) I จะมีค่าน้อยกว่า I_C และ I_L หลายเท่า ดังนั้นวงจรขนานเรโซแนนซ์ L_C จะมีค่าการขยายกระแสค่า Q แฟกเตอร์คือค่าอัตราส่วนของ I_C หรือ I_L ต่อค่ากระแสจากแหล่งจ่าย

2.6.2.2 ความถี่ที่จุดเรโซแนนซ์

จากค่า

$$X_c = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad (2.58)$$

ดังนั้น

$$X_c \approx X_L \quad (2.59)$$

ซึ่งค่าความถี่ที่จุดเรโซแนนซ์สำหรับวงจรขนาน LC เมื่อ $Q > 10$ คือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.60)$$

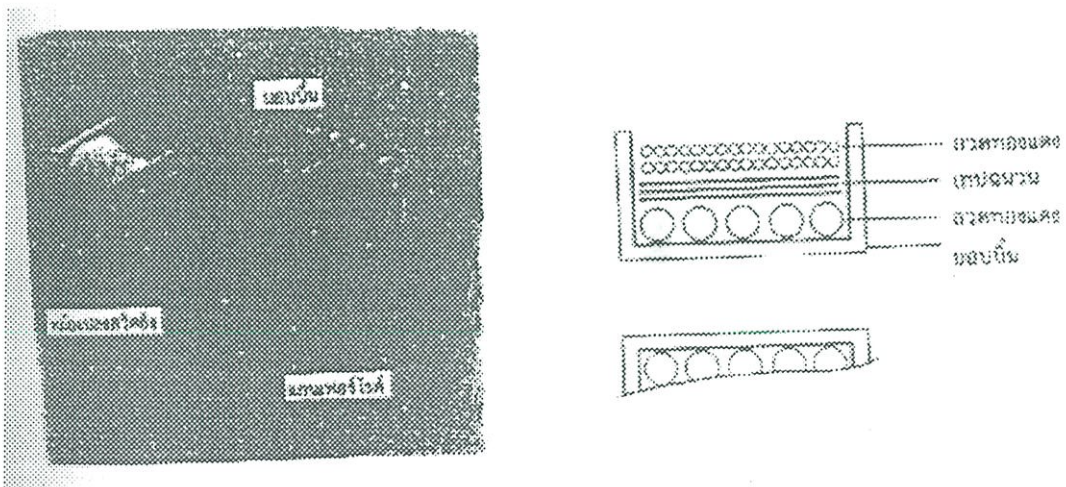
ในกรณีที่ $Q < 10$ ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่า

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR_L^2}{L}} \quad (2.61)$$

2.7 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง เพื่อความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรท์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการลดกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

2.7.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง



รูปที่ 2.29 (ก) แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง

(ข) การพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาบอบบิ้น

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) มีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีค่าสูงได้ถึง 130 โวลท์ ให้มีค่าต่ำที่เอาต์พุตและทำให้เกิดการแยกตัวกัน

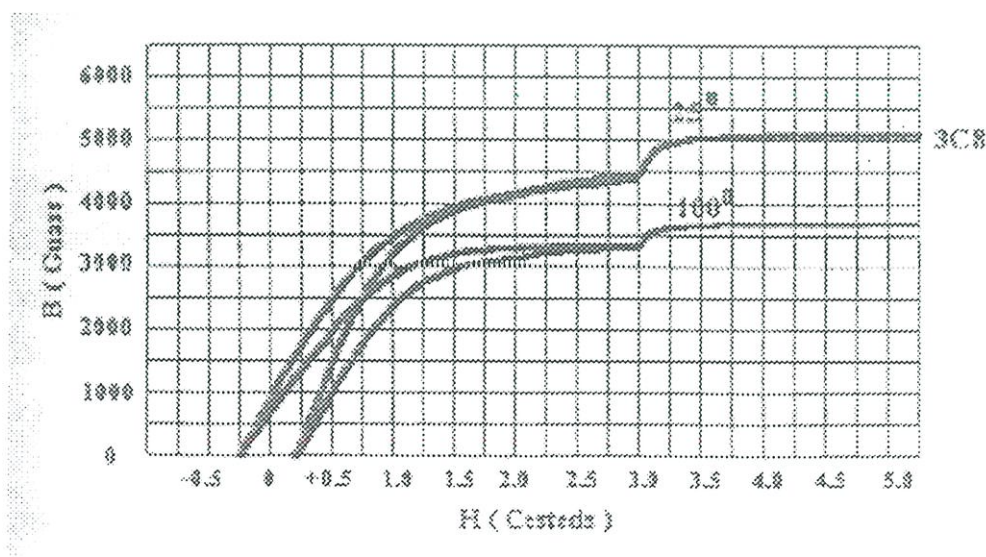
ทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ใช้ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบสำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.29 ดังรายละเอียดดังนี้

แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core) เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรท์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์ แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำบนแกนอากาศมากเฟอร์ไรท์มีค่าจุดอิ่มตัว ฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณช่วง 300-400 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ค่าความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์มากที่สุด เฟอร์ไรท์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานการออกแบบ

บอบบิ้น(Bobbin) หรือแบบพันร่องพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรท์สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรท์ได้ มาตรฐานบอบบิ้นจะมีขนาดตามขนาดแกนเฟอร์ไรท์

2.7.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรท์

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส(Hysteresis Curve)จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก(B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรท์แสดงดังรูปที่ 2.29 (ก) และ (ข) จะแสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรท์ของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับซึ่งผู้ผลิตโดยผู้ผลิต FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่งซึ่งมีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มน้อยมากแม้ว่าจะมีการเพิ่มของความเข้มฟลักซ์แม่เหล็ก H ก็ตาม



รูปที่ 2.30 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรท์เนื้อสารชนิด 3C8

2.7.3 การกำหนดความหนาแน่นฟลักซ์แม่สูงสุด

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบขดลวดไพมารี และขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{Vt}{N_p A_c} \times 10^8 \quad (2.62)$$

เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน หน่วยเป็น เกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดไพมารี หน่วยเป็น โวลท์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพมารี หน่วยเป็น รอบ

A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

t คือ ระยะเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น หน่วยเป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนขดลวดไพมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดไพมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงและทำให้หม้อแปลงส่งกำลังงานได้สูงขึ้น อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมที่ขดไพมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วและแรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมไอจีบีทีขณะที่กำลังนำกระแสสูงแทนทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดในแกนเฟอร์ไรท์ของหม้อแปลงในขณะใช้งานควรมีข้อกำหนด 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรท์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวในขณะที่ทำงาน
2. ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน จะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรท์ต่ำที่สุด

2.7.4 การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรท์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรท์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งซึ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรท์ที่มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรท์จะร้อนกำลังสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรท์ที่มีขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องพันขดลวดบนบอบบิ้น (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการนี้

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{14.7 \Delta B_{\max} f A_c A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.63)$$

โดยที่ ΔB คือค่าความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรท์ หน่วยเป็น เกาส์

f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรท์ หน่วยเป็นเฮิรตซ์

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรท์ หน่วยเป็นตารางเซนติเมตร

A_w คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น หน่วยเป็นตารางเซนติเมตร

D คือ ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไฟมารี หน่วยเซอร์ลาร์มิลต่อแอมป์

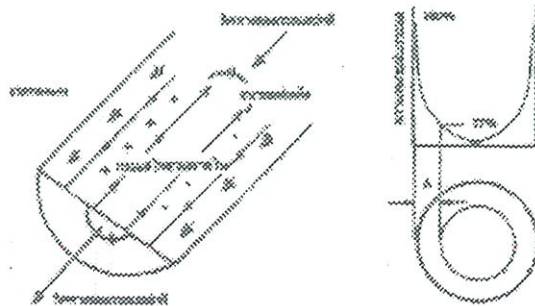
P คือ ค่ากำลังสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรท์ หน่วยเป็นวัตต์

ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ ดูได้จากกราฟ ส่วนค่าของ A_c และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลของผู้ผลิตที่ให้มา กับเฟอร์ไรท์ ค่าของ D กำหนดได้จากลวดทองแดงที่ใช้พัน

2.7.5 การกำหนดขนาดของขดลวด

ในขณะที่หม้อแปลงสวิตซ์ทำงานกระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งจะเป็ผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง ทำให้การสูญเสียในขดลวดมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงตัวซ้อนกันของขดลวดก็มิผลทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดได้เช่นกัน กำลังที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อนซึ่งสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดจึงต้องเหมาะสมเพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง(Skin Effect) ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่ภายในรอบ ๆ ตัวมันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกระแสไหลวน(Eddy Current) ภายในตัวขดลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลผ่านได้เฉพาะผิวของขดลวดทองแดงดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติไหลผ่านได้เฉพาะผิวทองแดง

ปริมาณของกระแสปกติจะยังมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในขดลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะจำกัดเพื่อนำกระแสของขดลวดทองแดงและมีผลเหมือนพื้นที่ผิวกระแสของขดลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่นำกระแสของขดลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

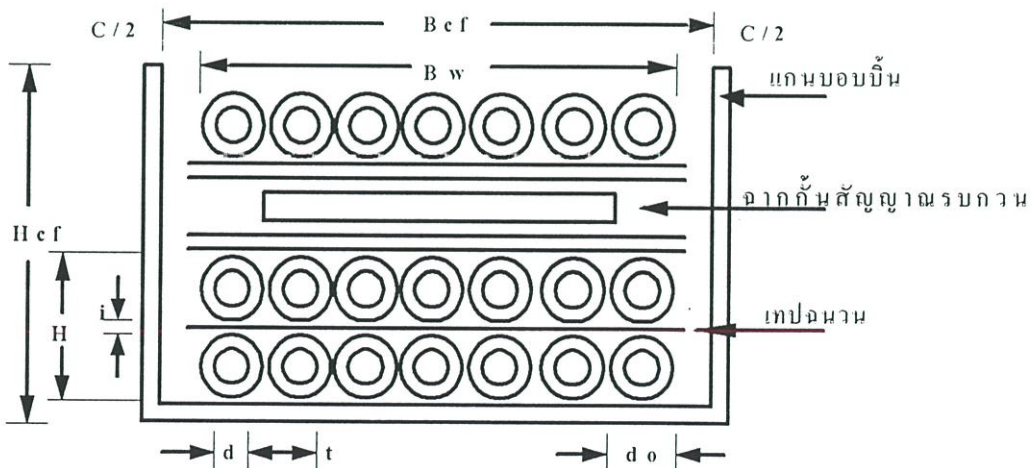
จากผิวของขดลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อทองแดงจนถึงจุดที่มีความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้นเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาของผิวนำกระแสขดลวดทองแดง (Skin Depth) ดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.32 ความหนาแน่นของผิวกระแสนี้ค่าขึ้นกับความถี่และทองแดงที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวกระแสนี้จะมีค่า

$$\Delta = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad (\text{มิลลิเมตร}) \quad (2.64)$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาแน่นผิวกระแส มีหน่วยเป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส มีหน่วยเป็น กิโลเฮิร์ตซ์

รูปที่ 2.31 ข) แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นที่ผิวกระแส คือระยะที่ความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด การเลือกขนาดทองแดงและการพันหม้อแปลงสวิตซ์ตามวิธีของ J. Jongsma ซึ่งได้สรุปข้อในการพันหม้อแปลงสวิตซ์ด้วยขดลวดทองแดงเพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดลวดน้อยที่สุดไว้ดังนี้คือ



รูปที่ 2.32 แสดงการกำหนดค่าต่าง ๆ ในการพันหม้อแปลงสวิตซ์ตามวิธีของ Jongsma เมื่อการพันหม้อแปลงด้วยลวดทองแดงดังรูปที่ 2.46 โดยกำหนดให้

$$T = \frac{b_w}{N} \quad (2.65)$$

$$\Delta = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad \text{ที่ } 100^\circ\text{C} \quad (2.66)$$

- เมื่อ
- N คือ จำนวนรอบของขดลวดทองแดง
 - b_w คือ จำนวนที่สามารถใช้พื้นที่ขดลวดทองแดงได้
 - B_{CF} คือ ความกว้างของบอบบิ้น
 - C คือ ระยะห่างที่จำเป็น (Creepage)
 - d คือ ขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดทองแดง
 - d_0 คือ ขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางเมื่อรวมฉนวนเคลือบ
 - H คือ ความสูงของขดลวดทองแดง
 - H_{CF} คือ ความสูงของขดลวดทองแดงทั้งหมดคงที่บอบบิ้นจะรับได้
 - I คือ ความหนาแน่นของเทปฉนวน
 - t คือ ระยะห่างระหว่างขดลวดทองแดง

1. ถ้าอัตราส่วน $t/\Delta > 2$ การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบภายในชั้นเดียว (Sing Layer) จะเกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงน้อยที่สุด แต่ในกรณีพันแทรกกลางเมื่อค่า $t/\Delta > 6$ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบภายในครึ่งชั้น (Half Layer) จะเกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงน้อยที่สุด

2. ถ้าอัตราส่วน $t/\Delta > 2$ การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบสามารถพันได้มากกว่าหนึ่งชั้น แต่จำนวนชั้นยิ่งน้อยยิ่งดี การสูญเสียจะน้อยตามไปด้วย

3. กรณีการพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบตามจำนวนชั้นการพันลวดทองแดงแบบเว้นระยะห่าง ๆ เท่ากัน (Spaced Winding) ค่าความต้านทานที่กระแสของขดลวดน้อยกว่าการพันขดลวดทองแดงให้เรียงชิดกันแต่ในกรณีที่พันลวดทองแดงให้ได้ครบตามจำนวนรอบมีจำนวนมีจำนวนชั้นได้เพียงชั้นเดียวหรือน้อยกว่า ต้องลวดทองแดงให้เรียงชิดกันเท่านั้น

การเลือกขนาดของขดลวดทองแดง

1. ให้คำนวณค่าประมาณเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดทองแดงจาก

$$d_{id} = \left[\frac{14.4b_w}{Nf} \right]^{1/3} \quad \text{มิลลิเมตร} \quad (2.67)$$

เมื่อ d_{id} คือ ค่าจำนวนของเส้นผ่านศูนย์กลางขดลวดทองแดง หน่วยเป็น มิลลิเมตร
 b_w คือ ค่าระยะสำหรับพันขดลวดทองแดงบนบอบบิ้น หน่วยเป็น มิลลิเมตร
 N คือ จำนวนรอบของขดลวดทองแดง หน่วยเป็น รอบ
 f คือ ความถี่ในการทำงานของหม้อแปลง หน่วยเป็น กิโลเฮิร์ตซ์

2. เลือกขนาดขดลวดทองแดงที่มีผลติดจริงให้มีค่าใกล้เคียงกับที่คำนวณ d_{id} มากที่สุด บันทึกค่า d_0, d, t_{min} และ R_{dc} เอาไว้

3. คำนวณจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่จะได้เมื่อพันครบจำนวนรอบจากค่า t_{min} ในข้อที่ 2 ดังนี้

$$P_{id} = \frac{N}{\left[\frac{b_w}{t_{min}} - 1 \right]} \quad (2.68)$$

3.1 ถ้าค่าจำนวนชั้น $P_{id} \geq 1$ ขนาดของขดลวดทองแดงที่เลือกมายังไม่ใช้ได้ ให้เลือกขนาดขดลวดทองแดงใหม่โดยเปลี่ยนไปใช้วิธีคำนวณในกรณีที่จำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือครึ่งชั้น

3.2 ปัดเศษจำนวนชั้น P_{id} ที่คำนวณได้(ถ้ามี) ให้เป็นจำนวนเต็มโดยให้ปัดขึ้นหรือให้ได้อจำนวนชั้นเป็นจำนวนเต็ม P

4. คำนวณระยะห่างขดลวดในชั้น (Winding Pitch) ในการพันขดลวดระยะห่างระหว่างรอบจะกำหนดได้จากค่า t ที่คำนวณได้ดังนี้

$$t = \frac{Pb_w}{(N + P)} \quad (2.69)$$

5. เลือกค่าความหนาแน่นของเทปฉนวน เพื่อรอบพันในแต่ละชั้นความสูงของขดลวดบนบอบบิ้นเมื่อพันครบรอบจะมีค่าเท่ากับ

$$H_{id} = P(d_0 + i) \quad (2.70)$$

6. คำนวณค่าอัตราส่วน F_R ได้จาก

$$F_R = 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{d}{d_{id}} \right)^6 \quad (2.71)$$

7. คำนวณค่าความต้านทานที่กระแสสลับต่อหน่วยความยาว (R_{ac}) จาก

$$R_{ac} = F_R R_{dc} \quad (2.72)$$

เมื่อ R_{ac} คือ ค่าความต้านทานกระแสตรงต่อหน่วยความยาวลวดทองแดง

8. ดังนั้นการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด P_w จะมีค่า

$$P_w = CI^2 rms N l_{av} R_{ac} \quad \text{วัตต์} \quad (2.73)$$

เมื่อ C คือค่าตัวคูณเท่ากับ (กรณีเป็นการพันขดลวดแบบธรรมดา) และเท่ากับ 2 (กรณีเป็นการพันขดลวดแบบแยกส่วนพัน)

I_{rms} คือค่ากระแส RMS ที่ผ่านขดลวด หน่วยเป็น แอมป์

l_{av} คือค่าเฉลี่ยของความยาวของขดลวดต่อรอบ หน่วยเป็นเมตร

กรณีจำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือเพียงครึ่งชั้น

1. กำหนดจำนวนชั้น P ให้เท่ากับ 1
2. คำนวณค่าระยะระหว่างรอบ

$$t = \frac{P b_w}{(N + P)} \quad (2.74)$$

3. เลือกขนาดของขดลวดจากตารางในผนวก ให้มีค่า $t_{min} \leq t \leq (t_{max})$ มีค่ามากที่สุด ในตารางที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ t บันทึกค่า d , d_o , R_{dc} และให้กำหนดค่าความหนาของเหล็กฉนวน l เอาไว้ด้วย

4. คำนวณค่าความสูงของขดลวดเมื่อพันครบจำนวนรอบจาก

$$H_{id} = P(d_0 + i) \quad (2.75)$$

5. คำนวณค่า ϕ จาก
$$\phi = \sqrt{\frac{0.124fd^3}{l}} \quad (2.76)$$

(ถ้า f เป็นกิโลเฮิรตซ์ d และ l มีหน่วยเป็นมิลลิเมตร)

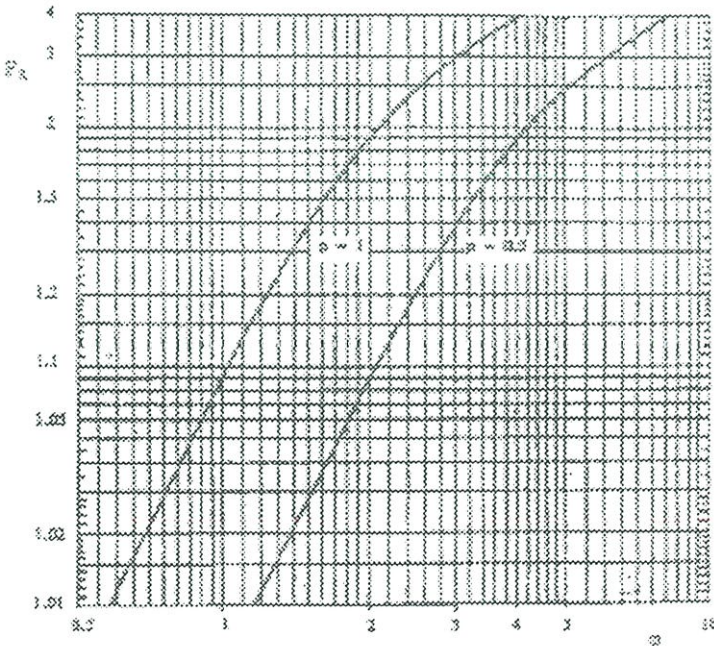
6. หาค่าอัตราส่วน F_G ได้จากกราฟที่ตัดกันในรูปแบบที่ 2.45 โดยใช้ค่า ϕ ที่คำนวณได้จากข้อที่ 5 กรณีที่ค่า F_R เกินจากที่แสดงไว้ในกราฟ ให้กำหนดค่า $F_R = P_\phi$

7. คำนวณค่า R_{ac} จาก $R_{ac} = F_R R_{dc}$

8. คำนวณกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดได้จาก

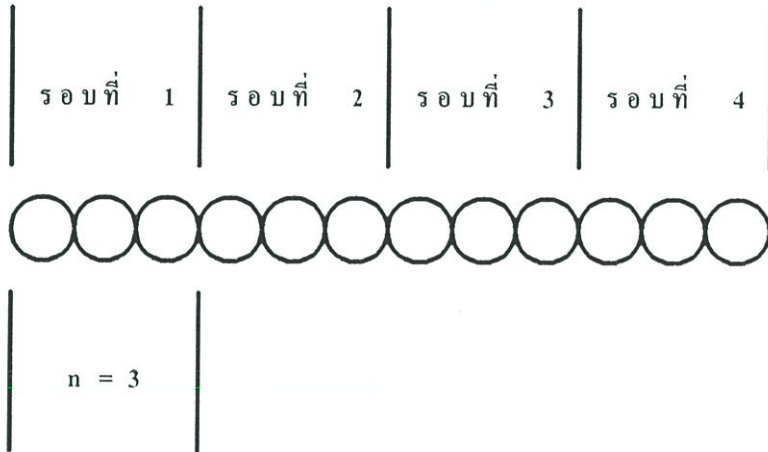
$$P_w = CI^2 r_{ms} N l_{en} R_{ac} \quad (2.77)$$

หมายเหตุ ถ้าเป็นการพัฒนาขดลวดแบบแทรกกลางในกรณีที่ค่า ϕ ที่คำนวณได้ในข้อที่ 5 มีค่าเท่ากับ 4 หรือมากกว่า อาจเลือกใช้การพันแบบครึ่งชั้นซึ่งจะให้ค่า R_{ac} ใกล้เคียงกัน แต่ขนาดของขดลวดทองแดงที่ใช้จะมีค่าลดลงครึ่งหนึ่งอาจจะพันขดลวดทองแดงได้ง่ายกว่า ในกรณีนี้ให้คำนวณแบบเดียวกันโดยเริ่มจากข้อที่ 1 และเปลี่ยน $P = 0.5$ แทน



รูปที่ 2.33 แสดงค่าความสัมพันธ์ของ F_R และ ϕ สำหรับการพันขดลวดในกรณีขดลวด

มีจำนวนเท่ากับ 1 ชั้น และ $1/2$ ชั้น ส่วนค่า F_R ที่มากกว่า 4 ให้กำหนด $F_R = P_{cp}$ การพันขดลวดโดยใช้ทองแดงขนาดเท่ากันเพื่อลดความต้านทานของขดลวดทองแดงลงไปอีกโดยใช้ทองแดงมาขนานกันแล้วพันให้ได้ครบตามจำนวนรอบนั้น ทำได้โดยรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 แสดงการพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน

($n = 3$ เส้น และพันครบจำนวน 4 รอบ)

การใช้ลวดทองแดงขนานกันนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับ การพันลวดทองแดงเพียงเส้นเดียวจะทำให้ค่าความต้านทานที่กระแสดลัดของขดลวดและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงลดลงประมาณ $n^{1/3}$ แต่ความสูงจะเพิ่มขึ้นประมาณ $n^{1/3}$ ด้วยเมื่อ n คือจำนวนเส้นลวดทองแดงขนานกัน โดยทั่วไปการขนานลวดทองแดง 2 เส้นจะลดค่าความต้านทานที่กระแสดลัดที่ขดลวดลงไปได้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ แต่ความสูงของขดลวดทองแดงจะมีค่าเพิ่มขึ้นที่ประมาณ 25 เปอร์เซ็นต์ด้วย การขนานลวดทองแดง 3 เส้น จะลดค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 45 เปอร์เซ็นต์เช่นกัน การขนานขดลวดทองแดงมากกว่า 3 เส้นมักไม่นิยมทำกัน เพราะจะพันขดลวดได้ลำบากหรือทำให้ขดลวดสูงเกินกว่าที่จะพันบนแกนบอบบิ้นได้ การพันขดลวดทองแดงแบบขนานกันทำได้ดังนี้

1. เลือกจำนวนลวดทองแดงขนาด $= n$ เส้น (ปกติจะใช้เพียง 2 หรือ 3 เส้นเท่านั้น)
2. ทำตามขั้นตอนที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อการเลือกขนาดลวดทองแดง โดยคิดจำนวนรอบ N มีค่า $N = nN$ รอบ 5 ถ้าจำนวนชั้น $P_{id} = 1$ ให้ใช้วิธีเลือกขนาดจากกรณีที่จำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือครึ่งชั้นแทนโดยคิดให้จำนวนรอบ $N = nN$ รอบเช่นกัน
3. ค่า R_{ac} ที่คำนวณได้ให้หารด้วย n เพื่อให้ค่า R_n ของขดลวดทองแดงแทน

4. คำนวณค่ากำลังสูญเสียในขดลวดจากค่า R_{ac} ของขดลวดทองแดงขนานกันจาก

$$P_w = \frac{CI^2 rms N_{ac} R_{ac}}{n} \quad (2.78)$$

2.7.6 อุณหภูมิหม้อแปลงสวิตชิง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงจะถือได้ว่าประสบความสำเร็จ ถ้าในที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังโหลดได้สูงสุดแล้วหม้อแปลงไม่ร้อน (อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงานไม่ควรเกิน 80 องศาเซลเซียส) หม้อแปลงจะร้อนเนื่องจากมีกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสูง ซึ่งเกิดจากกำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดงของหม้อแปลงเป็นการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรท์ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นขณะการใช้งานเนื่องจากการสูญเสียในหม้อแปลงอาจคำนวณได้จากสมการ

$$\Delta T = \frac{23.5(P_w + P_c)}{\sqrt{A_c A_w}} \quad (2.79)$$

เมื่อ ΔT คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้องมีหน่วยเป็นองศาเซลเซียส

P_w คือ กำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดง หน่วยเป็นวัตต์

P_c คือ กำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรท์ หน่วยเป็นวัตต์

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ หน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร

A_w คือ ขนาดช่องพันขดลวดของบอบบิ้น หน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร

(ค่า ΔT ที่ได้รับจากสมการที่(2.79) เป็นค่าโดยประมาณ ซึ่งจะให้ใกล้เคียงกับค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจริง ถ้า ΔT มีค่าอยู่ในช่วง 20 – 50 องศาเซลเซียส)

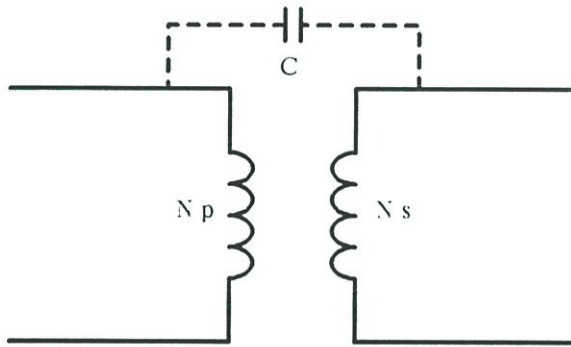
เพื่อไม่ให้อุณหภูมิของหม้อแปลงมีค่าสูงเกินไปและเป็นข้อพิจารณาในการเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์กับการเลือกขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม การกำหนดค่ากำลังงานสูงสุดในหม้อแปลงจึงควรทำเป็นอันดับแรกในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง

2.7.7 ฉากกั้น RFI และ EMI

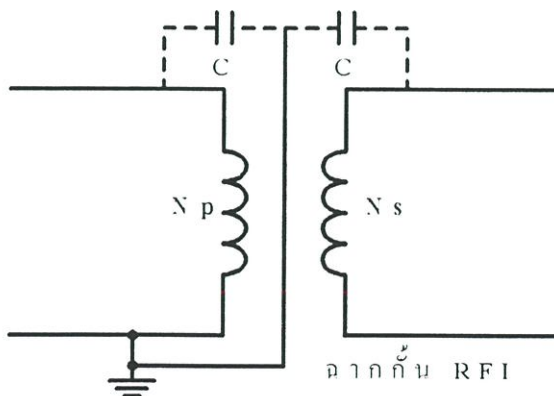
ฉากกั้น RFI หรือ Faraday Screen เพิ่มเข้ามาในหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อป้องกันการเกิดกระแส RF ไหลผ่านไพลารีและเซคันดารีในหม้อแปลงเนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจจะเกิดตัวเก็บประจุแฝงคร่อมระหว่างขดไพลารีและเซคันดารี ดังรูปที่ 2.46(ก) ฉากกั้น RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ที่เกิดขึ้นไหลลงกราวด์ โดยฉากกั้นจะแบ่งตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนแล้วต่อลงกราวด์ดังรูปที่ 2.46(ข) ฉากกั้น RFI สามารถทำได้โดยใช้แผ่นตัวนำบาง ๆ และมีขนาดความกว้างเท่ากับระยะพันขดลวดบนบอบบิ้นเพื่อคุมขดลวดทั้งหมดบนแกน เพื่อแยก

สนามไฟฟ้าระหว่างขดไพมารีและเซคันดารีออกจากกัน พันให้ครอบรอบโดยที่ปลายของฉากกัน RFI ต้องให้มีกรงเหล็กที่เล็กน้อยที่สุดเพื่อลดค่าตัวเก็บประจุในฉากกัน ซึ่งเกิดจากการเหลื่อมกันที่ปลายรอบและให้ใช้ฉนวนรองระหว่างจุดเริ่มต้นและจุดปลายไว้เพื่อป้องกันการเชื่อมถึงกันทางไฟฟ้าที่จุดเริ่มต้นและจุดปลายของฉากกันด้วยฉากกัน RFI จะต้องต่อลงกราวด์เพื่อให้กระแส RF ไหลข้ามระหว่างได้ และเป็นการลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน RFI

การแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างฉากกัน RFI และกราวด์เพื่อป้องกันอันตรายทางไฟฟ้าอาจทำได้ด้วยการต่อตัวเก็บประจุค่าต่ำ ๆ (ประมาณ 0.01 uF 2 kv) คั่นไว้ระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ ดังรูปที่ 2.35 (ค)

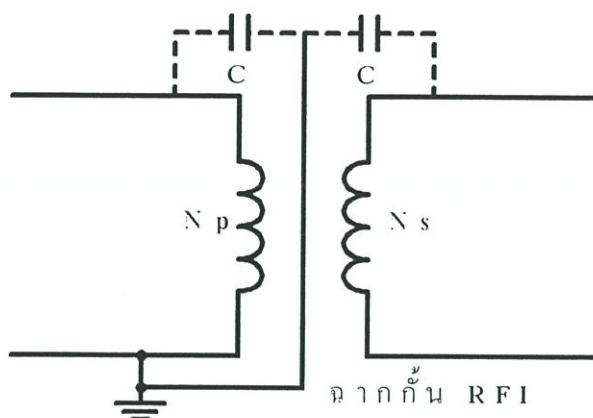


รูปที่ 2.35(ค) หม้อแปลงที่ไม่มีฉากกัน RFI จะเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดไพมารีและเซคันดารีและเป็นทางผ่านของกระแส RF ได้



รูปที่ 2.35 (ข) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านกระแส RF ไหลลงกราวด์ โดยแบ่งครึ่ง

ตัวเก็บประจุออกเป็นสองส่วนและต่อลงกราวด์



รูปที่ 2.35(ค) ตัวเก็บประจุ C_3 ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้า

เนื่องจากฉากรกัั้น RFI เป็นตัวนำและจะเกิดการสูญเสียขึ้นจากกระแสไหลวนขณะหม้อแปลงทำงานได้ ดังนั้นฉากรกัั้น RFI จึงควรทำจากแผ่นตัวนำที่มีค่าความต้านทานสูง ๆ เช่น Phosphorbronze(CUSn8) หรือ Manganin และควรมีความหนาแน่นและควรมีความหนาแน่นไม่น้อยที่สุด (แต่มาตรฐาน UL - 1244 กำหนดความหนาแน่นต่ำสุดไว้ที่ 0.15 มิลลิเมตร ซึ่งจะต้องพิจารณาประกอบกันด้วย)

ฉากรกัั้น EMI (Electromagnetic Screen) ทำไว้เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ได้มากที่สุดของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งก็คือช่องอากาศชั้นในแกนเฟอร์ไรท์

การลดสัญญาณรบกวน EMI จะทำได้โดยใช้แผ่นทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ ของความกว้างบอบบิ้นพันรอบแกนเฟอร์ไรท์เพื่อทำฉากรกัั้น EMI คู่มช่องอากาศกัั้นเอาไว้ ดังรูปที่ 2.47 และบัดกรีเชื่อมจุดเริ่มต้นและจุดปลายเข้าด้วยกัน วิธีนี้สามารถการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ได้ถึง 12 dB

ในทางตรงกันข้ามกับฉากรกัั้น RFI ฉากรกัั้น EMI ควรมีค่าความต้านทานไฟฟ้าน้อยที่สุด ดังนั้นการใช้แผ่นทองแดงจึงค่อนข้างเหมาะสมและควรมีความหนาแน่นไม่ต่ำกว่า 0.25 มิลลิเมตรขึ้นไป

ภายในประกอบด้วยรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปขนาด 8 บิต จำนวน 32 ตัว ซึ่งแต่ละตัวจะต่อเข้ากับ ALU โดยตรง ทำให้การประมวลต่อ 1 คำสั่งมีความเร็วกว่า CPU ที่มีสถาปัตยกรรมแบบ CISC

โครงสร้างภายใน

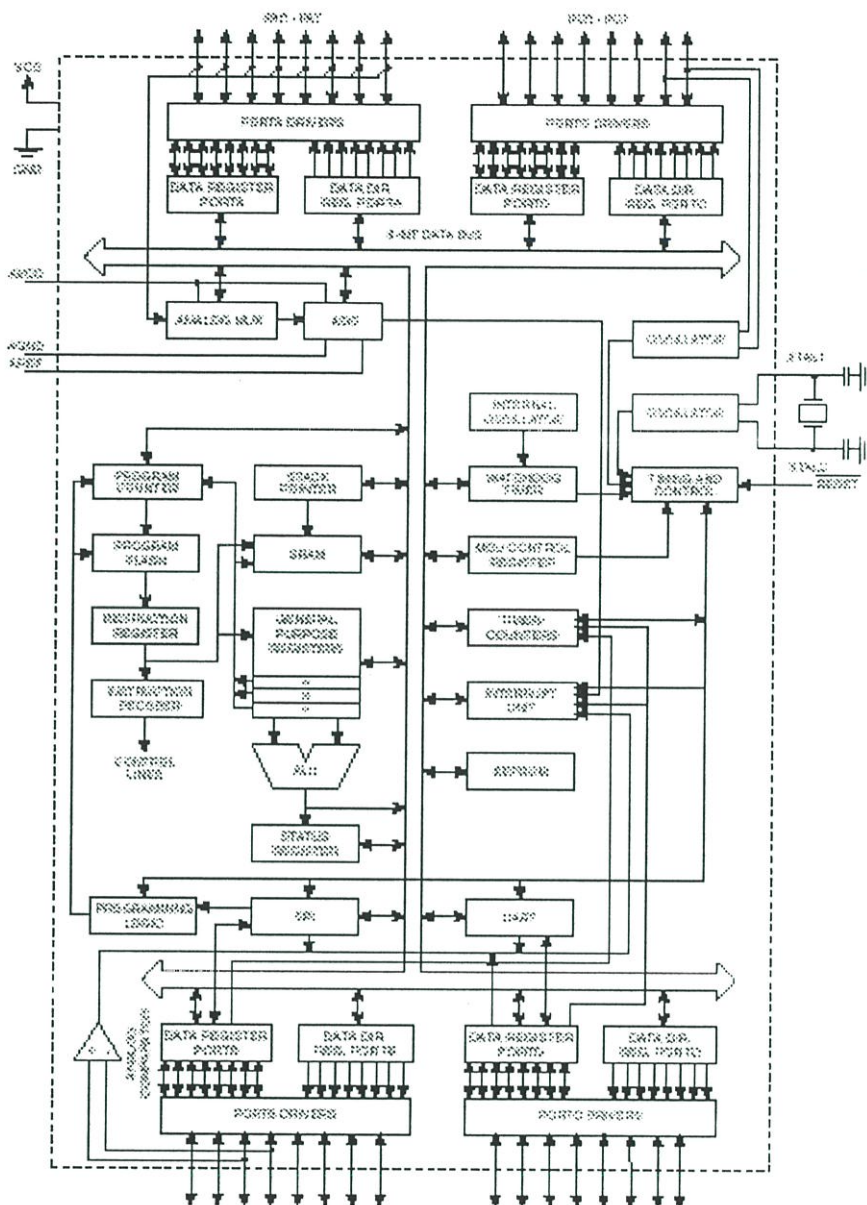
AT90S8535 จะมีหน่วยความจำสำหรับ PROGRAM MEMORY แบบ FLASH ขนาด 8 KByte หน่วยความจำสำหรับ DATA MEMORY แบบ EEPROM ขนาด 512 Byte และหน่วยความจำแบบ RAM ขนาด 512 Byte มีพอร์ตที่สามารถทำงานได้ 2 ทิศทาง จำนวน 32 เส้นสัญญาณ และระบบ TIME/COUNTER จำนวน 3 ชุด ที่มีโหมดการทำงานเสริมในส่วนของ การสร้างสัญญาณ PWM และส่วนของการตรวจจับสัญญาณ Input Capture มีอุปกรณ์สื่อสารข้อมูลอนุกรมแบบ UART และ SPI และยังมีเสริมด้วยระบบการแปลงสัญญาณ Analog to digital ขนาด 10 บิต จำนวน 8 ช่องสัญญาณที่มาพร้อมกับ MCU มี Watch dog Timer เพื่อตรวจสอบการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์และมีระบบการประหยัดพลังงานอีก 3 ระบบ

ข้อแตกต่างระหว่าง AT90S4434 และ AT90S8535

AT90S4434 มีหน่วยความจำแบบ FLASH ขนาด 4 KByte และหน่วยความจำแบบ EEPROM, RAM ขนาด 256 Byte

AT90S8535 มีหน่วยความจำแบบ FLASH ขนาด 8 KByte และหน่วยความจำแบบ EEPROM, RAM ขนาดละ 512 Byte

BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 2.38 โครงสร้างภายใน

รายละเอียดของขาสัญญาณ

Vcc

ขาค่ายไฟให้กับ CPU

GND

กราวด์

Port A (PA7..PA0)

เป็นพอร์ต 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต โดยสามารถกำหนดให้แต่ละขาของพอร์ตสามารถ PULL UP ภายในแยกจากกัน ซึ่งสามารถรับกระแส SINK 20 mA โดยพอร์ต A ยังใช้เป็นขาอินพุตเพื่อรับสัญญาณอนาล็อกในส่วนของการแปลงสัญญาณ ANALOG TO DIGITAL

Port B (PB7..PB0)

เป็นพอร์ต 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต โดยสามารถกำหนดให้แต่ละขาของพอร์ตสามารถ PULL UP ภายในอิสระแยกจากกัน ซึ่งแต่ละขาสามารถรับกระแส SINK ได้ 20 mA โดยในแต่ละขาสัญญาณจะถูกใช้งานในฟังก์ชันอื่น ๆ อีก

Port C (PC7..PC0)

เป็นพอร์ต 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต โดยสามารถกำหนดให้แต่ละขาสัญญาณสามารถ PULL UP ภายในอิสระแยกจากกัน ซึ่งแต่ละขาสามารถรับกระแส SINK 20 mA และยังสามารถนำไปใช้งานอื่น ๆ อีก

Port D (PD7..PD0)

เป็นพอร์ต 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต โดยสามารถกำหนดให้แต่ละขาสัญญาณสามารถ PULL UP ภายในอิสระแยกจากกัน ซึ่งแต่ละขาสามารถรับกระแส SINK 20 mA และยังสามารถใช้งานอื่น ๆ อีก
RESET

ขารีเซ็ต

XTAL1

เป็นขาอินพุตของ OSC

XTAL2

เป็นขาเอาต์พุตของ OSC

Avcc

ใช้จ่ายไฟให้กับวงจร Analog to Digital ที่อยู่ภายใน MCU

AREF

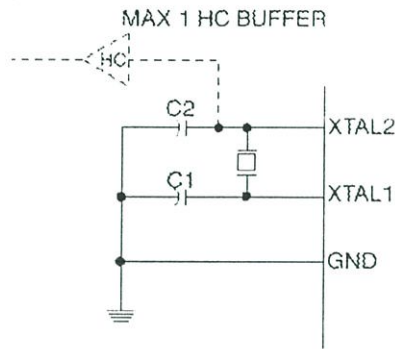
เป็นขาแรงดันอ้างอิงที่ใช้งานในส่วน of วงจร Analog to Digital

AGND

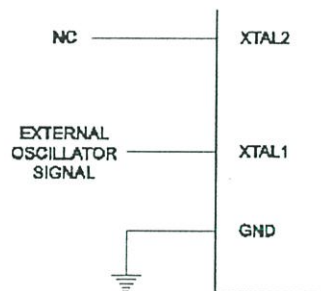
ขากราวด์ของวงจร Analog to Digital

การใช้งาน CRYSTAL OSCILLATOR

โดยขา XTAL1 เป็นขาอินพุต และขา XTAL2 เป็นขาเอาต์พุต ซึ่งถ้าต้องการใช้ OSC ภายในจะต้องต่อ CRYSTAL คร่อมขา XTAL1 และ XTAL2 โดยมี CAPACITOR ต่อจากขาทั้ง 2 ลงกราวด์ ถ้าต้องการ OSC จากภายนอก ให้ปล่อยขา XTAL2 ลอย และป้อน CLOCK เข้าที่ขา XTAL1 ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 1 และรูปที่ 2



รูปที่ 2.39 การใช้ OSC ภายใน MCU

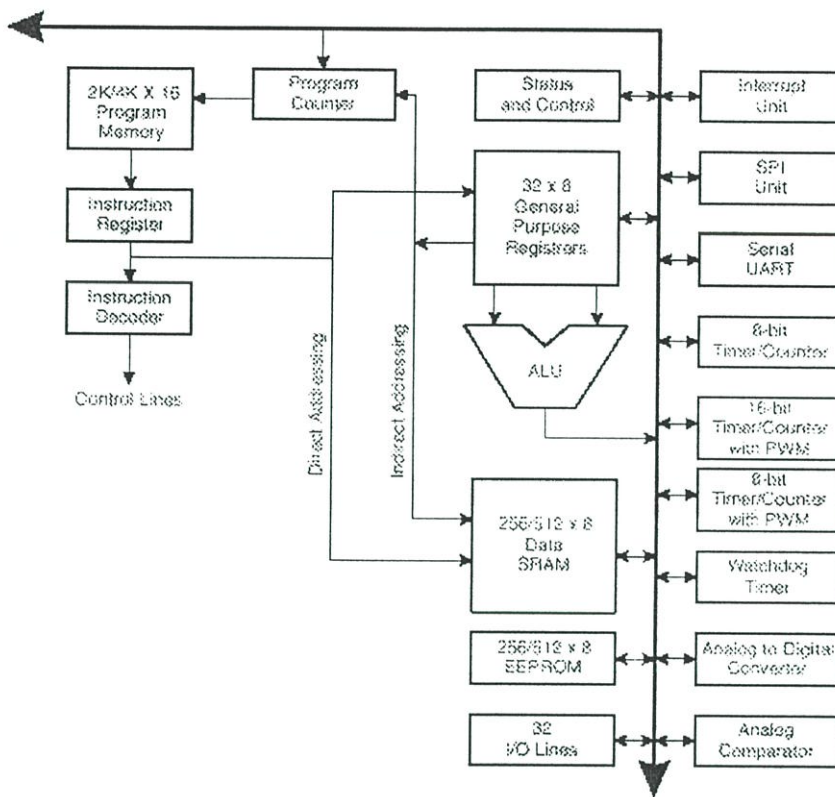


รูปที่ 2.40 การใช้ OSC จากภายนอก MCU

สถาปัตยกรรมภายใน

โครงสร้างภายในจะประกอบด้วยรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปขนาด 8 บิต จำนวน 32 ตัว ที่สามารถเข้าถึงข้อมูลได้ใน 1 Clock ซึ่งหมายความว่า MCU สามารถจัดการข้อมูลภายในรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปได้เสร็จภายใน 1 Clock ของสัญญาณนาฬิกา

โดยรีจิสเตอร์ R26-R31 เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต จำนวน 6 ตัว สามารถจับคู่เพื่อใช้เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต 3 ตัว โดยใช้ชื่อว่ารีจิสเตอร์ X, Y และ Z

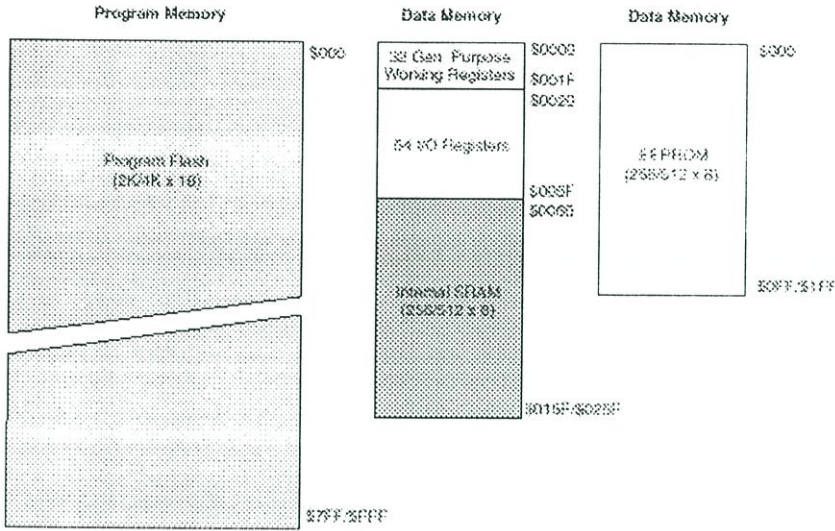


รูปที่ 2.41 แสดงสถาปัตยกรรมแบบ RISC ของ AT90S4434/8535

ALU จะสนับสนุนการกระทำทางคณิตศาสตร์และลอจิก ระหว่าง รีจิสเตอร์กับรีจิสเตอร์ หรือระหว่างรีจิสเตอร์กับค่าคงที่ ซึ่งการเรียกใช้รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป สามารถกระทำได้โดยการอ้างหน่วยความจำภายใน ที่ตำแหน่ง S00-S1F จำนวน 32 ตำแหน่ง และใน MCL ได้จัดแบ่งให้รีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมการทำงานของหน่วยอินพุตและเอาต์พุตต่าง ๆ อีก 64 ตำแหน่ง โดยสามารถเรียกใช้งานได้โดยการอ้างตำแหน่งหน่วยความจำที่ตำแหน่ง S20-S5F

ระบบการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้หลักการออกแบบของ HAVARD ด้วยการแยกระบบบัสของ PROGRAM และ DATA ออกจากกัน โดยโปรแกรมจะมีการประมวลผลด้วย SINGLE LEVEL PIPELINING ซึ่งทำให้ CPU สามารถ Fetch และ Execute คำสั่งได้ภายใน 1 คาบเวลา

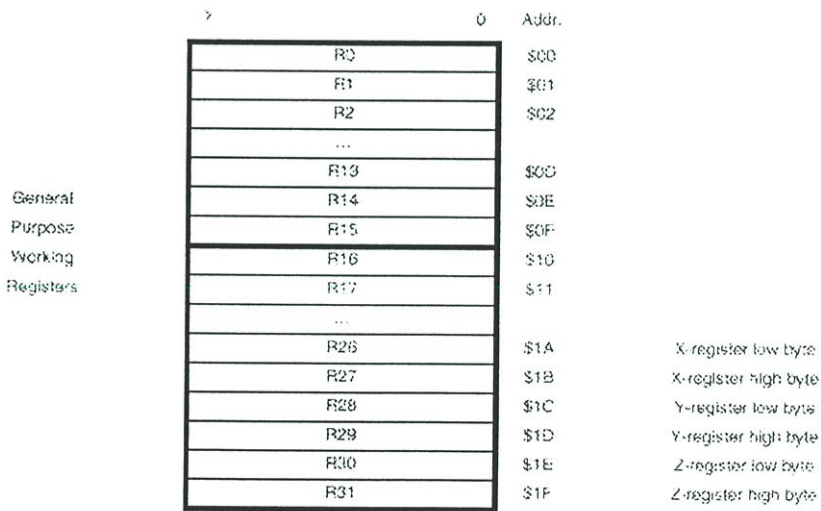
ด้วยคำสั่ง JUMP และ CALL แบบ RELATIVE ที่สามารถกระโดดข้ามการทำงานได้ไกลถึง 2K/4K ซึ่งใน 1 คำสั่งจะใช้รหัสการทำงาน 16 Bit หรือ 1 WORD โดยทุกครั้งที่มีการอินเตอร์รัพท์หรือการข้ามไปทำงานในโปรแกรมย่อยค่าของ PROGRAM COUNTER(PC) จะถูกเก็บลง STACK ซึ่งจะใช้พื้นที่หน่วยความจำใน SRAM บางส่วนเพื่อทำเป็นพื้นที่ของ STACK



รูปที่ 2.42 โครงสร้างของหน่วยความจำ

รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

โครงสร้างของรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปทั้ง 32 ตัว แสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 2.43 แสดงโครงสร้างของรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

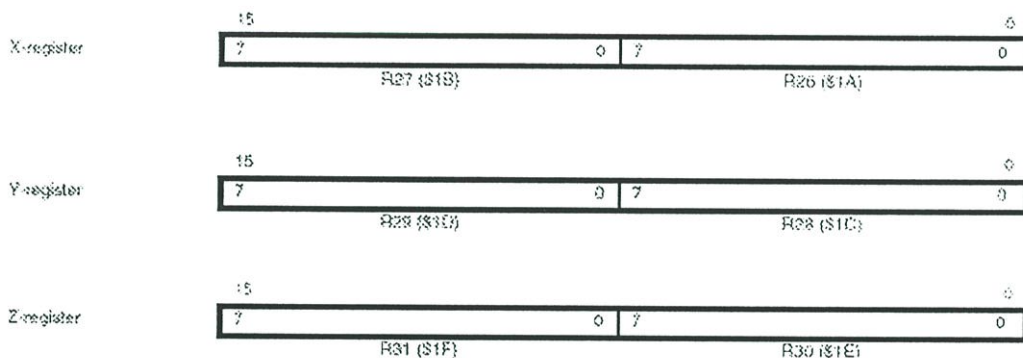
รีจิสเตอร์ทั้งหมดสามารถใช้ชุดคำสั่งเพื่อเข้าถึงได้โดยตรงและจะใช้ช่วงเวลาการเข้าถึงเพียง 1 Clock โดยคำสั่ง SBCI, SUBI, CPI, ANDI และ ORI ซึ่งกระทำระหว่างรีจิสเตอร์กับค่าคงที่และรีจิสเตอร์กับรีจิสเตอร์และคำสั่ง LDI ที่ใช้โหลดค่าคงที่เข้าไปในรีจิสเตอร์ จะต้องใช้งานกับรีจิสเตอร์

R16-R31 ส่วนคำสั่ง SBC, SUB, CP, AND และ OR และคำสั่งงานอื่น ๆ สามารถใช้งานได้ในรีจิสเตอร์ทั่วไป

รูปที่ 5 แสดงการจัดวางตำแหน่งของรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปทั้งหมด โดยมีรีจิสเตอร์ที่สามารถนำมาใช้งานเป็นรีจิสเตอร์คู่เพื่อทำเป็นตัวชี้ข้อมูลที่อยู่ในหน่วยความจำ ซึ่งรีจิสเตอร์ในกลุ่มนี้จะใช้ชื่อว่า X, Y และ Z

รีจิสเตอร์ X, รีจิสเตอร์ Y และ รีจิสเตอร์ Z

รีจิสเตอร์ R26..R31 สามารถนำมาต่อกันเพื่อทำเป็นรีจิสเตอร์คู่ เพื่อใช้งานเป็นตัวชี้ข้อมูลในชื่อของรีจิสเตอร์ X, Y และ Z



รูปที่ 2.44 แสดง รีจิสเตอร์ X, Y และ Z

หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์และลอจิก

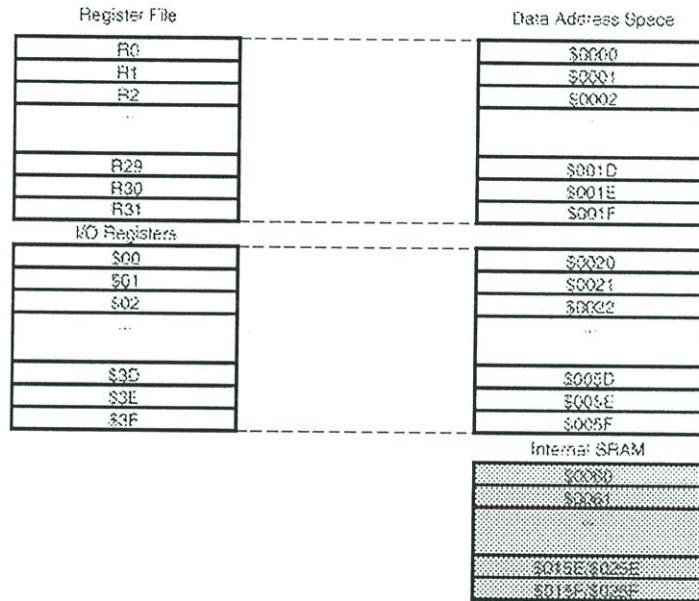
ระบบการประมวลผลที่มีประสิทธิภาพของ AVR คือ ALU สามารถสื่อสารข้อมูลโดยตรงกับรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปได้ทั้ง 32 ตัว โดย ALU ได้จัดแบ่งระบบการจัดการข้อมูลไว้ 3 ส่วนคือ ส่วนของการจัดการทางคณิตศาสตร์ ส่วนของการกระทำทางลอจิก และในส่วนของการกระทำกับบิต

หน่วยความจำ SRAM

หน่วยความจำภายใน MCU จัดไว้ 352 ตำแหน่งสำหรับ AT90S4434 และ 608 ตำแหน่งสำหรับ AT90S8535 โดยหน่วยความจำทั้งหมดถูกแบ่งออกเป็นพื้นที่ของรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป, รีจิสเตอร์ใช้งาน I/O และหน่วยความจำภายใน SRAM

โดย 96 ตำแหน่งแรกจะถูกแบ่งออกเป็นส่วนของรีจิสเตอร์ และอีก 256 ตำแหน่ง สำหรับ AT90S4434 และ 512 ตำแหน่งสำหรับ AT90S8535 ถูกจัดไว้เป็นส่วนของหน่วยความจำภายใน SRAM

การเข้าถึงข้อมูลถูกแบ่งออกเป็น 5 ส่วน คือ Direct , Indirect with Displacement, Indirect with Pre-Decrement และ Indirect with Post-Increment



รูปที่ 2.45 แสดงการจัดการหน่วยความจำ SRAM

Timer & Counter

ภายใน AT90S4434/AT90S8535 จัดให้มี Timer/Counter 3 ชุด โดยจัดเป็น Timer/Counter ขนาด 8 บิต 2 ชุด และ Timer/Counter ขนาด 16 บิต 1 ชุด

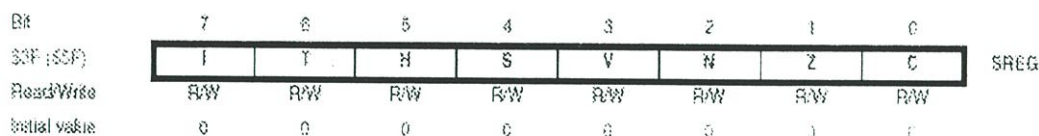
Timer/Counter2 สามารถรับสามารถ Clock จากภายนอก ซึ่งเป็น Option ที่จะนำ Timer/Counter2 มาทำเป็น RTC โดยใช้ XTAL ที่มีค่าความถี่เท่ากับ 32.768 KH. มาเป็นฐานเวลา

Timer/Counter0 และ Timer/Counter1 ใช้วงจร Prescaling ขนาด 10 บิตร่วมกัน ส่วน Timer/Counter2 ใช้วงจร Prescaling แยกออกต่างหาก

Timer/Counter0

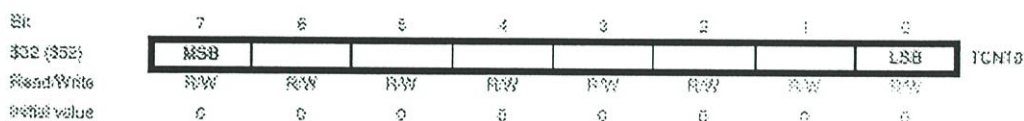
โครงสร้างของ Timer/Counter0 ขนาด 8 บิต แสดงในรูปที่ 50 ซึ่งสามารถเลือกสัญญาณ Clock ได้จาก CK (Clock ของระบบ) หรือสัญญาณ Clock ของระบบที่ถูกหาร (Prescaling) หรือ

สัญญาณจากภายนอก โดยการใช้งานจะอธิบายในรีจิสเตอร์ TCCR0 และ TIFR ส่วนสัญญาณควบคุมสามารถทราบรายละเอียดได้จากรีจิสเตอร์ TCCR0 ซึ่งการควบคุมการอินเทอร์รัพท์จะควบคุมได้จากรีจิสเตอร์ TIMSK เมื่อ Timer/Counter0 ได้รับสัญญาณจากภายนอก ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะซิงโครไน (Synchronized) กับสัญญาณนาฬิกาภายใน CPU



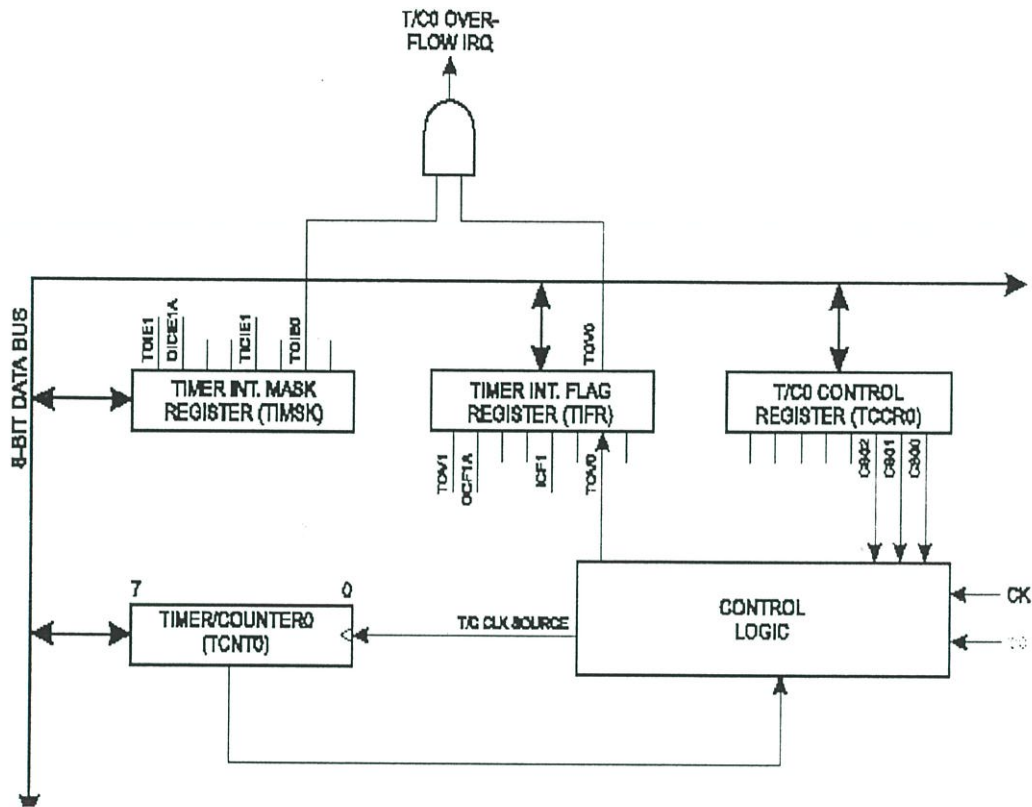
รูปที่ 2.46 The Timer/Counter0 Control Register TCCR0

- Bit 7.3 – Res: Reserved bits
บิตในกลุ่มนี้จะถูกสงวนไว้
- Bit 2,1,0 – CS02, CS01, CS00: Clock ที่จะเข้ามาที่ Timer/Counter0
ใช้ในการเลือกของสัญญาณ Clock ที่จะเข้ามาที่ Timer/Counter0



รูปที่ 2.47 The Timer Counter0 – TCNT0

โดย Timer/Counter0 จะเป็นวงจรมับขึ้นที่สามารถเขียนและอ่านข้อมูลได้ตลอดเวลาโดยเมื่อทำการเขียนข้อมูลลงใน Timer/Counter0 ในขณะที่มีสัญญาณ Clock จะทำให้ Timer/Counter0 นับค่าต่อเนื่องจากค่าที่ถูกเขียนลงไป

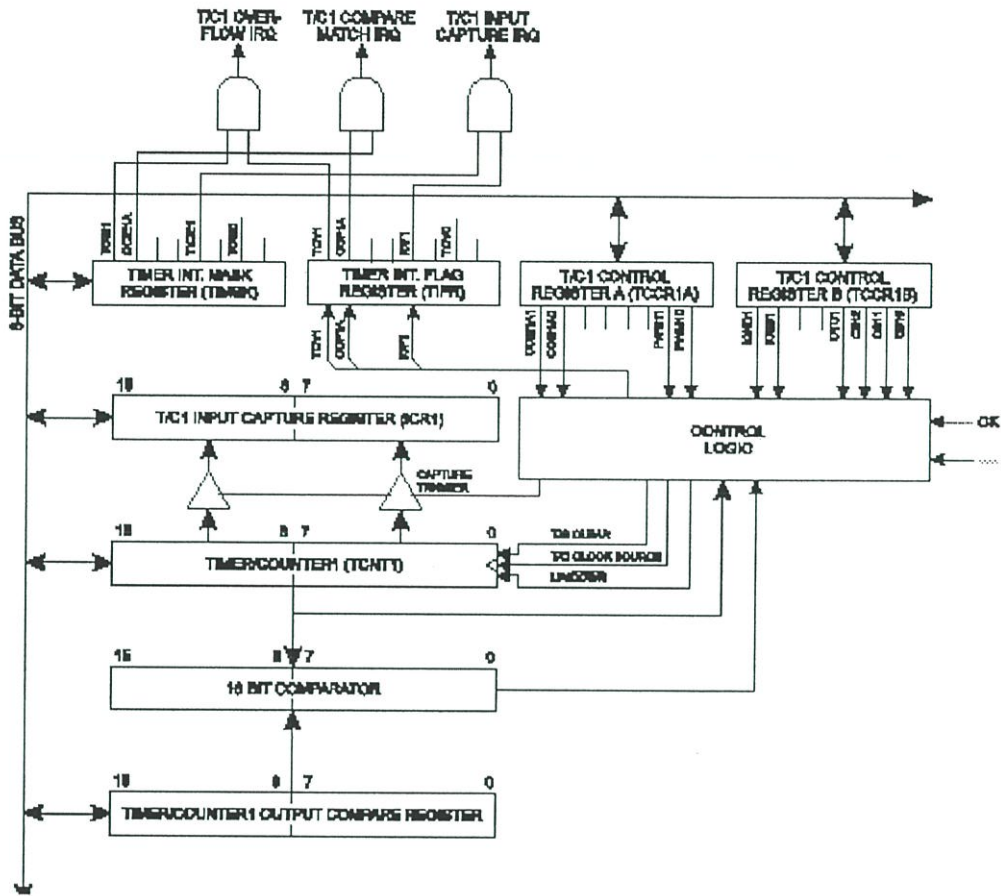


รูปที่ 2.48 แสดงโครงสร้างของ Timer/Counter0

ตารางที่ 2.1 Clock 0 Prescale Select

CS02	CS01	CS00	Description
0	0	0	Stop the Timer/Counter0 & stopped
0	0	1	CK
0	1	0	CK/8
0	1	1	CK/64
1	0	0	CK/256
1	0	1	CK/1024
1	1	0	External Pin TC, falling edge
1	1	1	External Pin TC, rising edge

TIMER1 & COUNTER1



รูปที่ 2.49 แสดงโครงสร้างของ Timer1/Counter1

Timer/Counter1 จะมีขนาด 16 บิต โดยสามารถเลือกสัญญาณนาฬิกาได้จาก CK หรือ สัญญาณที่ได้รับหารจาก CK (Prescelling) ซึ่งการหยุด Timer1/Counter1 จะอธิบายไว้ในรีจิสเตอร์ TCCR1A (Timer/Counter1 Control Register) และ TCCR1B โดยเฟิร์กที่แสดงสถานะต่าง ๆ (Overflow, Compare math, Capture even) ส่วนสัญญาณควบคุมจะอธิบายไว้ในรีจิสเตอร์ TCCR1A และ TCCR1B การควบคุมสัญญาณอินเทอร์รัพต์จะควบคุมได้จากรีจิสเตอร์ TIMSK (TIMER/COUNTER INTERRUPT MASK REGISTER)

เมื่อ Timer/Counter1 ถูกกำหนดให้ใช้สัญญาณนาฬิกาจากภายนอกสัญญาณดังกล่าวจะถูกซิงโครไนต์(Synchronize) กับสัญญาณนาฬิกาภายใน CPU

Timer/Counter1 จะประกอบด้วยส่วนของการเปรียบเทียบเอาท์พุท (Output Compare Function) 2 ฟังก์ชัน โดยจะใช้รีจิสเตอร์ OCR1A (Output Compare Register 1 A) และ OCR1B

(Output Compare Register 1 B) เป็นส่วนของการเก็บค่าข้อมูลของการเปรียบเทียบ
Timer/Counter1 จะสามารถเลือกใช้ฟังก์ชัน PWM ได้ทั้ง 8, 9 และ 10 บิต

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	TCCR1A
\$ZF (\$4F)	COM1A1	COM1A0	~	~	~	~	PWM11	PWM10	
Read/Write	R/W	R/W	R	R	R	R	R/W	R/W	
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0	

รูปที่ 2.50 The Timer/Counter1 Control Register A – TCCR1A

- Bit 7, 6 – COM1A1, COM1A0 : Compare Output Mode 1A, bits 1 and 0

บิต COM1A1 และ COM1A0 เป็นบิตที่ใช้ในการกำหนดลักษณะของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่ขา OC1A เมื่อ Timer/Counter1 เกิด Compare Match ซึ่งเมื่อใช้ฟังก์ชัน Output Compare Match ของ Timer/Counter1 จะต้องควบคุมให้ขา OC1A มีสถานะเป็นเอาต์พุต โดยการเลือกลักษณะของสัญญาณแสดงในตาราง

- Bits 5, 4 – COM1B1, COM1B0 : Compare Output Mode 1 B, bits 1 and 0

บิต COM1A1 และ COM1A0 เป็นบิตที่ใช้ในการกำหนดลักษณะของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่ขา OC1A เมื่อ Timer/Counter1 เกิด Compare Match ซึ่งเมื่อใช้ฟังก์ชัน Output Compare Match ของ Timer/Counter1 จะต้องควบคุมให้ขา OC1A มีสถานะเป็นเอาต์พุต

- Bits 3..2 – Res : Reserved bits

ในส่วนของ AT90S4434/AT90S8535 จะสงวนบิตในกลุ่มนี้ไว้

- Bits 1..0 – PWM11, PWM10 : Pulse Width Modulator Select Bits

เป็นบิตที่ใช้ในการกำหนดการทำงานของ PWM โดยแสดงรายละเอียดในตาราง

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	TCCR1B
\$ZE (\$4E)	ICNC1	ICES1	~	~	CFR1	CS12	CS11	CS10	
Read/Write	R/W	R/W	R	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0	

รูปที่ 2.51 The Timer/Counter1 Control Register B – TCCR1B

Bit 7 – ICNC1 : Input Capture1 Noise Canceler (4 CKs)

บิตนี้เป็นบิตที่กำหนดให้ Input Capture1 Noise Canceler ทำงานหรือไม่ทำงาน โดยเมื่อบิตนี้เป็น 1 จะเป็นการกำหนดให้ Input Capture1 Noise Canceler ทำงาน แต่เมื่อบิตนี้เป็น 0 จะเป็น

การกำหนดไม่ให้ Input Capture Noise Canceler ทำงาน

ชุด Noise Canceler จะถูกกำหนดให้ทำงานโดยการ Sampling สัญญาณที่เข้ามาที่ชุด Input Capture โดยสัญญาณ Sampling แรกจะเริ่มที่ขอบแรกของสัญญาณขาขึ้นหรือขาลงขึ้นอยู่กับ การกำหนดในบิต ICES1 โดยชุด Noise Canceler จะ Sampling ด้วยความถี่เท่ากับความถี่ของ XTAL ซึ่งจะ Sampling ทั้งหมด 4 ครั้ง โดยลอจิกที่ได้จากการ Sampling จะต้องมิลลิวินาทีเดียวกันกับลอจิกที่ กำหนดในบิต ICES1

Bit 6 – ICES1 : Input Capture Edge Select

เป็นบิตที่ใช้กำหนดลักษณะของสัญญาณที่ชุด Input Capture จะต้อง Detect ถ้าบิต ICES1 เซ็ตเป็น 1 จะเป็นการกำหนดให้ชุด Input Capture ทำหน้าที่ Detect สัญญาณที่ขอบขาขึ้น แต่ถ้า บิต ICES1 ถูกเคลียร์เป็น 0 จะเป็นการกำหนดให้ชุด Input Capture ทำหน้าที่ Detect สัญญาณที่ ขอบขาลง

Bit 5, 4 – RES : Reserved bits

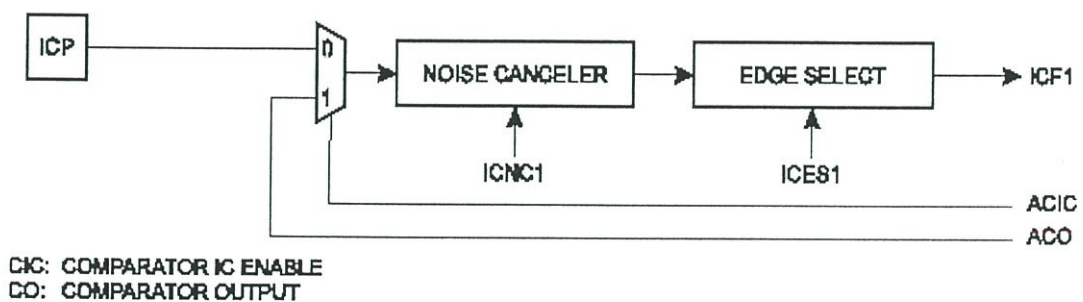
บิตนี้ถูกสงวนไว้

Bit 3 : CTC1 : Clear Timer/Counter1 on Compare Match

บิตนี้เป็นบิตที่ใช้ในการกำหนดว่าเมื่อเกิด Output Compare แล้วจะให้เกิดการนับต่อไป หรือจะให้มีการรีเซ็ตค่าให้เป็น 00000 แล้วจึงทำการนับต่อไปโดยถ้าบิตนี้เป็น 1 จะเป็นการกำหนด ให้มีการรีเซ็ตค่าให้เป็น 0 เมื่อเกิดการ Output Compare แต่ถ้าบิตนี้เคลียร์เป็น 0 จะเป็นการกำหนด ให้มีการนับค่าต่อเมื่อเกิด Output Compare

Bit 2, 1, 0 – CS12, CS11, CS10 : Clock Select1, bit2, 1 and 0

เป็นบิตที่ใช้ในการเลือกสัญญาณ Clock ซึ่งแสดงในตาราง



รูปที่ 2.52 ICP Pin Schematic Diagram

ตารางที่ 2.2 Compare1 Mode Select

COM1A1	COM1A0	Description
0	0	Timer/Counter1 disconnected from output pin OC1
0	1	Toggle the OC1 output line.
1	0	Clear the OC1 output line (to zero).
1	1	Set the OC1 output line (to one).

ตารางที่ 2.3 PWM Mode Select

PWM11	PWM10	Description
0	0	PWM operation of Timer/Counter1 is disabled
0	1	Timer/Counter1 is an 8-bit PWM
1	0	Timer/Counter1 is a 9-bit PWM
1	1	Timer/Counter1 is a 10-bit PWM

ตารางที่ 2.4 Clock1 Prescale Select

CS12	CS11	CS10	Description
0	0	0	Stop, the Timer/Counter1 is stopped
0	0	1	CK
0	1	0	CK/8
0	1	1	CK/64
1	0	0	CK/256
1	0	1	CK/1024
1	1	0	External Pin T1, falling edge
1	1	1	External Pin T1, rising edge

The Timer/Counter1 – TCNT1H และ TCNT1L

Timer/Counter1 Output Compare Register – OCR1AH AND OCR1AL

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8
\$028 (\$48)	MSB							
\$02A (\$4A)								LSB
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0

OCR1AH
OCR1AL

Timer/Counter1 Output Compare Register – OCR1BH AND OCR1BL

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8
\$029 (\$49)	MSB							
\$02B (\$4B)								LSB
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0

OCR1BH
OCR1BL

รูปที่ 2.53 The Timer/Counter1 – TCNT1H และ TCNT1L

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 ที่ใช้เก็บค่า Timer/Counter1 ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ TCNT1 เมื่อ Input Capture สามารถ Detect สัญญาณได้

เมื่อ Input Capture สามารถ Detect สัญญาณได้ตามที่กำหนดในบิต ICES1 จะทำให้ CPU โหลดค่าในรีจิสเตอร์ TCNT1 ลงในรีจิสเตอร์และในเวลาเดียวกันบิต ICF1 จะเซตเป็น 1

โดยการอ่านค่าจากรีจิสเตอร์ ICR1 ของ CPU จะใช้รีจิสเตอร์ TEMP เป็นรีจิสเตอร์พักข้อมูลซึ่งการใช้รีจิสเตอร์ TEMP ช่วยในการอ่านข้อมูลเพื่อให้ค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์ ICR1H และ ICR1L เสมือนถูกอ่านออกมาพร้อมกัน

การอ่านค่าจากรีจิสเตอร์ ICR1 จะต้องอ่านค่าจากรีจิสเตอร์ ICR1L ก่อน โดยเมื่อ CPU อ่านค่าจาก ICR1L จะทำให้ค่าในรีจิสเตอร์ ICR1H ถูกโหลดลงในรีจิสเตอร์ TEMP เมื่อ CPU อ่านค่าจาก ICR1H จะทำให้ค่าในรีจิสเตอร์ TEMP ถูกส่งให้ CPU

การใช้งาน Timer/Counter1 ในโหมด PWM

การทำงานในโหมด PWM ของ Timer/Counter1 จะสามารถเลือกใช้งานได้ 8, 9 หรือ 10 บิต โดยเอาท์พุทที่ได้จะออกที่ขา PD5(OC1A) และขา PD(OC1B)

ในการทำงาน Timer/Counter1 จะนับขึ้นและนับลง ซึ่งจะนับขึ้นจาก 0000 ถึงค่าสูงสุด(ตามที่กำหนดในตารางที่ 13) และจะนับจากค่าสูงสุดลงมาที่ 0000 แล้วจึงนับขึ้นอีกครั้ง

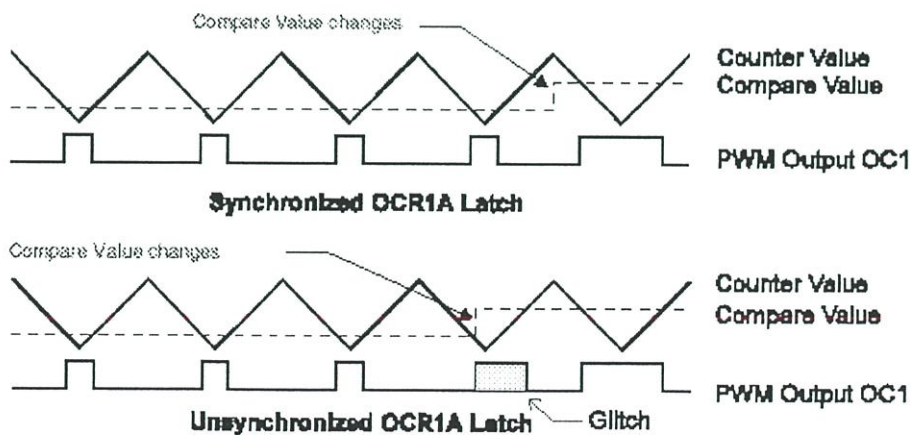
เมื่อค่าใน Timer/Counter1 เท่ากับค่าในรีจิสเตอร์ OCR1A หรือ OCR1B จะทำให้ขา PD5 (OC1A)/ PD1(OC1B)

ตารางที่ 2.5 การกำหนดค่าสูงสุดของ PWM

PWM Resolution	Timer TOP Value	Frequency
8-bit	\$00FF (255)	$f_{clk}/510$
9-bit	\$01FF (511)	$f_{clk}/1022$
10-bit	\$03FF (1023)	$f_{clk}/2046$

ตารางที่ 2.6 การกำหนดลักษณะสัญญาณที่ขา PD5(OC1A) และ PD6 (OC1B) ในโหมด PWM

COM1A1	COM1A0	Effect on OC1
0	0	Not connected
0	1	Not connected
1	0	Cleared on compare match, up-counting. Set on compare match, down-counting (non-inverted PWM).
1	1	Cleared on compare match, down-counting. Set on compare match, up-counting (inverted PWM).



รูปที่ 2.54 แสดงผลของ Unsynchronized OCR1 Latching

เมื่อ OCR1 มีค่าเท่ากับ 000 หรือค่าสูงสุด จะทำให้เอาต์พุตของ OC1A/ OCA1B มีลอจิกเป็น LOW หรือ HIGH ตามที่กำหนดในบิต COM1A1/ COM1A0 หรือ COM1B/ COM1B0 ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.54

เมื่อ Timer/Counter1 เกิด Overflow และค่าการนับเป็น 0000 จะทำให้เป็นบิต TOV1 เซ็ตเป็น 1

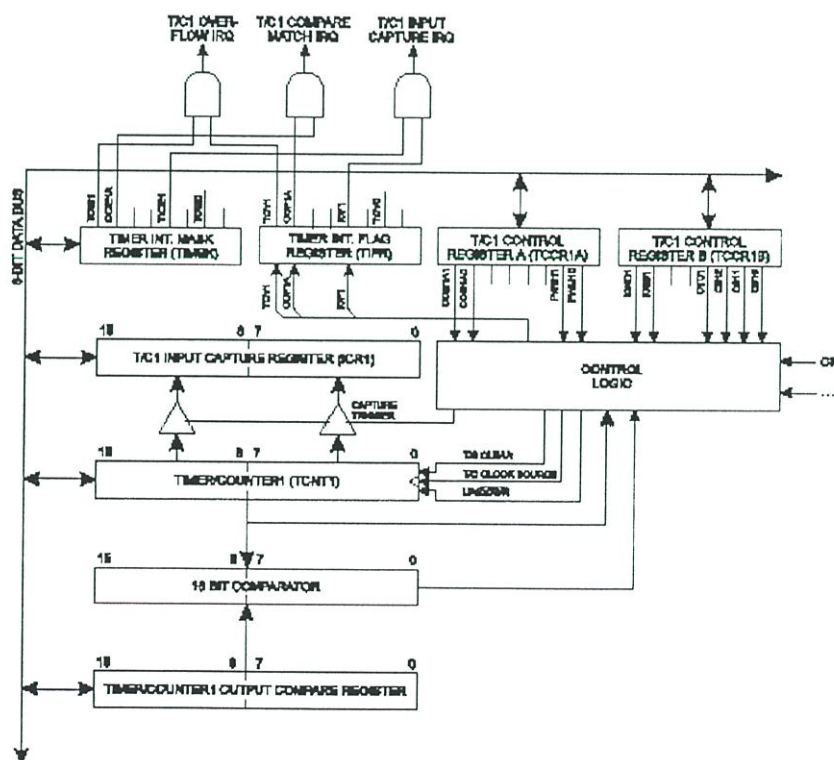
ตารางที่ 2.7 เอาต์พุตของ PWM (OCR1X = S0000 หรือ TOP)

COM1X1	COM1X0	Effect on OCX1
0	0	Not connected
0	1	Not connected
1	0	Cleared on compare match, up-counting. Set on compare match, down-counting (non-inverted PWM).
1	1	Cleared on compare match, down-counting. Set on compare match, up-counting (inverted PWM).

Note: X = A or B

Timer & Counter2

เป็น Timer/Counter ขนาด 8 บิต



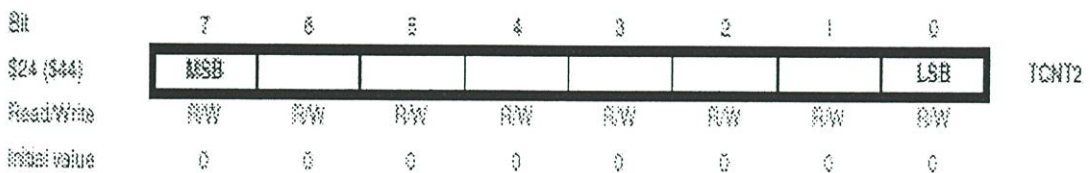
รูปที่ 2.55 Timer/Counter2 Block Diagram

รายละเอียดของรีจิสเตอร์ใช้งานใน Timer2/Counter2

The Timer/Counter1 Control Register – TCCR2

- Bit 7 – Res : Reserved Bit
ใน AT90S4434/8535 บิตนี้สงวนไว้
- Bit 6 – PWM2: Pulse Width Modulator Enable
เป็นบิตที่ใช้ Enable ให้โหมด PWM ใน Timer/Counter2 ให้ทำงาน โดยถ้าบิตนี้เซตเป็น 1 จะเป็นการกำหนดให้โหมด PWM ถูก Enable ให้ทำงาน แต่ถ้าบิตนี้ถูกเคลียร์เป็น 0 จะเป็นการ Disable ไม่ให้โหมด PWM ใน Timer/Counter2 ทำงาน
- Bit 5, 4 – Com21, Com20: Compare Output Mode, bit 1 and 0
เป็นบิตที่ใช้กำหนดลักษณะสัญญาณที่ขา PD7(OC2) เมื่อ Timer/Counter2 ทำงานในโหมด Compare โดยเมื่อ Compare Output Match จะทำให้ขา PD7(OC2) เป็นไปตามกำหนดในบิต Com21 และ Com20
- Bit 3 – CTC2: Clear Timer/Counter1 on Compare Match
เป็นบิตที่ใช้กำหนดให้ Timer2/Counter2 ทำการ RESET ค่าเป็น 00 หลังจากที่ค่าในรีจิสเตอร์ TCNT2 มีค่าเท่ากับค่าที่ตั้งไว้ในรีจิสเตอร์ OCR หรือ Compare Output Match ถ้าบิตนี้เซตเป็น 1 จะทำให้ Timer/Counter2 รีเซ็ต
- Bits 2, 1, 0 – CS22, CS21, CS20: Clock Select bits 2,1 and 0
เป็นบิตใช้ในการกำหนดค่า Prescaling

The Timer/Counter2 – TCNT2



รูปที่ 56 The Timer/Counter2 – TCNT2

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต ที่ใช้ในการเก็บค่าการนับของ Timer2/Counter2

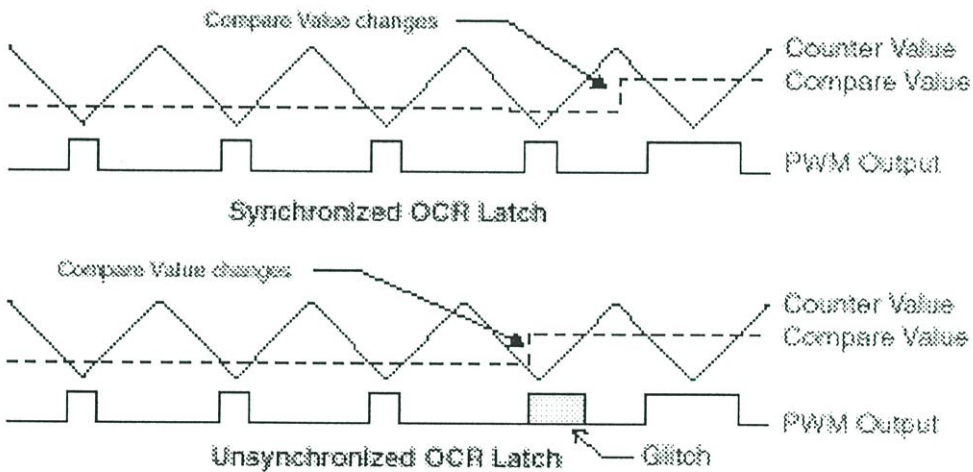
Timer/Counter2 Output Compare Register – OCR2

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
\$2S (343)	MSB							LSB	OCR2
Read/Write	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0	

รูปที่ 2.57 Timer/Counter2 Output Compare Register – OCR2

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต ที่ใช้ในการเก็บค่าเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าในรีจิสเตอร์ TCNT2 เมื่อทำงานใน OUTPUT COMPARE MODE

Timer/Counter2 in PWM mode



รูปที่ 2.58 Effect of Unsynchronized OCR Latching

เมื่อ PWM ถูกกำหนดให้ทำงาน จะทำให้ Timer/Counter2 ทำงานใน Compare Output Match โดย Timer/Counter2 จะนับขึ้นจาก 00H – FFH โดยเมื่อนับถึงค่า FFH แล้วก็จะนับกลับมาเป็น 00H อีกครั้งซึ่งเมื่อเกิด Compare Output Match จะทำให้ขา PD7(OC2) เป็นไปตามที่กำหนดในตารางที่ 26

ตารางที่ 2.7 Compare Mode Select in PWM Mode

COM21	COM20	Effect on Compare Pin
0	0	Not connected
0	1	Not connected
1	0	Cleared on compare match, up-counting. Set on compare match, down-counting (non-inverted PWM).
1	1	Cleared on compare match, down-counting time-out. Set on compare match, up-counting (inverted PWM).

ตารางที่ 2.8 Compare Mode Select

COM21	COM20	Description
0	0	Timer/Counter disconnected from output pin OC2.
0	1	Toggle the OC2 output line.
1	0	Clear the OC2 output line (to zero).
1	1	Set the OC2 output line (to one).

ตารางที่ 2.9 Timer/Counter2 Prescale Select

CS22	CS21	CS20	Description
0	0	0	Timer/Counter2 is stopped.
0	0	1	PKC2
0	1	0	PKC2/ 8
0	1	1	PKC2/ 32
1	0	0	PKC2/ 64
1	0	1	PKC2/128
1	1	0	PKC2/256
1	1	1	PKC2/512

Asynchronous Operation of Timer/ Counter2

เมื่อ Timer/ Counter2 ทำงานจาก Clock จากภายนอก(ที่ขา PD7 และ PD6) จะเป็นการทำงานที่เรียกว่า Asynchronous

เมื่อ Timer/ Counter2 สลับการทำงานจาก Clock ภายในเป็นการทำงานจาก Clock ภายนอก จะทำให้ Timer/ Counter2 ถูกขัดจังหวะ จึงต้องมีขั้นตอนการทำงานดังนี้

1. เคลียร์บิต OCIE2 และบิต TOIE2 เพื่อ Disable อินเทอร์รัพท์
2. เลือก Clock จากภายนอกโดยการเซตบิต AS2
3. เขียนค่าใหม่ในรีจิสเตอร์ TCNT2, OCR2 และ TCCR2
4. สลับการทำงานไปยัง Clock ภายนอก
5. กำหนดให้อินเทอร์รัพท์ทำงาน

Clock ที่จะป้อนจากภายนอก ควรจะเป็น Clock ที่มีความถี่เท่ากับ 32.768 KHz, จะมีความถี่ที่เหมาะสมมากที่สุด แต่ถ้าใช้ Clock ค่าอื่นควรจะใช้ Clock อยู่ในช่วง 0 – 255 KHz

เมื่อเขียนข้อมูลลงในรีจิสเตอร์ TCNT2, OCR2 หรือ TCCR2 ข้อมูลที่เขียนลงไปจะถูกส่งไปยัง Temporary Register ร่วมกัน ฉะนั้นการเขียนข้อมูลจึงต้องเขียนลงได้ครั้งละ 1 ตัว

เมื่อต้องการให้ CPU ออกจาก Power Save Mode โดยใช้ Timer/ Counter2 ในขณะที่ Timer/ Counter2 ทำงานจาก Clock ภายนอก ผู้ใช้จะต้องระมัดระวังในเรื่องของการกำหนดค่าต่าง ๆ เป็นอย่างมากเมื่อผู้ใช้ต้องการเข้าสู่ Power Save Mode อีกครั้ง โดยสัญญาณอินเทอร์รัพท์จะต้องมีช่วงเวลาอย่างน้อย 1 Cycle ของสัญญาณ TOSC1 จะทำให้ไม่เกิดการอินเทอร์รัพท์จาก Timer/ Counter2 และเพื่อให้ระบบอินเทอร์รัพท์ของ Timer/ Counter2 ทำงานได้อย่างถูกต้อง จะต้องทำตามขั้นตอนดังนี้

1. เขียนข้อมูลที่ต้องการลงในรีจิสเตอร์ TCCR2, TCNT2 หรือ OCR2
2. รอจนกระทั่งข้อมูลที่เขียนลงในรีจิสเตอร์เสร็จเรียบร้อย โดยการตรวจสอบจาก Busy Flag ในรีจิสเตอร์ ASSR ให้มีค่าเป็น 0
3. เข้าสู่ Power Save Mode

ระหว่างที่ Timer/ Counter2 ทำงานจาก Clock ภายนอก โดยบิตที่แสดงสถานะการอินเทอร์รัพท์จะใช้ช่วงเวลาจาก 3 Cycle ภายในระบบ และอีก 1 Clock จาก Clock ภายนอก อันเนื่องมาจาก Timer จะต้องใช้อย่างน้อย 1 Cycle ก่อนที่ CPU จะอ่านค่าใน Timer เมื่อควบคุมอินเทอร์รัพท์บิตแสดงสถานะ Output Compare Match จะเปลี่ยนแปลงตาม Clock จากภายนอกแต่จะไม่มีผลจากภายในระบบ

Asynchronous Status Register – ASSR

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
ชื่อ (Name)	-	-	-	-	AS2	TCN2UB	OCR2UB	TCR2UB	ASSR
Read/Write	R	R	R	R	R/W	R	R	R	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

รูปที่ 2.59 Asynchronous Status Register – ASSR

- Bit 7..4 – Res: Reserved Bits

ถูกสงวนไว้

- Bit 3 – AS2: Asynchronous Timer/ Counter2

เมื่อบิต AS2 เซ็ตเป็น 1 จะเป็นการกำหนดให้ Timer/ Counter2 ทำงานโดยรับ Clock จากภายนอก แต่ถ้าบิต AS2 เคลียร์เป็น 0 จะเป็นการกำหนดให้ Timer/ Counter2 ทำงานโดยรับ Clock จากภายในระบบ

- Bit 2 – TCN2UB: Timer/ Counter2 Update Busy

เมื่อบิต TCN2UB เซ็ตเป็น 1 แสดงว่าการส่งผ่านข้อมูลจาก Temporary Register ไปยังรีจิสเตอร์ TCNT2 ยังไม่เรียบร้อย แต่ถ้าบิต TCN2UB เคลียร์เป็น 0 แสดงว่าการส่งผ่านข้อมูลจาก Temporary Register ไปยังรีจิสเตอร์ TCNT2 เรียบร้อยแล้ว

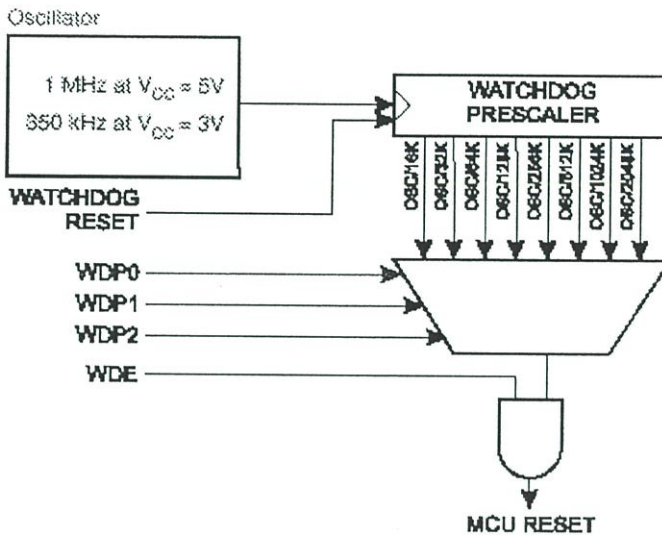
- Bit 1 – OCR2UB: Output Compare Register2 Update Busy

เมื่อบิต OCR2UB เซ็ตเป็น 1 แสดงว่าการส่งผ่านข้อมูลจาก Temporary Register ไปยังรีจิสเตอร์ OCR2 ยังไม่เรียบร้อย แต่ถ้าบิต OCR2UB เคลียร์เป็น 0 แสดงว่าการส่งผ่านข้อมูลจาก Temporary Register ไปยังรีจิสเตอร์ OCR2 เรียบร้อยแล้ว

- Bit 0 – TCR2UB: Timer/ Counter Control Register2 Update Busy

เมื่อบิต TCR2UB เซ็ตเป็น 1 แสดงว่าการส่งผ่านข้อมูลจาก Temporary Register ไปยังรีจิสเตอร์ TCCR2 ยังไม่เรียบร้อย แต่ถ้าบิต TCR2UB เคลียร์เป็น 0 แสดงว่าการส่งผ่านข้อมูลจาก Temporary Register ไปยัง TCCR2 เรียบร้อยแล้ว

The Watch dog Timer



รูปที่ 2.60 Watch dog Timer

ระบบ Watch dog Timer จะใช้สัญญาณนาฬิกาที่กำหนดขึ้นใน MCU ที่ความถี่ 1 MHz

The Watch dog Timer Control Register – WDTCR

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
\$S2: (\$41)	~	~	~	WDTOE	WDE	WDP2	WDP1	WDP0	WDTCR
Read/Write	R	R	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial value	0	0	0	0	0	0	0	0	

รูปที่ 2.61 The Watch dog Timer Control Register – WDTCR

- Bit 7..5 – Res: Reserved bits

สงวนไว้

- Bit 4 – WDTOE: Watch Dog Turn-Off Enable

บิตนี้จะถูกเซตเป็น 1 เมื่อบิต WDE ถูกเคลียร์ให้เป็น 0 ซึ่งจะทำให้ Watch dog ถูกหยุดการทำงาน

- Bit 3 – WDE: Watch Dog Enable

เมื่อบิตนี้ถูกเซตเป็น 1 จะทำให้ Watch dog เริ่มทำงาน แต่ถ้าบิต WDE ถูกเคลียร์ให้เป็น 0

จะทำให้ Watch dog หยุดทำงาน โดยบิต WIDE จะเคลียร์เป็น 0 เมื่อบิต WDTOE ถูกเซ็ตเป็น 1 โดยการกำหนดให้ Watch dog เริ่มและหยุดทำงานสามารถกระทำได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. เซ็ตบิต WDTOE และ WDE
2. และต่อมามีอีก 4 Clock เคลียร์บิต WDE ให้เป็น 0 ซึ่งจะเป็นการหยุดการทำงานของ Watch dog

● Bit 2..0 – WDP2, WDP1, WDP0: Watch Dog Timer Prescaler 2, 1 and 0

บิต WDP2, WDP1 และ WDP0 ซึ่งใช้ในการกำหนดคาบเวลาที่จะให้ watch dog ทำงาน

ตาราง 2.10 Watch Dog Timer Prescale Select

WDP2	WDP1	WDP0	Number of WDT Oscillator Cycles	Typical Time-out at $V_{CC} = 3.0V$	Typical Time-out at $V_{CC} = 5.0V$
0	0	0	16K cycles	47 ms	15 ms
0	0	1	32K cycles	94 ms	30 ms
0	1	0	64K cycles	0.19 s	60 ms
0	1	1	128K cycles	0.38 s	0.12 s
1	0	0	256K cycles	0.75 s	0.24 s
1	0	1	512K cycles	1.5 s	0.49 s
1	1	0	1,024K cycles	3.0 s	0.97 s
1	1	1	2,048K cycles	6.0 s	1.9 s

Note: The frequency of the Watchdog oscillator is voltage-dependent as shown in the Electrical Characteristics section. The WDR (Watchdog Reset) instruction should always be executed before the Watchdog Timer is enabled. This ensures that the reset period will be in accordance with the Watchdog Timer prescale settings. If the Watchdog Timer is enabled without reset, the Watchdog Timer may not start to count from zero. To avoid unintentional MCU resets, the Watchdog Timer should be disabled or reset before changing the Watchdog Timer Prescale Select.

SLEEP MODE

ภายในของ AT90S4434/ AT90S8535 ได้จัดให้มีระบบ Sleep Mode ที่สามารถเลือกการทำงานได้ 3 Mode ด้วยกัน โดยจะเข้าสู่โหมดใดโหมดหนึ่งจะต้องจัดให้บิต SE ในรีจิสเตอร์ MCUCR มีการเซ็ตเป็น 1 และ CPU จะต้องทำคำสั่ง SLEEP

โดยบิต SMI และ SM0 ใช้ในการเลือกการทำงานของ SLEEP MODE ว่าต้องการให้มีการทำ Sleep Mode ในส่วนของ Idle, Power Down และ Power Save

ถ้ามีการอินเตอร์รัพท์เกิดขึ้นขณะที่ CPU อยู่ใน SLEEP MODE จะทำให้ CPU ออกจาก SLEEP MODE และไปทำโปรแกรมบริการการอินเตอร์รัพท์ และเมื่อกระทำโปรแกรมบริการการอินเตอร์รัพท์เสร็จแล้วก็จะกลับไปปฏิบัติคำสั่งที่อยู่ต่อจากคำสั่ง SLEEP แต่ถ้าเกิดมีการรีเซ็ตในขณะที่

อยู่ใน SLEEP MODE จะทำให้ CPU ออกจาก SLEEP MODE และไปทำคำสั่งที่ตำแหน่ง Reset Vector

ถ้าใช้อินเทอร์รัพท์ (เป็นอินเทอร์รัพท์ที่เกิดจากการใช้ระดับสัญญาณ Trig) เพื่อให้ MCU ออกจาก SLEEP MODE จะต้องให้ระดับสัญญาณเป็นลอจิก Low มีคาบเวลายาวกว่าคาบเวลา Time Out ของสัญญาณรีเซ็ตจึงจะทำให้ MCU ออกจาก SLEEP MODE

Idel Mode

เมื่อ SM1 และ SM0 ถูกเคลียร์ให้เป็น 0 จะทำให้ MCU ทำงานใน Idel Mode ซึ่งจะทำให้ CPU หยุดทำงาน ยกเว้น Timer/ Counter, Watch Dog และ Interrupt ยังคงทำงานต่อไป ซึ่ง MCU ออกจาก Idel Model ได้โดยการเกิดสัญญาณ Trig จากภายนอกเพื่อให้เกิดการอินเทอร์รัพท์, การอินเทอร์รัพท์ที่เกิดจากการ Overflow ของ Timer/ Counter, การอินเทอร์รัพท์จากการรับ Serial Port แต่ถ้การอินเทอร์รัพท์จาก Analog Comparator ไม่ได้รับการกำหนด ผู้ใช้สามารถเซ็ตบิต ACD เพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงานใน Idel Mode ได้ โดยเมื่อ CPU ออกจาก Idel Mode จะทำคำสั่งทันที

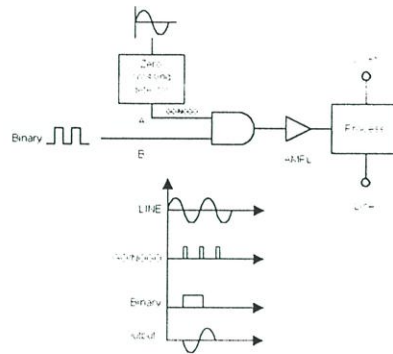
Power Down Mode

เมื่อ SM1 ถูกเซ็ตเป็น 1 และ SM0 ถูกเคลียร์ 0 จะทำให้ MCU ทำงานใน Power Down Mode ซึ่ง Mode นี้จะทำให้วงจร Oscillator จากภายนอกถูกทำให้หยุดการทำงาน โดยเมื่ออยู่ใน Power Dower Mode ผู้ใช้สามารถกำหนดให้ Watch Dog ทำงานได้ ซึ่งเมื่อ Watch Dog ทำงานจนครบเวลา Time – out จะทำให้ MCU ออกจาก Power Dower Mode แต่ถ้า Watchdog ไม่ถูกกำหนดให้ทำงาน ผู้ใช้สามารถกำหนดให้ MUC ออกจาก Power Dower Mode ได้โดยการใช้การรีเซ็ตจากภายนอกหรือการใช้สัญญาณจากภายนอก Trig เพื่อให้เกิดการอินเทอร์รัพท์

Power Save Mode

เมื่อบิต SM1 ถูกเซ็ตเป็น 1 และบิต SM0 ถูกเซ็ตเป็น 1 จะทำให้ MPU ทำงานใน Power Save Mode ซึ่งโหมดจะทำงานเหมือนกับ Power Down Mode แตกต่างกันที่ Timer/ Counter2 โดยถ้ Timer/ Counter2 ใช้ OSC จากภายนอก ซึ่ง Timer/ Counter2 จะทำงานในแบบ asynchronous จะทำให้ Timer/ Counter2 ทำงานใน SLEEP MODE ซึ่ง MCU จะออกจาก Power Down Mode ได้จากการอินเทอร์รัพท์จาก Output Compare Match ของ Timer/ Counter2

หลักการพื้นฐานของการผสมสัญญาณ BRM(Binary Rate Modulation)



รูปที่ 2.62 แสดงการผสมสัญญาณ Binary Rate กับสัญญาณไฟกระแสสลับ

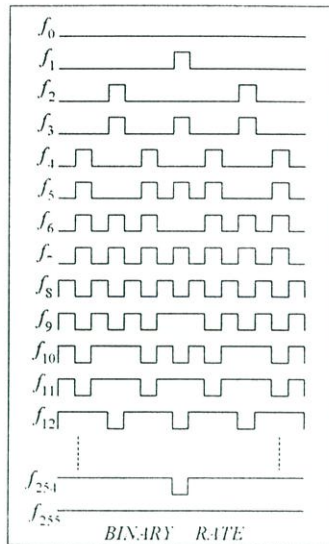
รูปที่ 2.62 จะเห็นว่าอินพุท A เป็นตัวรับสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสสลับโดยผ่านวงจร Zero Crossing Detector ทำหน้าที่กำหนดจุดเริ่มต้นตามสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสสลับที่จุดตัดศูนย์ผ่านเข้าไปยังวงจร AND Gate กำหนด Go / No Go ในการผ่านหรือไม่ผ่านของสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสสลับในทุกช่วงที่เป็นศูนย์ จากนั้นไปเข้ายังอินพุทข้างหนึ่งของ AND Gate เพื่อให้มีการผสมสัญญาณกับ Binary Rate ที่กำหนดเข้ามาจากตัวกำหนดสัญญาณ Binary ผ่านเข้าที่จุด B เพื่อเปิด Gate ของ AND Gate ในช่วงเวลาที่เหมาะสมทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุทในหนึ่งไซเคิล จากหลักการผสมสัญญาณแบบ BRM ผลตอบสนองของเอาต์พุทจะมีสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสสลับที่เกิดขึ้น 256 รูปแบบโดยสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิต เป็นอิสระต่อกัน คือ $f_1, f_2, f_4, f_8, f_{16}, f_{32}, f_{64}, f_{128}$ กระทำด้วยสมการ Linear Combination จากความถี่ 8 รูปแบบข้างต้นด้วยสมการที่ (2.12)

$$f_{2^n} = \sum_{b=0}^{2^n-1} \left[u \left(t - \left(\frac{2^n}{2^{a+1}} - 1 + b \frac{2^n}{2^a} \right) T \right) - u \left(t - \left(\frac{2^n}{2^{a+1}} + b \frac{2^n}{2^a} \right) T \right) \right] \sin \omega t \quad (2.80)$$

$u(t)$ คือ Unit Step Function

ω คือ ความถี่ของสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสสลับ

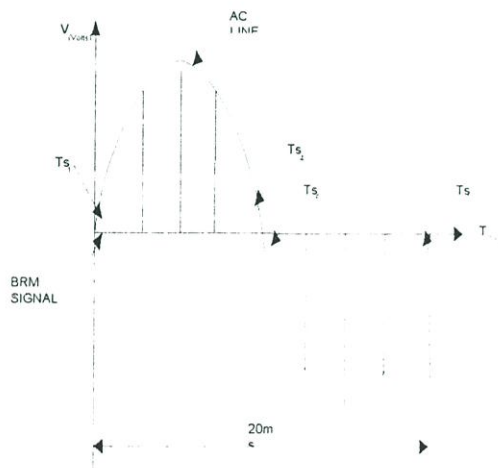
a คือ ค่าของ Binary = 0, 1, ..., N - 1



รูปที่ 2.63 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ BRM 8 บิต

การจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับแบบละเอียดด้วย ICBRM

เกิดขึ้นจากการสร้างสัญญาณ ICBRM จะกำหนดสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิต ไปผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ โดยแบ่ง T_s (Scan Time) 8 ส่วน ในทุกๆ 20 มิลลิวินาที ของการจ่ายพลังงานไฟฟ้าในแต่ละส่วนๆละ 2.5 มิลลิวินาที ซึ่งกำหนด ICBRM ได้ 2040 รูปแบบ สำหรับการจ่ายพลังงานไฟฟ้าจาก $T_{s1}, T_{s2}, \dots, T_{s7}, T_{s8}$ ตามลำดับ โดยพิจารณาการจ่ายพลังงานไฟฟ้าแบบ 1 เฟส



รูปที่ 2.64 แสดงการจ่ายพลังงานใน 1 ไซเคิล

จากรูปที่ 2.64 T_s (scan time) จะประกอบด้วยสัญญาณ BRM จำนวน 256 รูปแบบ (255 ระดับ) แบ่ง T_s ออกเป็น 8 ส่วน ในทุกๆ 20 มิลลิวินาที ของการจ่ายพลังงาน ในแต่ละส่วนๆ ละ 1 ไชเกิลของแต่ละเฟสซึ่งใน 1 ส่วนของ T_s ส่วนละ 2.5 มิลลิวินาที ที่กำหนด BRM ได้ 256 รูปแบบ ในแต่ละส่วน เมื่อผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ จึงทำให้กำเนิดสัญญาณ ICBRM มีความละเอียดในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้สูงสุดจำนวน 2040 รูปแบบ ทำให้ระบบการจัดการในการจ่ายพลังงานไฟฟ้ามีความละเอียดสูงและมีประสิทธิภาพในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าและภาระงานในทุกรูปแบบ

จากรูปที่ 2.21 แสดงการจ่ายพลังงานไฟฟ้า 1 เฟสเราสามารถเขียนในเทอมของสมการฟูรีเยร์ได้ตามสมการ(2.81)

$$I_{BRM}(t) = \sum_{a=0}^m \left(\frac{2^a}{2^{m+1}-1} K_a \right) \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{b=0}^{2^{n+1}} \left(\sin \left(\frac{2^{m+1} + b \frac{2^{m-1}}{2^a}}{2^{m+1}-1} \right) - \sin \left(\frac{2^{m+1} - 1 + b \frac{2^{m-1}}{2^a}}{2^{m+1}-1} \right) \right) \frac{2}{\pi n} \cos \left(\frac{p}{2} n \omega t \right) K_a \quad (2.81)$$

$$V_{ac} = V \sin(\omega t) \quad (2.82)$$

$$V_{ICBRM}(t) = V_{BRM}(t) * V_{ac}(t) \quad (2.83)$$

$$\omega = 2\pi f$$

จากสมการที่ 2.83 นำมาเขียนสมการ ICBRM 3 เฟสดังนี้

$$\begin{aligned} I_{ICBRM_A}(t) &= I_{ICBRM}(t) \\ I_{ICBRM_B}(t) &= I_{ICBRM}(t - 120^\circ) \\ I_{ICBRM_C}(t) &= I_{ICBRM}(t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.84)$$

เมื่อ

$I_{ICBRM}(t)$ คือ แรงดัน ICBRM

$I_{BRM}(t)$ คือ แรงดัน BRM multiplier.

$I_{ac}(t)$ คือ แรงดันรูปคลื่นไซน์

V คือ ขนาดของแรงดัน

K_a คือ ตำแหน่งของ Binary

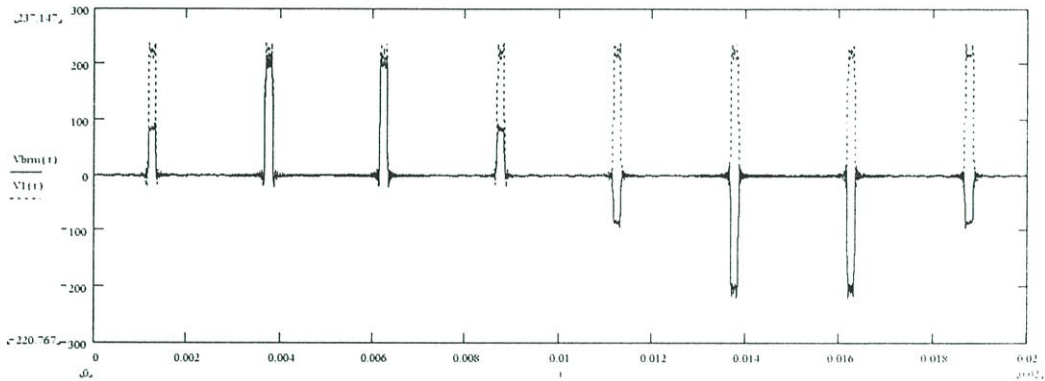
f คือ ความถี่ของรูปคลื่นไซน์

T_s คือ เวลาของรูปสี่เหลี่ยม หรือ Scan Time

P คือ จำนวน T_s ที่เกิดขึ้นใน 1 ไชเกิล

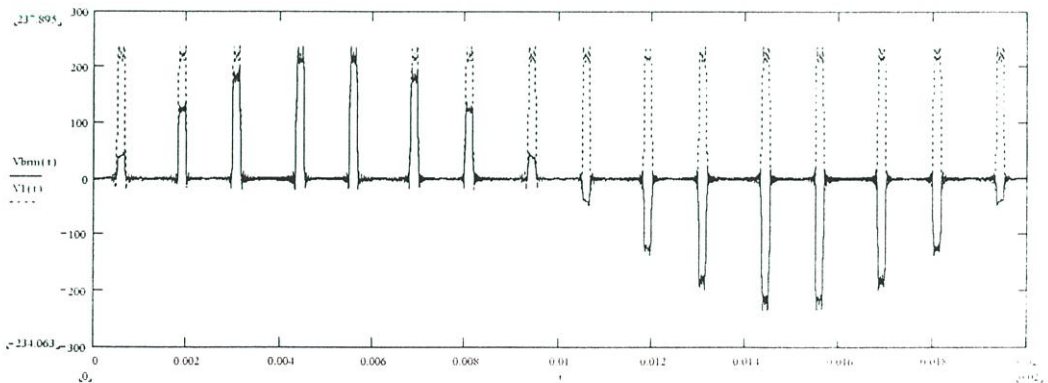
จากสมการที่ 2.15 เราสามารถเขียนสร้างสัญญาณ ICBRM 1 เฟส ความถี่(50 เฮิรตซ์)และ BRM กำหนดให้ $F = 220$, $m = 3$, $f = 50$ และ $P = 8$ ดังรูปที่ 2.65(ก-ง) เป็นรูปแบบที่หลักที่ 8(1), 16(2), 32(4) และ 64(8) และรูปที่ 2.65(จ)แสดงสัญญาณ ICBRM และ BRMรูปแบบที่ 80(10) เป็นการนำสัญญาณหลักรูปแบบที่ 16(2) รวมกับสัญญาณหลักรูปแบบที่ 64(8)

$$K_3 = 0, K_2 = 0, K_1 = 0, K_0 = 1 \text{ (BRM1)}$$



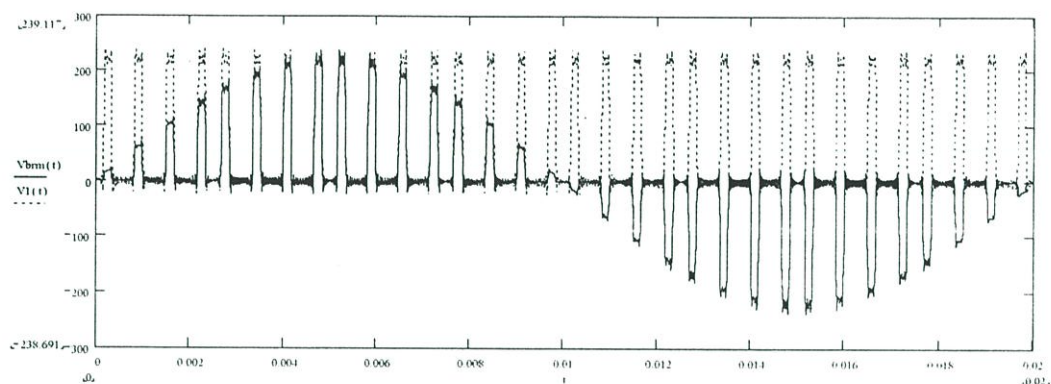
(ก) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 8.

$$K_3 = 0, K_2 = 0, K_1 = 1, K_0 = 0 \text{ (BRM2)}$$



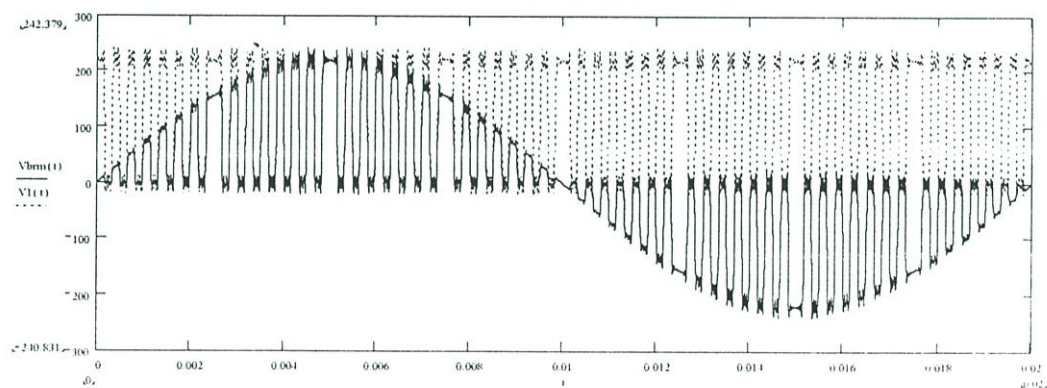
(ข) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 16.

$$K_3 = 0, K_2 = 1, K_1 = 0, K_0 = 0 \text{ (BRM4)}$$



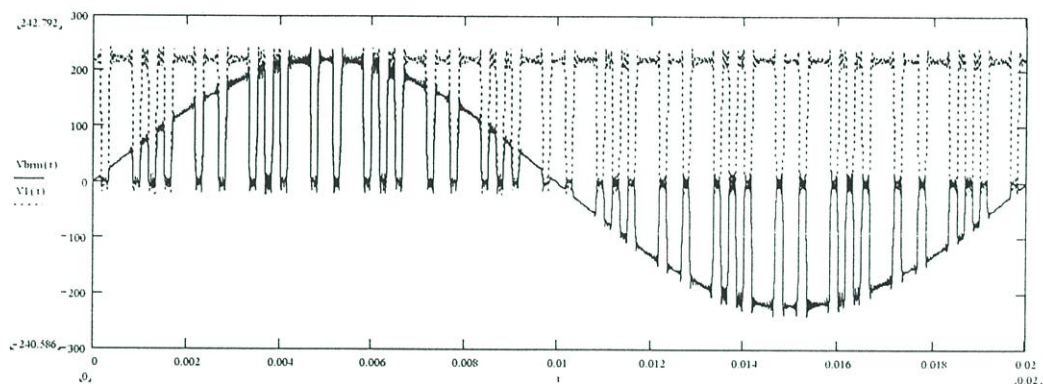
(ค) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 32.

$$K_3 = 1, K_2 = 0, K_1 = 0, K_0 = 0 \text{ (BRM8)}$$



(ง) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 64.

$$K_3 = 1, K_2 = 0, K_1 = 1, K_0 = 0 \text{ (BRM10)}$$



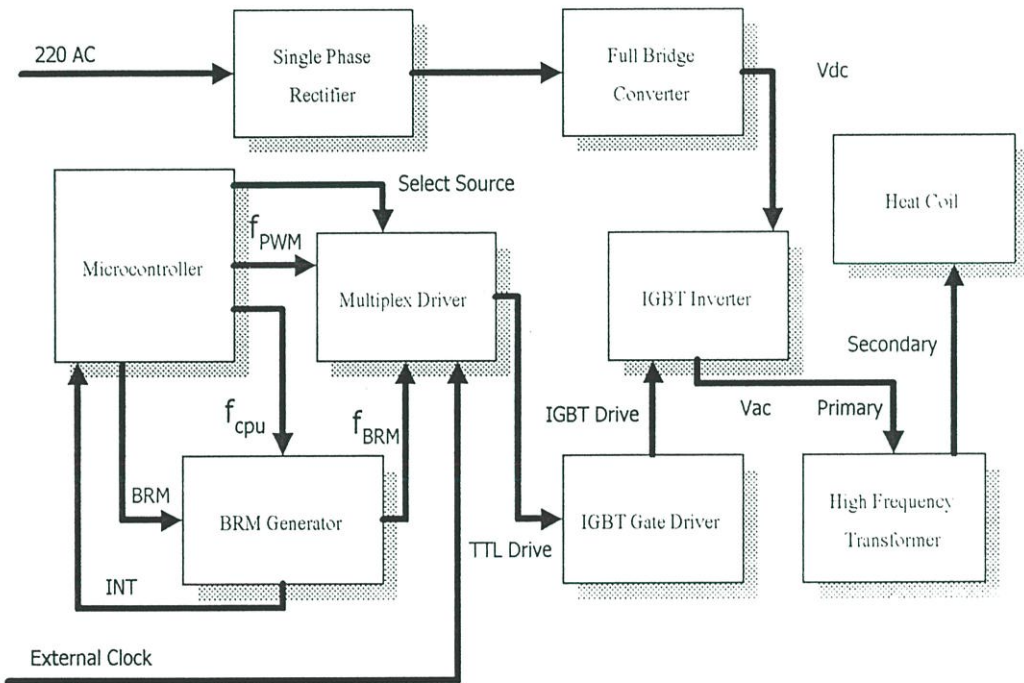
(จ) รูปแบบ ICBRM ที่ 80. (รูปแบบที่ 64+รูปแบบที่ 16)

รูปที่ 2.65 แสดงรูปแบบสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ 1 เฟส (BRM 4 บิต)

บทที่ 3

โครงสร้างการออกแบบและระบบควบคุม

3.1 การออกแบบโครงสร้างทางด้านฮาร์ดแวร์



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุม

จากรูปที่ 3.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบ จะประกอบด้วยหน่วยต่างๆ ของระบบทำหน้าที่ควบคุมการทำงานด้วยหน่วยต่างๆ ได้แก่

3.1.1 หน่วยควบคุมหลัก

ใช้ Microcontroller ทำหน้าที่รับคำสั่งการเลือกระบบค่าต่างๆจากผู้ใช้ , ควบคุมการคุมแสดงผลค่าต่างๆบน 7 Segment , กำหนดรูปแบบสัญญาณ BRM และ PWM และ ประมวลผลค่าความถี่ควบคุมหลักให้แก่ชุดกำเนิดสัญญาณ BRM และ PWM รวมถึงการควบคุมจังหวะการทริกซ์ของสัญญาณ BRM ในแต่ละชุดให้กับ IGBT Driver โดยผ่าน Multiplex Driver

3.1.2 หน่วยกำเนิดสัญญาณ(BRM Generator)

ใช้ IC เบอร์ PAL22V10 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ BRM เพื่อใช้ในการควบคุมการจ่ายพลังงานให้กับขดลวดความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

3.1.3 หน่วยเลือกรูปแบบการทำงาน (Multiplex Driver)

ใช้ IC เบอร์ PAL22V10 ทำหน้าที่จัดรูปแบบสัญญาณการทริกซ์ที่กำหนดจาก Microcontroller และมีวงจรป้องกันการทริกซ์ผิดพลาดที่อาจทำให้ชุด IGBT Inverter เสียหายได้

3.1.4 หน่วยปรับสัญญาณขับนำ(IGBT Gate Drive)

ทำหน้าที่ปรับสัญญาณจากชุด Multiplex Driver ให้อยู่ในระดับแรงดันที่สามารถขับขา Gate ของ IGBT ในชุด IGBT Inverter ได้

3.1.5 หน่วยเรียงกระแส(Rectifier)

ทำหน้าที่เรียงกระแสไฟสลับ 1 เฟส เป็น Full Wave Rectifier ต่อไป

3.1.6 หน่วยจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (Full Bridge Converter)

ทำหน้าที่ปรับแรงดันจาก Full Wave Rectifier เป็นระดับแรงดันไฟตรง

3.1.7 ชุดขับกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง(IGBT Inverter)

ทำหน้าที่จ่ายกำลังให้กับชุด High Frequency Transformer ทางด้าน Primary ตามค่าความถี่และรูปแบบที่กำหนดโดย Microcontroller

3.1.8 ชุดหม้อแปลงส่งกำลังความถี่สูง(High Frequency Transformer)

ทำหน้าที่ส่งกำลังการขับจากชุด IGBT Inverter ไปยังขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ

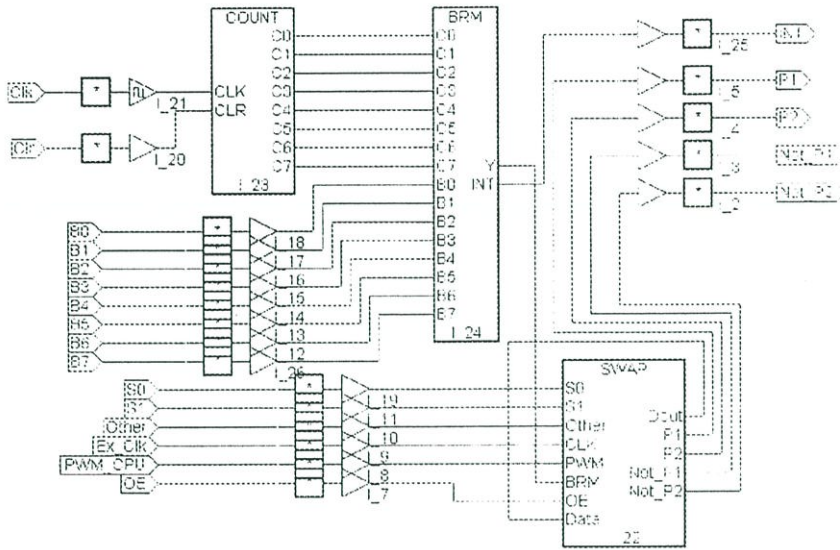
3.1.9 ชุดขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ(Heat Coil)

ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่ความถี่สูงที่จุดเรโซแนนซ์(Resonance) เพื่อจ่ายความร้อนให้กับโลหะ

3.2 วงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ในส่วนต่างๆ

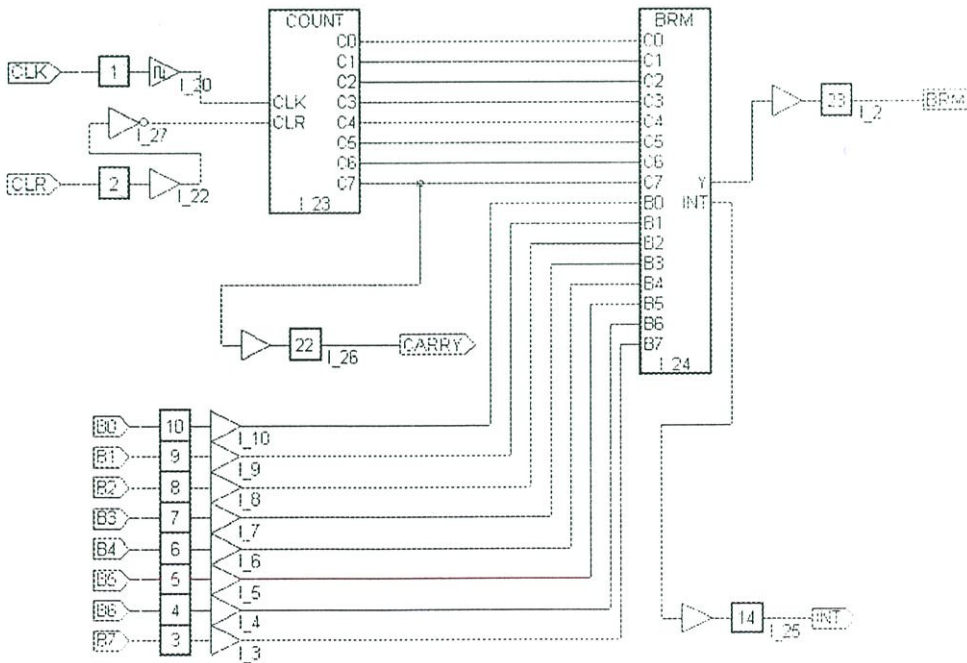
ในการทำงานของวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์สามารถแบ่งออกเป็นภาคการทำงานต่างๆ ได้คือ

3.2.1 หน่วยควบคุมหลัก



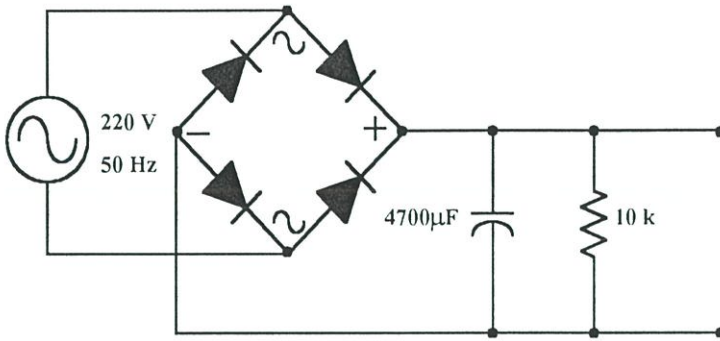
รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมหลัก

3.2.2 หน่วยกำเนิดสัญญาณ(BRM Generator)



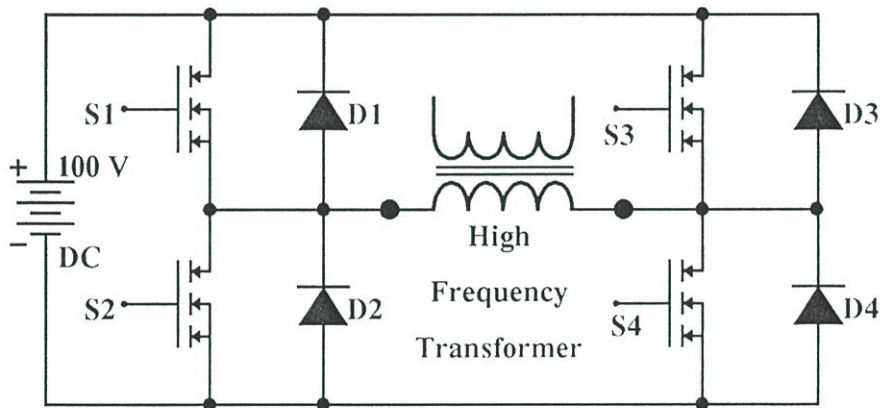
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ Binary Rate Modulation (BRM)

3.2.5 หน่วยจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง(Full Bridge Converter) และ เรียงกระแส (Rectifier)



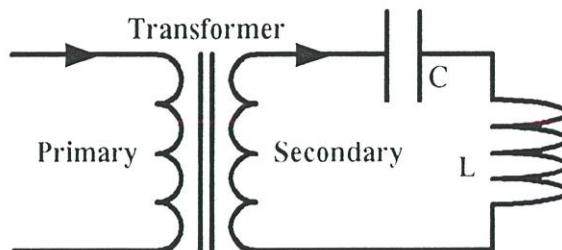
รูปที่ 3.6 จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง และ เรียงกระแส

3.2.6 ชุดขับเคลื่อนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง(IGBT Inverter)



รูปที่ 3.7 วงจรขับเคลื่อนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

3.2.7 ชุดขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ(Heat Coil)



รูปที่ 3.8 วงจรขับเคลื่อนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ

3.3 การคำนวณความถี่ควบคุมหลักระหว่าง BRM กับ PWM

ความถี่ควบคุมหลักจะถูกสร้างขึ้นโดย Microcontroller มีสมการดังนี้

$$f_{cpu} = \frac{f_{OCR}}{2 \times D_{OCR}} \quad (3.21)$$

เมื่อ

f_{cpu} คือ ความถี่การควบคุมหลักที่สร้างโดย Microcontroller

f_{OSC} คือ สัญญาณนาฬิกาของ Microcontroller

D_{OCR} คือ ค่าการหารความถี่ภายใน Microcontroller

จากสมการที่ (3.21) จะได้ความถี่ของสัญญาณ PWM โดยมีสมการดังนี้

$$f_{PWM} = \frac{f_{cpu}}{256 \times 2} \quad (3.22)$$

เมื่อ

f_{PWM} คือ ความถี่ของสัญญาณ PWM บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ

f_{cpu} คือ ความถี่การควบคุมหลักที่สร้างโดย Microcontroller

และ จากสมการที่ (3.21) จะได้ความถี่ของสัญญาณ BRM โดยมีสมการดังนี้

$$f_{BRM} = \frac{f_{cpu}}{256 \times 2} \times (255 - P_{BRM}) \quad (3.23)$$

เมื่อ

f_{BRM} คือ ความถี่ของสัญญาณ BRM บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ

f_{cpu} คือ ความถี่การควบคุมหลักที่สร้างโดย Microcontroller

P_{BRM} คือ รูปแบบการจ่ายพลังงาน BRM

ดังนั้น จะได้สมการค่าความถี่บนขดลวดเหนี่ยวนำของสัญญาณ PWM และ BRM ดังนี้

$$f_{PWM} = \frac{f_{OSC}}{1024 \times D_{OCR}} \quad (3.24)$$

$$f_{BRM} = \frac{f_{OSC} \times (255 - P_{BRM})}{1024 \times D_{OCR}} \quad (3.25)$$

และ สมการหาค่าการหารความถี่ภายใน Microcontroller ดังนี้

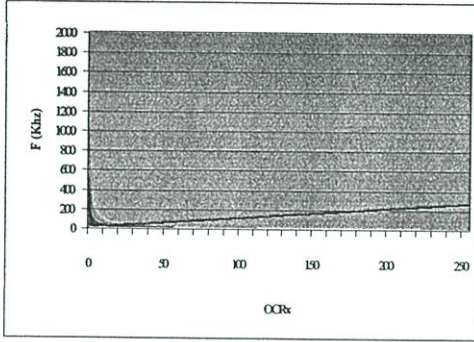
$$D_{OCR} = \frac{125}{16 \times f_{PWM}} \quad (3.26)$$

$$OCR_N = \frac{125 \times (255 - P_{BRM})}{16 \times f_{BRM}} \quad (3.27)$$

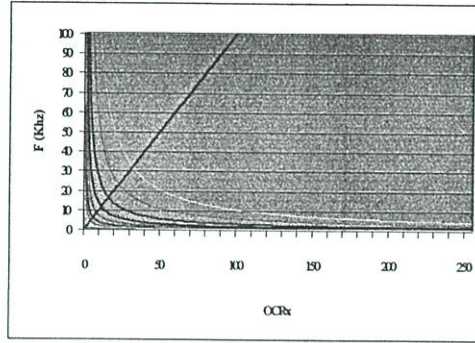
เมื่อกำหนดให้ $f_{OSC} = 8000000$ Hz

3.4 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความถี่บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำระหว่างการควบคุมด้วยสัญญาณ PWM และ สัญญาณ BRM

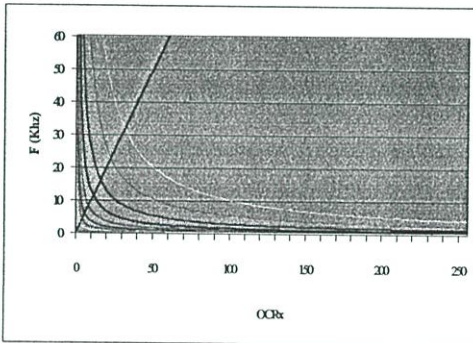
กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณ BRM บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ



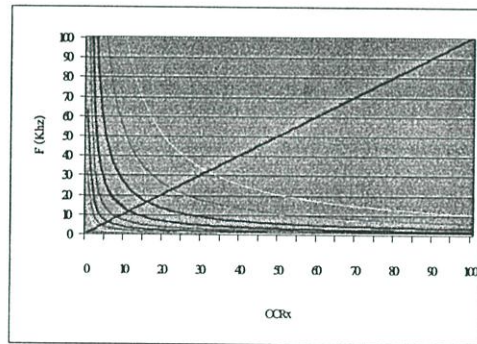
3.9(a)



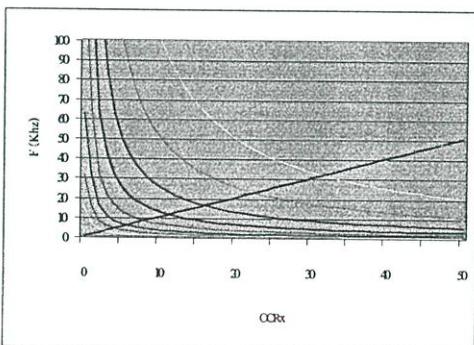
3.9(b)



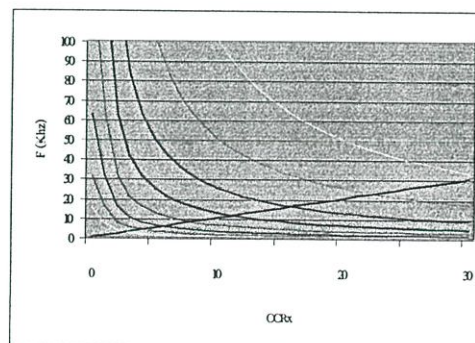
3.9(c)



3.9(d)



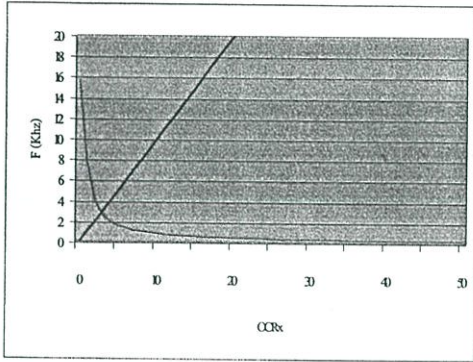
3.9(e)



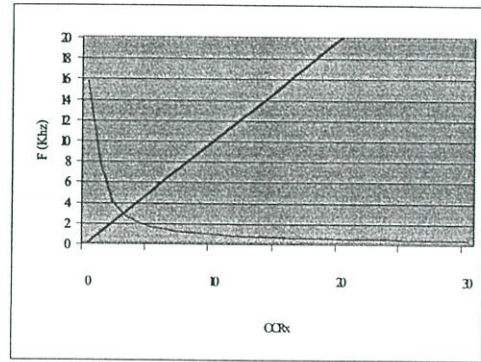
3.9(f)

รูปที่ 3.9 แสดงกราฟความถี่บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำของสัญญาณ BRM

กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณ PWM บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ



3.10(a)



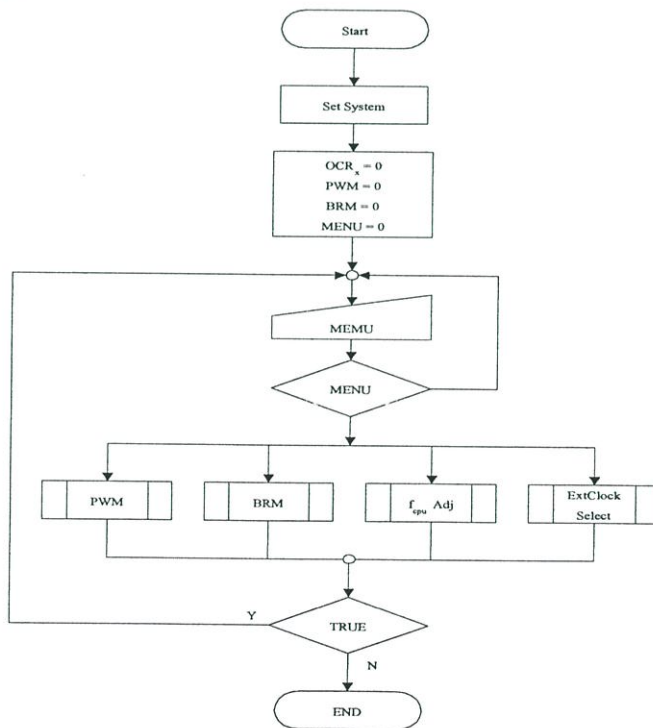
3.10(b)

รูปที่ 3.10 แสดงกราฟความถี่บนขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำของสัญญาณ PWM

3.5 การออกแบบโครงสร้างทางด้านซอฟต์แวร์

3.5.1 การทำงานโปรแกรมหลัก

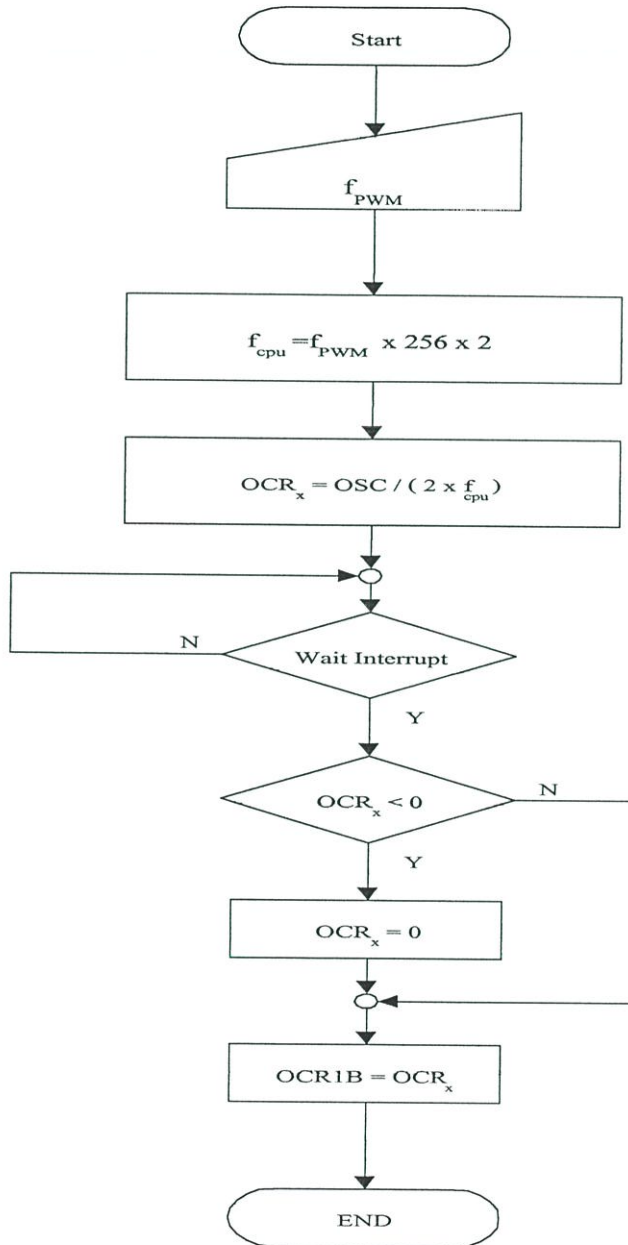
เริ่มจากการ Set System ของระบบ Microcontroller และรอรับคำสั่งเลือกการกำหนดค่าจากผู้ใช้ตามรายการที่กำหนดเมื่อเลือกรายการใด Microcontroller ก็จะทำงานตามคำสั่งที่เลือก ดัง Flow chart ต่อไปนี้



รูปที่ 3.11 แสดงการทำงานของซอฟต์แวร์หลัก

3.5.2 การทำงานโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ PWM

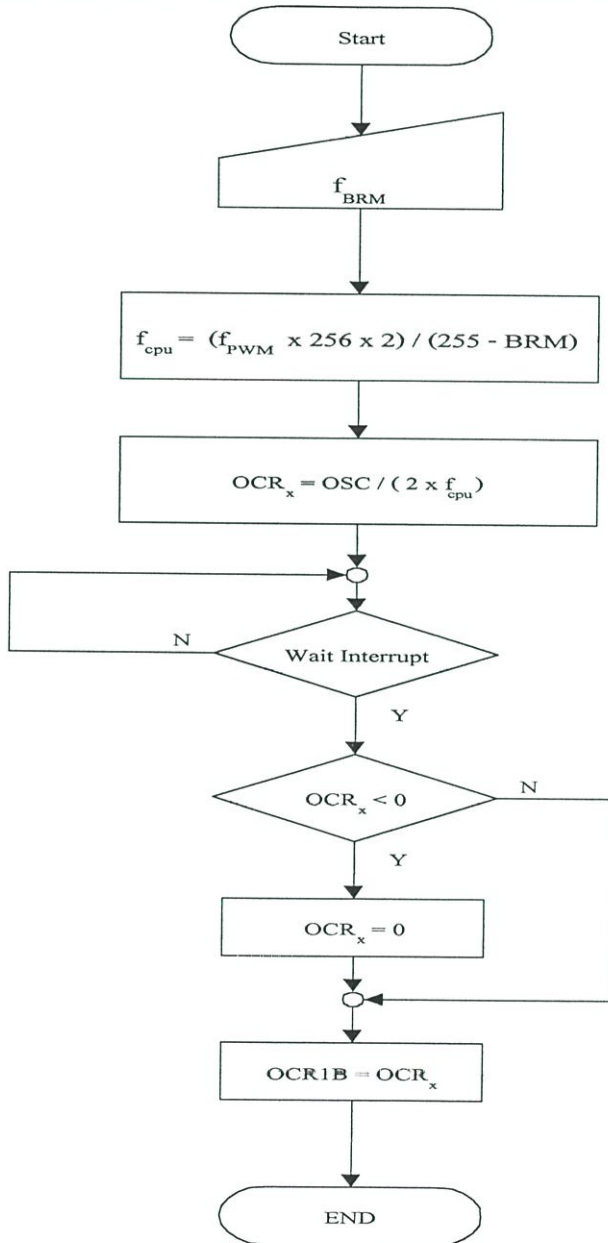
เริ่มจากการกำหนดค่าความถี่ f_{PWM} เพื่อคำนวณหาค่าความถี่หลักที่ Microcontroller จะต้องสร้างขึ้นจากนั้นคำนวณหาค่าการหารความถี่ภายใน และ รอการ Interrupt จากภายนอก แล้วจึงทำการเปลี่ยนความถี่ตามต้องการ



รูปที่ 3.12 แสดงโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ PWM

3.5.3 การทำงานโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ BRM

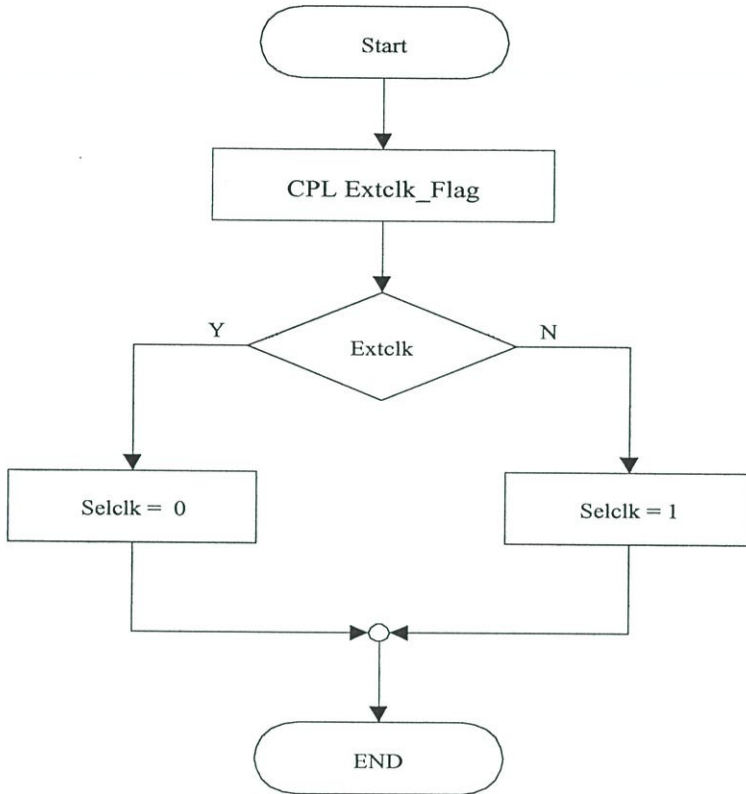
เริ่มจากการกำหนดค่าความถี่ f_{BRM} เพื่อคำนวณหาความถี่หลักที่ Microcontroller จะต้องสร้างขึ้น แต่การสร้างความถี่หลักดังกล่าวนี้จะมีค่าตัวคูณเพิ่มขึ้นจาก f_{PWM} จึงทำให้ f_{BRM} มีค่าความถี่สูงขึ้นมากในขณะที่ใช้ความถี่หลักเท่าเดิม จากนั้นคำนวณหาค่าการหารความถี่ภายใน และรอกการ Interrupt จากภายนอก แล้วจึงทำการเปลี่ยนความถี่ต่อไป



รูปที่ 3.13 แสดงโปรแกรมสร้างสัญญาณความถี่ BRM

3.5.4 การทำงานโปรแกรมเลือกสัญญาณความถี่หลักจากภายนอก

เริ่มจากการเลือก MENU จาก MENU หลัก แล้วทำการ Compliment Extclk_Flag เพื่อทำการเลือกสัญญาณความถี่หลักระหว่าง ภายใน Microcontroller กับ สัญญาณความถี่จากภายนอก

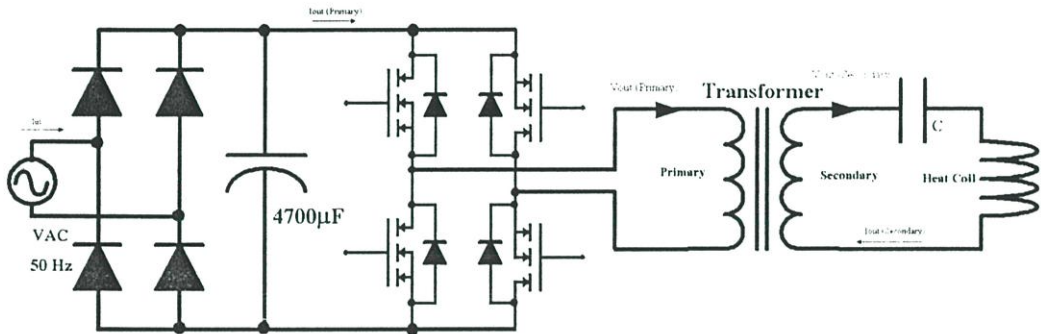


รูปที่ 3.14 แสดงการทำงานโปรแกรมเลือกสัญญาณความถี่หลัก

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในการทดสอบการจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำโดยใช้ Microcontroller สร้างสัญญาณความถี่หลักเพื่อควบคุมการจ่ายพลังงานร่วมกับชุดสร้างสัญญาณ BRM มีวงจรการจ่ายพลังงานโดยรวมดังนี้



รูปที่ 4.1 วงจรจ่ายพลังงานโดยรวม

4.1 การทดสอบการจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำขณะไม่มีโหลด

4.1.1 เป็นการทดสอบการทำงานของเครื่อง โดยการใช้สัญญาณขับเกทจากวงจร BRM เพื่อวัดค่ากระแส และ ระดับแรงดันต่างๆในสภาวะปกติ ดังค่าในตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าการทำงานในสภาวะปกติ

BRM รูปแบบที่	Iin (Amp)	Vout(Volt)		Iout(Amp)		F (khz)	Temp ("C")
		Primary	Secondary	Primary	Secondary		
253	7.1	102.1	10.3	5.2	52	64.21	-
251	7.0	102.4	10.2	5.1	51	64.23	-
247	7.2	103.2	10.7	5.4	54	65.78	-
239	7.1	101.7	11.1	5.0	50	65.37	-
223	6.0	104.5	10.2	4.2	42	64.11	-
191	4.2	106.8	10.5	3.3	33	64.90	-
127	1.5	100.5	10.1	1.3	13	65.87	-

4.2 การทดสอบการจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำขณะมีโหลด

4.2.1 ค่าแรงดันกระแสต่างๆในขณะมีโหลดที่ 100Vp-p , $f_{BRM} = 64\text{KHz}$

บันทึกค่าหลังการทำงานประมาณ 1 นาที ได้ค่าในตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าการทำงานในสภาวะมีโหลดที่ 100Vp-p

BRM รูปแบบที่	Iin (Amp)	Vout(Volt)		Iout(Amp)		F (khz)	Temp ("C")
		Primary	Secondary	Primary	Secondary		
253	7.3	103.2	10.6	5.3	53	64.32	587
251	7.3	102.3	10.2	5.2	52	65.12	590
247	7.4	101.6	10.1	5.5	55	65.15	585
239	7.2	103.1	9.9	5.2	52	64.52	575
223	6.1	106.3	10.2	4.3	43	64.94	562
191	4.3	103.1	10.3	3.2	32	65.94	100
127	1.4	104.7	10.5	1.2	12	65.68	80

4.2.2 ค่าแรงดันกระแสต่างๆในขณะมีโหลดที่ 250Vp-p , $f_{BRM} = 64\text{KHz}$

บันทึกค่าหลังการทำงานประมาณ 1 นาที ได้ค่าในตารางต่อไปนี้

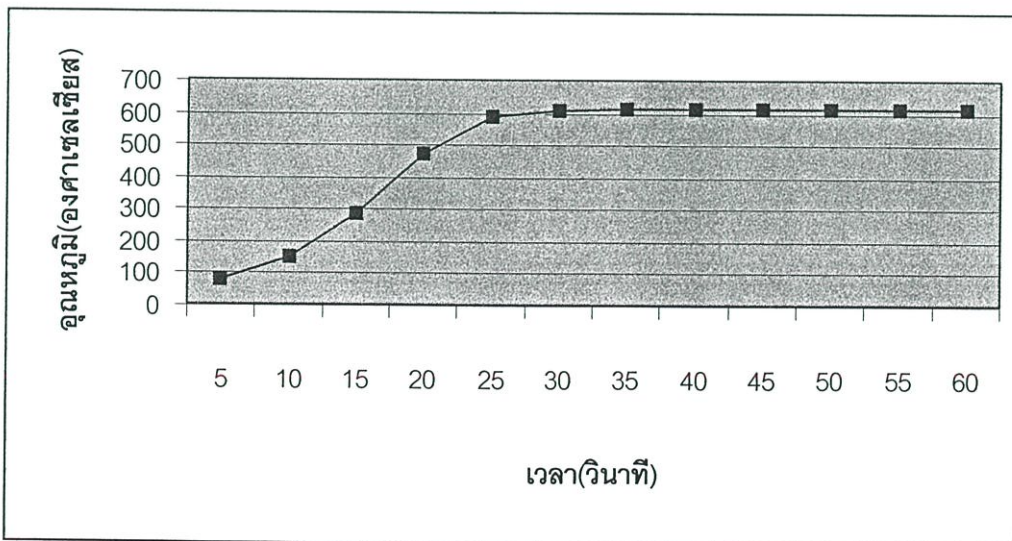
BRM รูปแบบที่	Iin (Amp)	Vout(Volt)		Iout(Amp)		F (khz)	Temp ("C")
		Primary	Secondary	Primary	Secondary		
253	15.0	258.3	25.7	13.8	138	64.50	615
251	13.0	263.2	26.1	11.5	115	64.20	610
247	12.0	265.6	25.8	10.7	107	66.67	610
239	11.2	268.8	27.2	9.1	91	67.11	615
223	10.1	284.4	27.8	8.8	88	63.69	604
191	5.8	260.5	26.5	4.3	43	67.00	562
127	2.4	258.7	24.2	1.9	19	65.00	100

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าการทำงานในสภาวะมีโหลดที่ 250Vp-p

4.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเมื่อเทียบกับเวลาที่ BRM รูปแบบที่ 247 ,
 250Vp-p , $f_{BRM} = 64\text{KHz}$

เวลา Time(วินาที)	อุณหภูมิ Temperature($^{\circ}\text{C}$)
0	0
5	80
10	150
15	280
20	470
25	585
30	604
35	610
40	610
45	610
50	610
55	610
60	610

ตารางที่ 4.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเมื่อเทียบกับเวลาในสภาวะมีโหลดที่ 250Vp-p

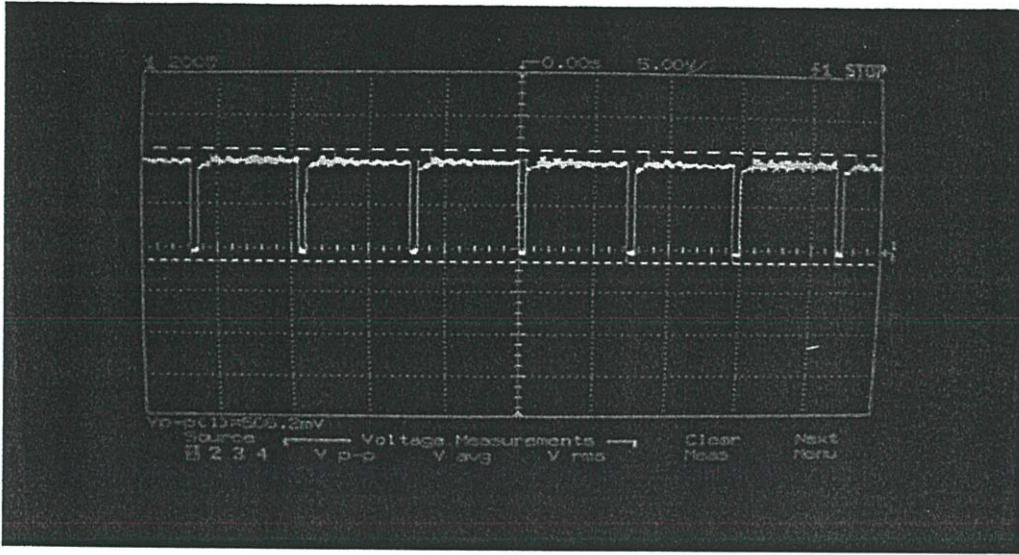


รูปที่ 4.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเมื่อเทียบกับเวลา

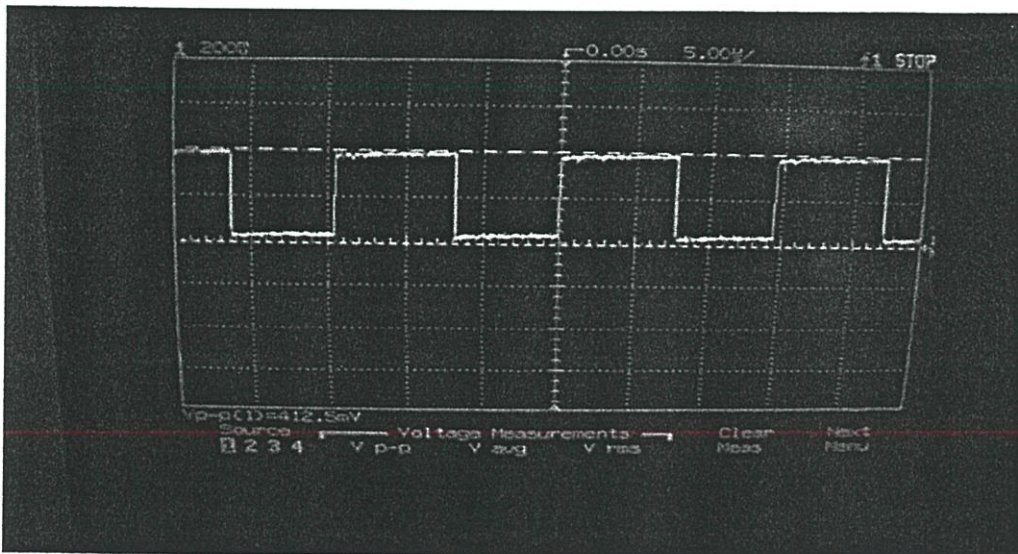
4.4 แสดงรูปสัญญาณต่างๆในวงจรผลการทดสอบและแสดงลักษณะสัญญาณต่างๆ ของชุดขับนำ

4.4.1 ผลการทดสอบ

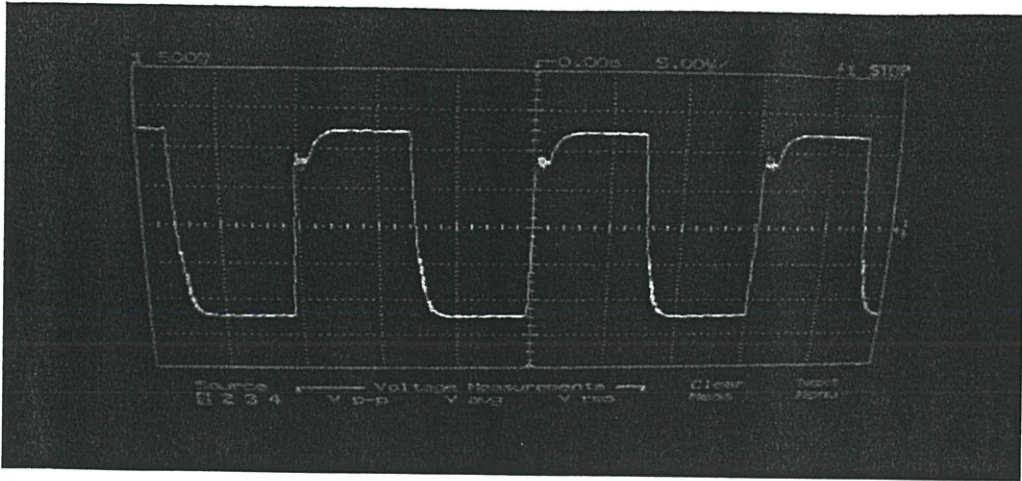
ในส่วนนี้แสดงสัญญาณต่างๆ ที่ใช้ในการขับนำจาก Microcontroller จ่ายให้ชุดสร้างสัญญาณ BRM ผ่านชุด IGBT Gate Driver ส่งสัญญาณกระตุ้นไปยังชุด IGBT Invetrter โดยมีรูปสัญญาณดังนี้



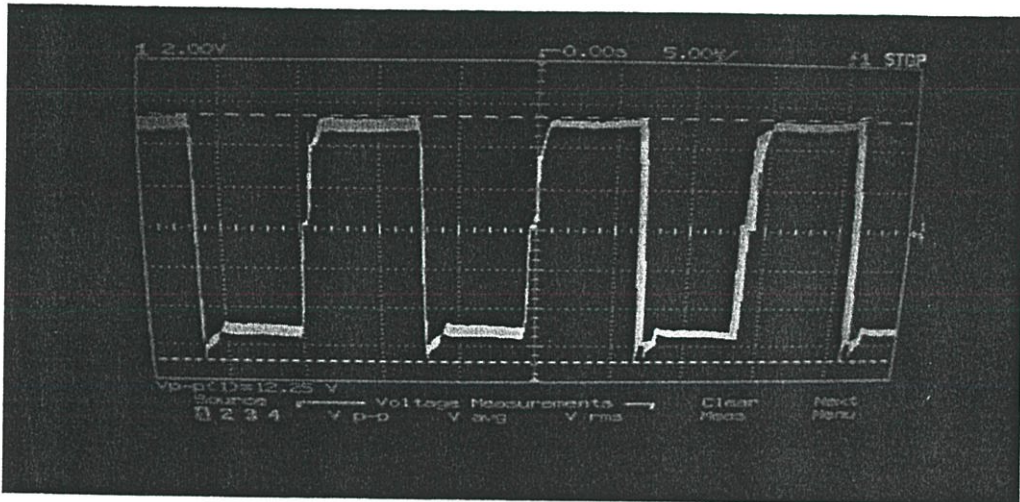
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณ BRM รูปแบบที่ 247 ความถี่ 64kHz



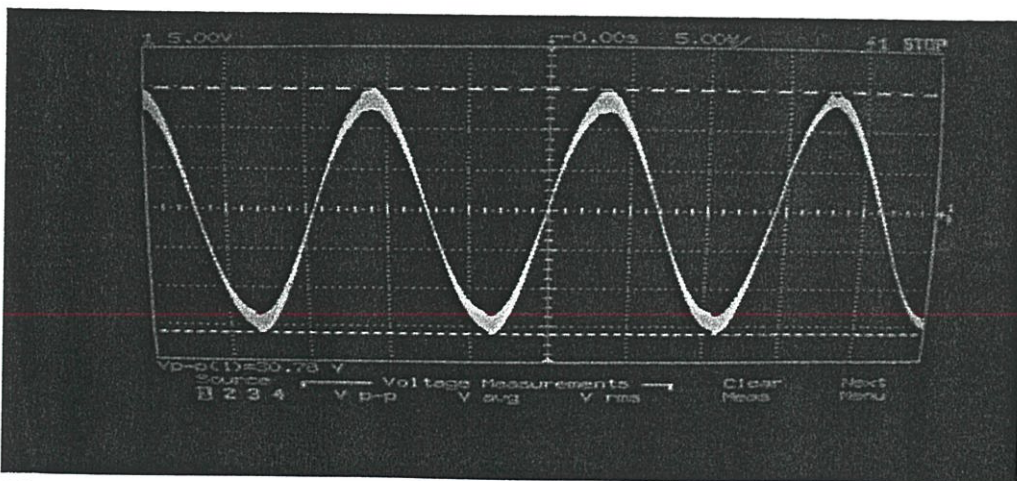
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณขับนำชุด IGBT Gate Driver จากชุด Multiplex Driver ความถี่ 64kHz



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณขับนำชุด IGBT Inverter จากชุด IGBT Gate Driver ความถี่ 64kHz



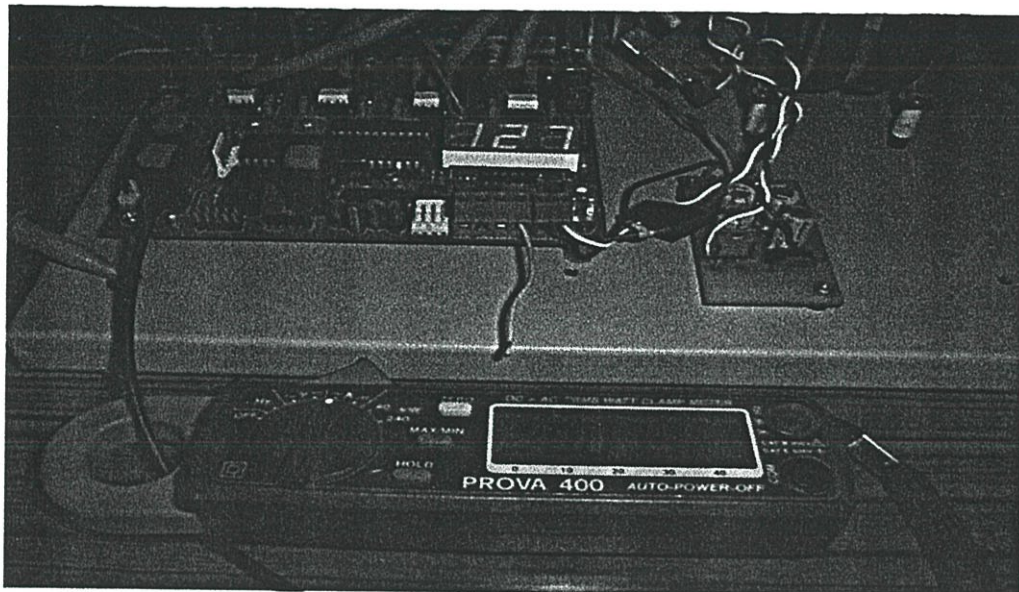
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณขับนำชุด High Frequency Transformer ทางด้าน Primary ความถี่ 64kHz



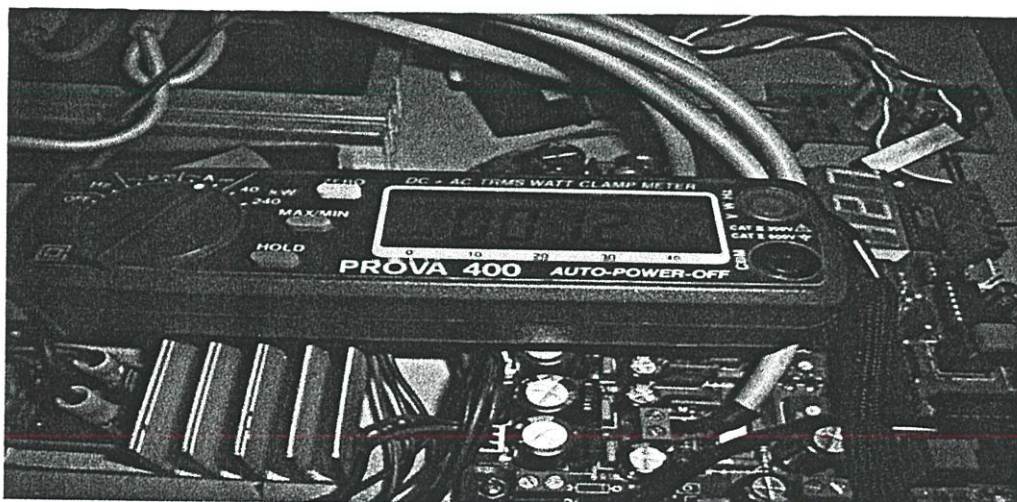
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ ที่ความถี่ 64kHz

4.5 ผลการทดลองที่รูปแบบ BRM ต่างๆ ที่ความถี่ 64kHz

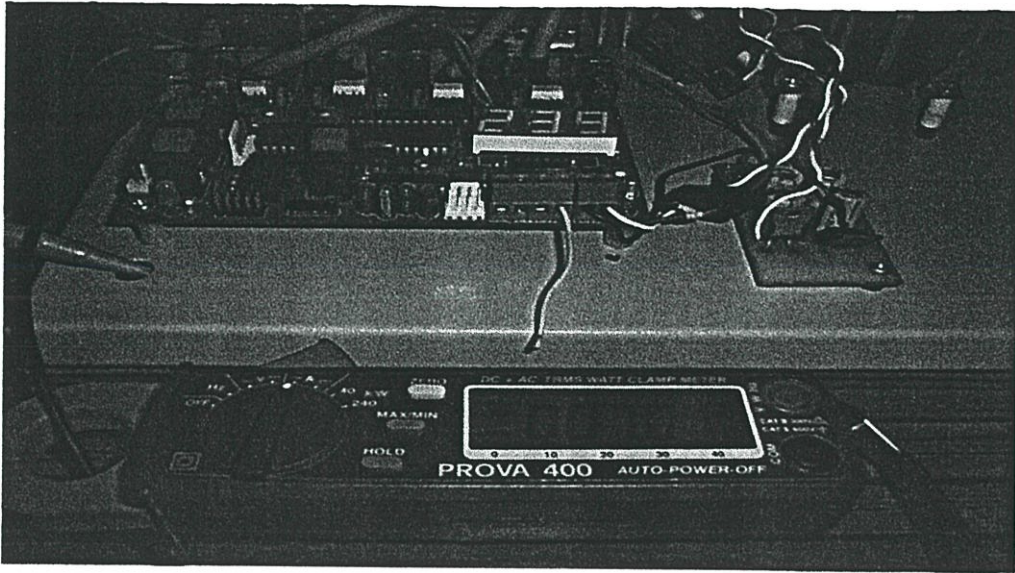
การทดลองนี้ทดสอบการวัดสัญญาณกระแสในจุดต่างๆ ที่แรงดัน 100Vp-p และ 250Vp-p เพื่อจับกระแส High Frequency Transformer ทางด้าน Primary ส่งถ่ายกำลังไปยัง Induction Coil ทางด้าน Secondary ที่จุด เรโซแนนซ์(Resonance)



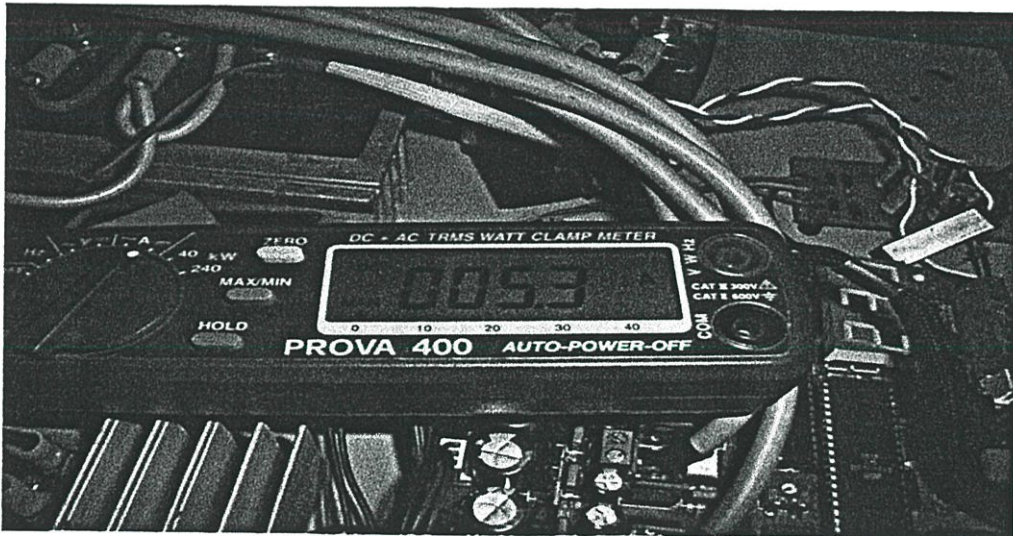
รูปที่ 4.8 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line (Iin) ที่แรงดัน 100Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 127



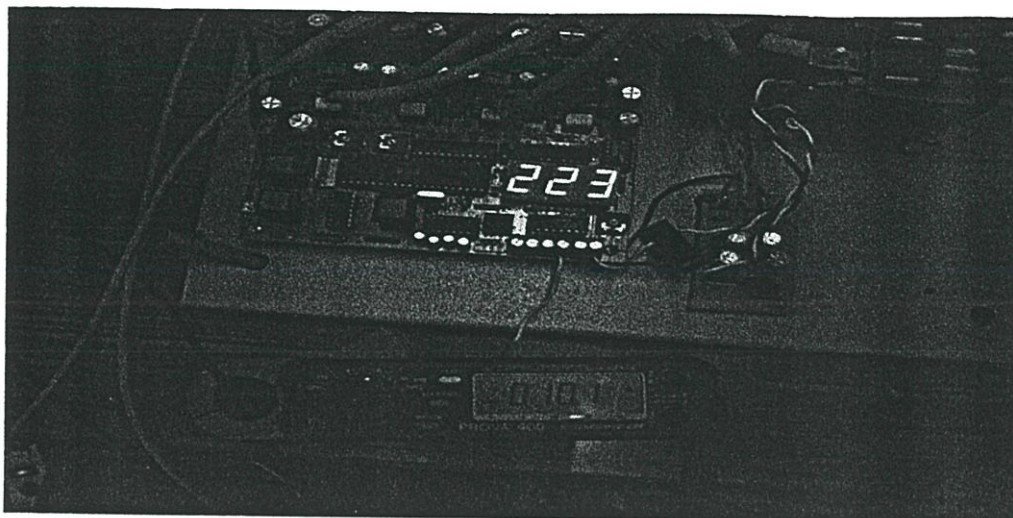
รูปที่ 4.9 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต Primary High Frequency Transformer ที่แรงดัน 100Vp-p รูปแบบ BRM ที่ 127



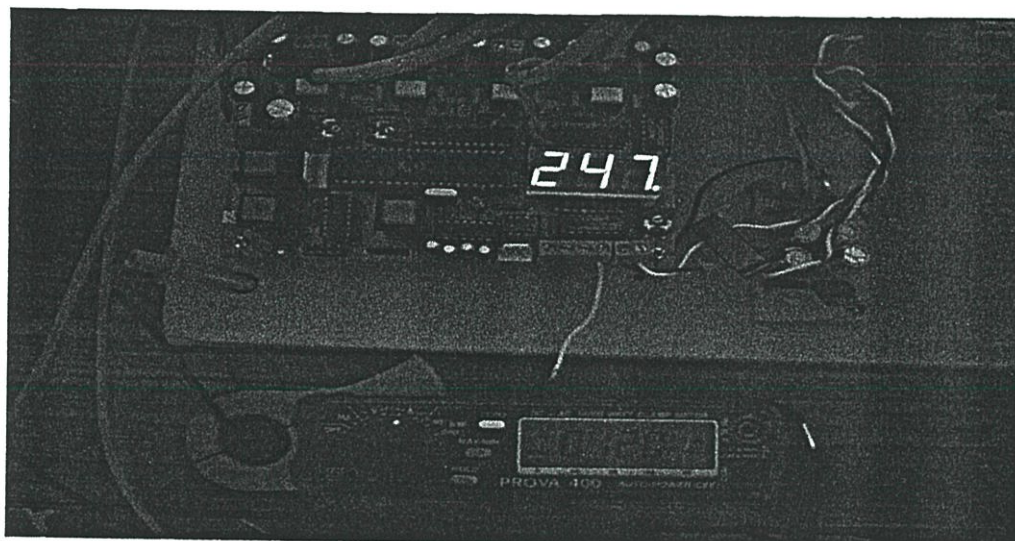
รูปที่ 4.10 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line (Iin) ที่แรงดัน 100Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 239



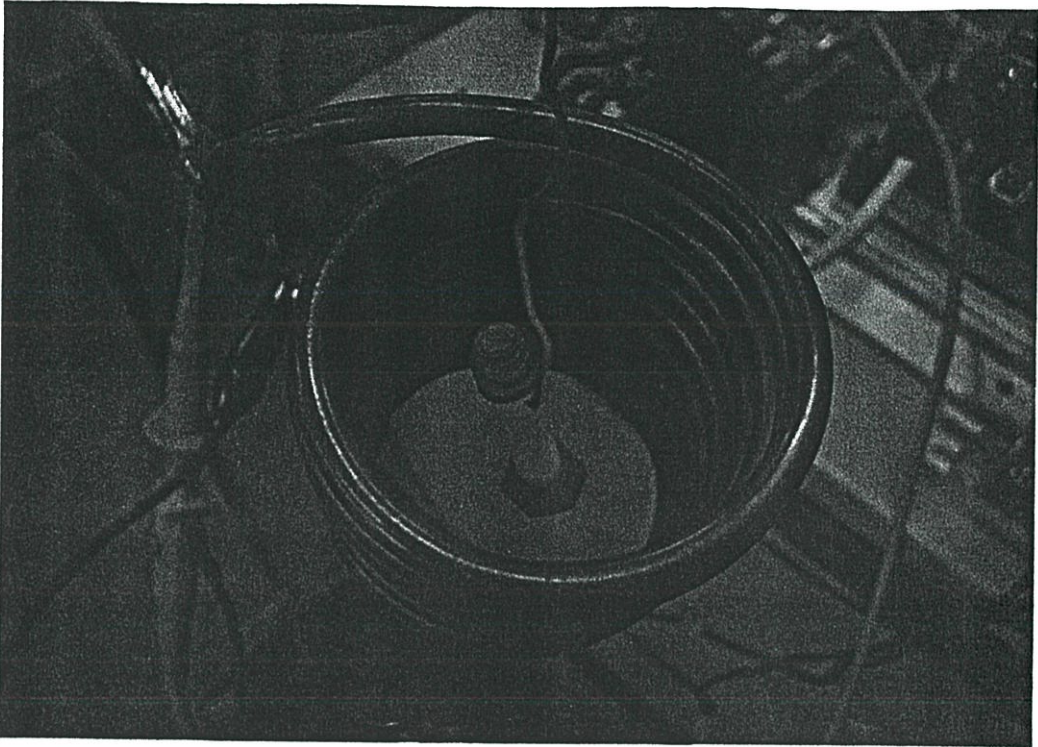
รูปที่ 4.11 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต Primary High Frequency Transformer ที่แรงดัน 100Vp-p รูปแบบ BRM ที่ 239



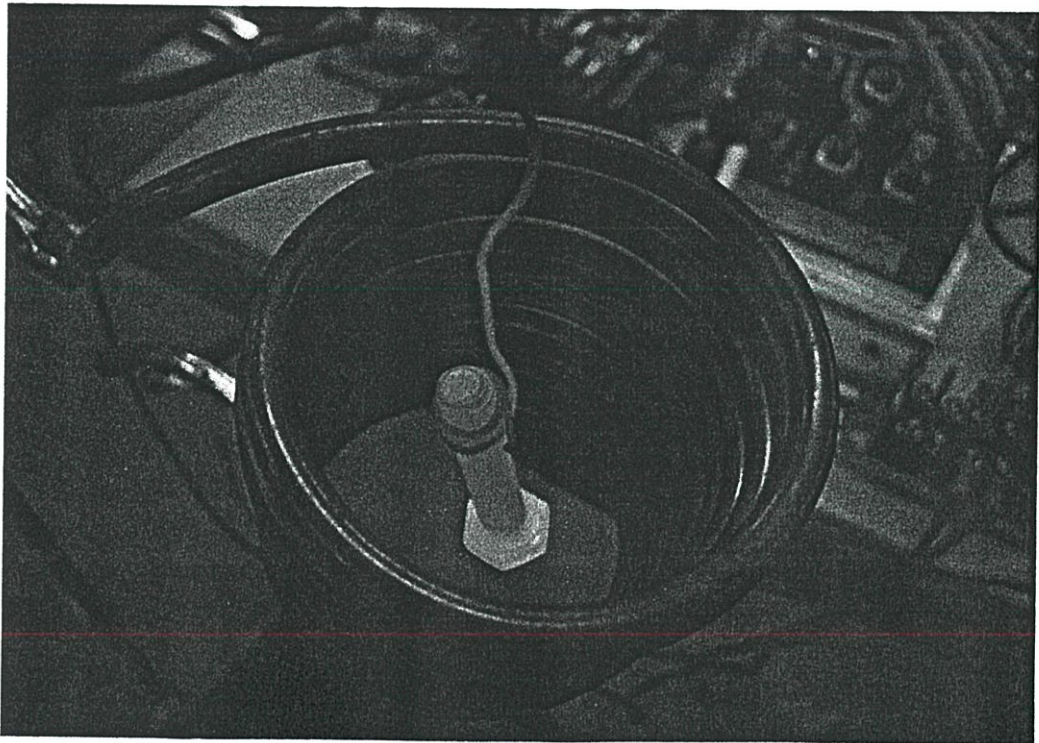
รูปที่ 4.12 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line (Iin) ที่แรงดัน 250Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 223



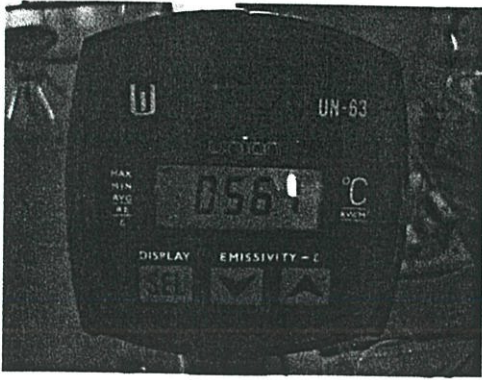
รูปที่ 4.13 แสดงค่ากระแสทางด้านอินพุต AC Line (Iin) ที่แรงดัน 250Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 247



รูปที่ 4.14 แสดงผลการทดลองการจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่แรงดัน 100Vp-p ทาง
ด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 239



รูปที่ 4.15 แสดงผลการทดลองการจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำที่แรงดัน 250Vp-p ทาง
ด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 247

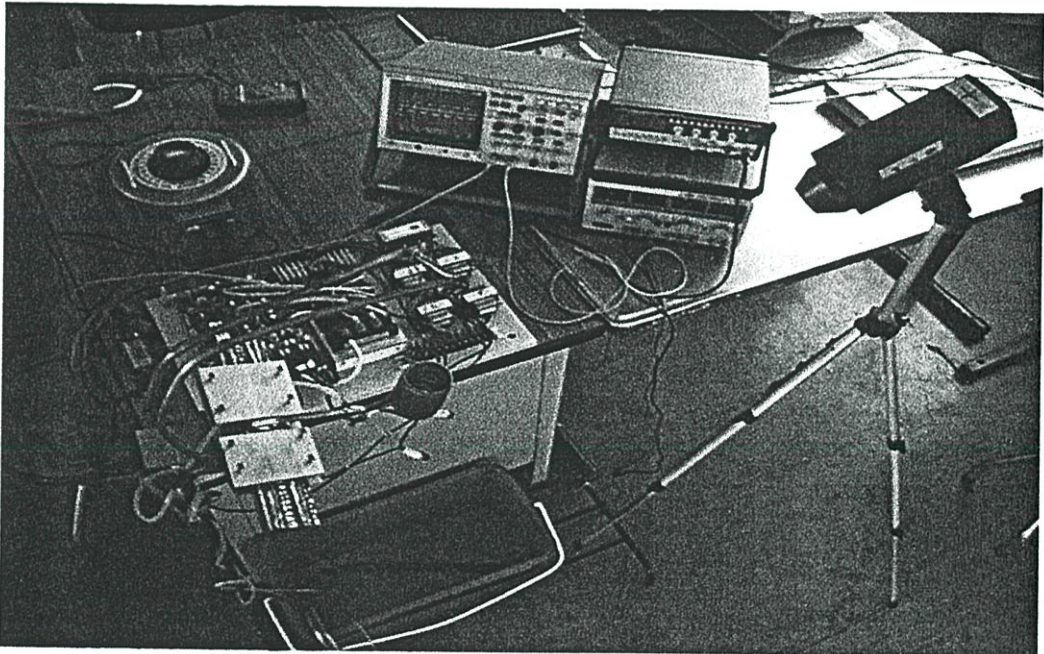


4.16 (a)



4.16 (b)

รูปที่ 4.16 แสดงค่าอุณหภูมิที่วัดได้ที่ผิวโลหะ ที่แรงดัน 100Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 239 ในรูปที่ 4.15 (a) และ ที่แรงดัน 250Vp-p ทางด้าน Primary High Frequency Transformer รูปแบบ BRM ที่ 247 ในรูปที่ 4.15 (b)



รูปที่ 4.17 แสดงการวัดอุณหภูมิในขณะที่ทำงานปกติ

4.6 การทดสอบหาค่าความจุความร้อนของชิ้นงาน

โดยการทดลองใช้น้ำดูดซับความร้อนของชิ้นงานเพื่อทดสอบหาค่า S (สัมประสิทธิ์ความร้อนแฝง) ของชิ้นงาน

$$\text{โดยมีสมการดังนี้} \quad Q = m \cdot S \cdot \Delta T \quad (4.1)$$

เมื่อ

$$Q = \text{ค่าความจุความร้อน (J)}$$

$$m = \text{มวลของวัตถุ (Kg)}$$

$$\Delta T = \text{อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง (°K)}$$

$$S = \text{ค่าสัมประสิทธิ์ความร้อนแฝง}$$

$$\text{โดย } S \text{ ของน้ำ} = 4.184 \text{ KJ / Kg} \cdot \text{K}$$

การทดลองหาค่า S ของชิ้นงาน ครั้งที่ 1

การทดลองใช้ น้ำ 1 ลิตร = 1 Kg

$$\text{มวลของชิ้นงาน} = 0.05 \text{ Kg}$$

$$\text{อุณหภูมิของชิ้นงานก่อนทดสอบ} = 80^\circ\text{C}$$

$$\text{อุณหภูมิของน้ำก่อนทดสอบ} = 25^\circ\text{C}$$

$$\text{อุณหภูมิของน้ำหลังจากน้ำดูดซับความร้อนชิ้นงาน} = 25.3^\circ\text{C}$$

$$\text{จากสมการที่ 4.1 จะได้} \quad m_L \cdot S_L \cdot \Delta T = m_w \cdot S_w \cdot \Delta T_w \quad (4.2)$$

เมื่อ

$$m_L = \text{มวลของชิ้นงาน (Kg)}$$

$$S_L = \text{ค่าความร้อนแฝงของชิ้นงาน}$$

$$\Delta T_L = \text{อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงของชิ้นงาน}$$

$$m_w = \text{มวลของน้ำ (Kg)}$$

$$S_w = \text{ค่าความร้อนแฝงของน้ำ}$$

$$\Delta T_w = \text{อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงของน้ำ}$$

แทนค่าในสมการที่ 4.2 จะได้

$$0.05 \text{ Kg} \times S_L \times 54.7 \text{ K} = 1 \text{ Kg} \times 4.184 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg} \cdot \text{K}} \times 0.3 \text{ K}$$

$$S_{L1} = 1\text{Kg} \times 4.184 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}} \times 0.3\text{K} \times \frac{1}{0.05\text{Kg} \times 54.7\text{K}}$$

$$S_{L1} = 0.4589 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}}$$

การทดลองหาค่า S ของชิ้นงาน ครั้งที่ 2

การทดลองใช้ น้ำ 0.5 ลิตร = 0.5 Kg

มวลของชิ้นงาน = 0.05 Kg

อุณหภูมิของชิ้นงานก่อนทดสอบ = 80 °C

อุณหภูมิของน้ำก่อนทดสอบ = 25 °C

อุณหภูมิสุดท้ายของน้ำหลังจากน้ำดูดซับความร้อนชิ้นงาน = 25.6 °C

แทนค่าในสมการที่ 4.2 จะได้

$$S_{L2} = 0.5\text{Kg} \times 4.184 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}} \times \frac{1}{0.05\text{Kg} \times 54.4\text{K}}$$

$$S_{L2} = 0.4614 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}}$$

การทดลองหาค่า S ของชิ้นงาน ครั้งที่ 3

การทดลองใช้ น้ำ 0.25 ลิตร = 0.25 Kg

มวลของชิ้นงาน = 0.05 Kg

อุณหภูมิของชิ้นงานก่อนทดสอบ = 80 °C

อุณหภูมิของน้ำก่อนทดสอบ = 25 °C

อุณหภูมิสุดท้ายของน้ำหลังจากน้ำดูดซับความร้อนชิ้นงาน = 26.2

แทนค่าในสมการที่ 4.2 จะได้

$$S_{L3} = 0.25\text{Kg} \times 4.184 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}} \times 1.2\text{K} \times \frac{1}{0.05\text{Kg} \times 53.8\text{K}}$$

$$S_{L3} = 0.46661 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}}$$

จากการทดลองทั้ง 3 ครั้ง ได้ค่าเฉลี่ย S ของชิ้นงาน

ดังนี้

$$S_L = \frac{S_{L1} + S_{L2} + S_{L3}}{3}$$

$$S_L = \frac{0.4589 + 0.4614 + 0.4666}{3}$$

$$S_L = 0.4648 \frac{KJ}{Kg.K}$$

การคำนวณค่าประสิทธิภาพของวงจร

พิจารณาค่าประสิทธิภาพที่เวลา 35 วินาที ที่อุณหภูมิ $25^{\circ}C - 610^{\circ}C$

แทนค่าในสมการ $Q = m_L \cdot S_L \cdot \Delta T_L$ (4.3)

จะได้

$$\begin{aligned} Q &= 0.05 Kg \times 0.4648 \frac{KJ}{Kg.K} \times 585K \\ &= 13595.4 \text{ J} \end{aligned}$$

สมการหาค่ากำลังงาน output

$$P_{out} = \frac{Q}{\Delta T} \quad (4.4)$$

เมื่อ

P_{out} = ค่ากำลังงานทางด้าน output (W)

ΔT = ค่าเวลาจ่ายกำลังงาน (S)

แทนค่าในสมการที่ 4.4 จะได้

$$P_{out} = \frac{13595.4 \text{ J}}{35 \text{ S}} = 388.44 \text{ W}$$

สมการหาค่ากำลังงาน input

$$P_{input} = IV \quad (4.5)$$

แทนค่าในสมการที่ 4.5 จะได้

$$P_{input} = 12.4 \times 85 \text{ W}$$

$$= 1020 \text{ W}$$

$$\therefore \text{ค่าประสิทธิภาพ} = \frac{P_{out}}{P_{input}} \times 100$$

$$= \frac{388.44 \text{ W}}{1020 \text{ W}} \times 100 = 38.08\%$$

พิจารณาค่าประสิทธิภาพที่เวลา 20 วินาที ที่อุณหภูมิ $25^{\circ}\text{C} - 470^{\circ}\text{C}$

แทนค่าในสมการที่ 4.3 จะได้

$$Q = 0.05 \text{ Kg} \times 0.4648 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}} \times 445 \text{ K}$$

$$= 10341.8 \text{ J}$$

$$P_{out} = \frac{10341.8 \text{ J}}{20 \text{ S}} = 517.09 \text{ W}$$

$$\therefore \text{ค่าประสิทธิภาพ} = \frac{517.09}{1020} \times 100 = 50.69\%$$

พิจารณาค่าประสิทธิภาพที่เวลา 25 วินาที ที่อุณหภูมิ $25^{\circ}\text{C} - 585^{\circ}\text{C}$

แทนค่าในสมการที่ 4.3 จะได้

$$Q = 0.05 \text{ Kg} \times 0.4648 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}} \times 560 \text{ K}$$

$$= 13014.4 \text{ J}$$

$$P_{out} = \frac{520.57}{1020} \times 100 = 51.03\%$$

$$\therefore \text{ค่าประสิทธิภาพ} = \frac{520.57}{1020} \times 100 = 51.03\%$$

พิจารณาค่าประสิทธิภาพที่เวลา 30 วินาที ที่อุณหภูมิ $25^{\circ}\text{C} - 604^{\circ}\text{C}$

$$\begin{aligned} \text{แทนค่าในสมการที่ 4.3 จะได้} \quad Q &= 0.05\text{Kg} \times 0.4648 \frac{\text{KJ}}{\text{Kg.K}} \times 579\text{K} \\ &= 13455.96 \text{ J} \end{aligned}$$

$$P_{out} = \frac{13455.96 \text{ J}}{30 \text{ S}} = 448.53 \text{ W}$$

$$\therefore \text{ค่าประสิทธิภาพ} = \frac{448.53}{1020} \times 100 = 43.97\%$$

จะได้ค่าประสิทธิภาพเฉลี่ยที่เวลา 20 วินาที ถึง 30 วินาที

ดังนั้น

$$\text{ค่าประสิทธิภาพ} = \frac{50.69 + 51.03 + 43.97}{3}$$

$$\therefore \text{ค่าประสิทธิภาพของระบบ} = 48.56\%$$

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองการจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำ ด้วยหลักการ BRM สามารถจ่ายพลังงานในช่วงความถี่สูงได้ เนื่องจากการเปลี่ยนรูปแบบ BRM ในลักษณะสมมาตรจะได้รูปแบบในการกำเนิดความถี่ทั้งหมด 8 ระดับ ที่ BRM ขนาด 8 บิต ซึ่งแต่ละระดับจะทำให้ความถี่ที่โหลดเพิ่มขึ้น 2 เท่า ในขณะที่ใช้ความถี่หลักเท่าเดิม จึงทำให้การควบคุมความถี่ด้วยระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ทำได้ง่ายขึ้น และย่านความถี่ใช้งานกว้างขึ้นเมื่อเทียบกับการควบคุมการจ่ายพลังงานขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำด้วยหลักการ PWM ขนาด 8 บิต เท่ากัน จะกำหนดความถี่ในการจ่ายพลังงานให้โหลดด้วยความถี่หลักเพียงอย่างเดียว จึงต้องใช้ความถี่หลักที่สูงมาก เพื่อที่จะกำเนิดความถี่จ่ายให้โหลดได้ตามต้องการ จึงทำให้การควบคุมความถี่แบบอัตโนมัติที่จุดเรโซแนนซ์ (Resonance) ที่มีความสูงทำได้ยาก ดังนั้นการควบคุมการจ่ายพลังงานด้วยหลักการ BRM จึงเหมาะสมกับการกำเนิดความถี่ให้โหลดในระดับความถี่สูง และการควบคุมแบบอัตโนมัติด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัญหาที่น่าสนใจในการ Drive IGBT ด้วย TLP 250 อาจทำให้สัญญาณไม่คมพอ จึงต้องใช้ FET ช่วยในการขับ Gate IGBT อีกทีหนึ่ง ทำให้การทำงานที่ความถี่สูงทำงานได้ดีขึ้น แต่ต้องแยกแหล่งจ่ายแรงดันวงจรขับในแต่ละชุด IGBT Gate Driver ออกจากกันเป็นอิสระ เพื่อป้องกันการรบกวนระหว่างกัน ซึ่งอาจทำให้จังหวะในการขับ Gate IGBT ผิดพลาดได้

จากปัญหาดังกล่าวนี้ ทางผู้วิจัยได้ออกแบบวงจรลอจิกเกต PAL22V10 เพื่อป้องกันความผิดพลาดซึ่งอาจเกิดขึ้นได้ในหลายกรณี เช่น การเปิดเครื่องครั้งแรก การสั่งงานจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผิดพลาด หรือ จากสัญญาณรบกวน ซึ่งอาจทำให้เกิดปัญหาดังกล่าวได้

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- (1) โกเมศร์ แจ่มจันทร์ นิรัญ โขชัย จรินทร์ นาคไพจิตร วิทยา ทิพย์สุวรรณพร. “การปรับค่าพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสแบบละเอียดโดยใช้เทคนิค ICBRM.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 โรงแรมดิเอ็มเพรส เชียงใหม่, หน้า 157 – 160, 2543.

บรรณานุกรม

- [1] K. Ogata, Discrete - Time Control System ,Englewood Cliffs, NJ: Prentice - Hall , 1987.
- [2] J.Niezenanski “ Maximum pulse-position and counting errors of binary rate multipliers” Pro. IEE , Vol. 136, Pt.E, No.4, July 1989, pp 296-305.
- [3] Nabil A. Ahmed, Kenji Anei and Masaaki Sakui., “A new configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller” IEEE Trans. on industrial electronics, Vol. 46, No.5 Oct 1999.
- [4] P.C.SEN., Principles of Electrical Machines and Power Electronics , 2 nd ed., John Wiley & Sons, Inc. New York 1994.
- [5] Barry N. and M^c Quade E., “ Temperature Control using integer - Cycle Binary Rate Modulation of the ac. Mains ” Proc IEEE Conf. Ind. Application Society,Houston. pp. 1793-1798, 1992
- [6] Syed A. Nasar , Electric Machines and Power Systems Volume I , Electric Machines , McGraw – Hill , Inc. 1995.
- [7] Malhan , Tore M. Undeland , William P. Robbins, Power Electronics , 2 nd ed., John Wiley & sons, Inc. New York 1995.

ประวัติผู้เขียน

นายโกเมศร์ แจ่มจันทร์

ประวัติการศึกษา

- พ.ศ. 2539 จบการศึกษาปริญญาตรี คอ.บ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม สาขาอิเล็กทรอนิกส์
และคอมพิวเตอร์
- พ.ศ. 2540 ปริญญาโท วศ.ม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ภาควิชาไฟฟ้า สาขาวิชาไฟฟ้า(กำลังศึกษาอยู่)

ประวัติการทำงาน

ปัจจุบันทำงานอยู่ที่มหาวิทยาลัยเซนต์จอห์น ตำแหน่ง อาจารย์ประจำคณะวิศวกรรมศาสตร์
เป็นระยะเวลา 6 ปี ทำหน้าที่รับผิดชอบ ทางด้านการเรียนการสอนในวิชาคอมพิวเตอร์

ความสามารถทางด้านคอมพิวเตอร์

ภาษา C , Pascal , Assembly ,Hardware Computer และ Microcontroller