

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งสำหรับแมกนีตรอน
SWITCHING POWER SUPPLY FOR MAGNETRON



โดย
นายรัฐวุฒิ กัตต์ตลาค
นายบัณฑิต ภักดีสถาพร
นายรณรงค์ รณรัตน์

เลขหม.....
เลขทะเบียน..... 46254
วัน, เดือน, ปี..... 21 ส.ค. 2546

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

ปฏิญานีพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับแมกนีตรอน
SWITCHING POWER SUPPLY FOR MAGNETRON

โดย

นายณัฐวุฒิ กัตตตาด

นายบัณฑิต ภักดีสถาพร

นายรณรงค์ รณรัตน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับแมกเนตรอน
SWITCHING POWER SUPPLY FOR MAGNETRON

โดย

นายณัฐวุฒิ กัตตกลาง รหัสประจำตัว 42515725
นายบัณฑิต ถักดีสถาพร รหัสประจำตัว 42515732
นายรณรงค์ รณรัตน์ รหัสประจำตัว 42515739

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งสำหรับแมกนีตรอน

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐวุฒิ กัดตลาค
2. นายบัณฑิต ภัคดีสถาพร
3. นายรณรงค์ รณรัตน์



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับแมกนีตรอน

SWITCHING POWER SUPPLY FOR MAGNETRON

นายณัฐวุฒิ	กัลลิตลาด	รหัสประจำตัว 42515725
นายบัณฑิต	ภักดีสถาพร	รหัสประจำตัว 42515732
นายรณรงค์	รณรัตน์	รหัสประจำตัว 42515739

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้วพร้อมที่จะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับแมกนีตรอน

นายณัฐวุฒิ กัลลิตลาด
นายบัณฑิต ภักดีสถาพร
นายรณรงค์ รณรัตน์
รศ. สมศักดิ์ เข็ยร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอ การประยุกต์ออกแบบและการทำงาน ของวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงสำหรับหลอดแมกนีตรอน โดยต้องมีแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงและแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับแมกนีตรอน ซึ่งจะใช้ในการประยุกต์ใช้งานให้กับหลอดแมกนีตรอน ในเตาอบไมโครเวฟ และจะใช้ MCS-51 ควบคุมการจ่ายกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าร่วมด้วย

เนื่องจากแหล่งจ่ายเดิมที่ตัวเตาอบไมโครเวฟนั้นเป็นหม้อแปลงซึ่งมีการสูญเสียสูง หากเปลี่ยนมาใช้วงจรสวิตชิงเป็นแหล่งจ่ายจะช่วยลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นได้

แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง มีหลักการทำงานคือขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ ความถี่ประมาณ 31 kHz โดยเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยมีไอซี TL 494 เป็นตัวควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นวงจรรีโซแนนซ์ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่รีโซแนนซ์ที่ปรับไว้

ในส่วนของแหล่งจ่ายกระแสสูงก็เช่นเดียวกัน เราจะใช้หลักการเดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง แต่ในส่วนของภาคสุดท้ายเราจะใช้หม้อแปลงทำการแปลงแรงดันไฟลงมาเพื่อให้ได้กระแสที่สูงขึ้นเพื่อนำไปป้อนให้กับหลอดแมกนีตรอนต่อไป

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 หลักการเบื้องต้น	4
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	5
2.3 วงจรควบคุม	9
2.4 วงจรขับ	13
2.5 วงจรสับเบอร์	17
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	21
บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง	28
3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	28
3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	30
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไปธรมรีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	36
3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	37
3.5 ผลของการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของทองแดง	38
3.6 ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด	39
บทที่ 4 วงจรรีโซแนนซ์	42
4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	42
4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน	44
บทที่ 5 หลอดแมกนีตรอน	47
5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน	47
5.2 หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน	48
บทที่ 6 โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช	60
6.1 คุณสมบัติทางเทคนิคของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx	60
6.2 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	63
6.3 โครงสร้างและการทำงานของพอร์ต	66
6.4 จังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	69
6.5 การจัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช	72
6.6 รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR)	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY FOR MAGNETRON

Nattawud Gludtalad
Banthid Pakdeesataporn
Ronnaarong Ronruen
Somsak Cheasirikul Adviser

ABSTRACT

This paper presents the design and testing of a switching power supply for magnetron. It consists of a high voltage and high current switching power supply for magnetron in microwave and MCS-51 is used to control both voltage and current.

At front part, the rectifier and filter circuit transforms an alternating voltage 220 volt 50 Hz to 311 volts DC. The direct current will be converted to high frequency pulse (about 31 kHz) by the power MOSFET as a part of half-bridge converter. TL 494 is then used to control switching for the entire frequency and pulse width range. The output part of circuit composes of a resonance circuit and the obtained output voltage varies with the adjustable signal frequency before resonant – circuit.

For the high current operation, the same principle to the high voltage operation is applied. The output part however uses transformer to step down the voltage for the magnetron.

6.7	รีจิสเตอร์แสดงสถานะของโปรแกรม (Program Status Word : PSW)	79
บทที่ 7	หลักการงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง	83
7.1	การทำงานของวงจร	83
7.2	การออกแบบวงจร	83
7.3	ผลการทดลอง	85
บทที่ 8	หลักการงานและการออกแบบไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	86
8.1	การทำงานของวงจร	86
บทที่ 9	สรุปผลการทดลอง	88
9.1	สรุปผลการทดลอง	88
9.2	ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทดลอง	88



บทที่ 1

บทนำ

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง ก็คือ แหล่งจ่ายไฟประเภทหนึ่งคล้าย ๆ กับ เครื่องจ่ายไฟทั่ว ๆ ไปต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่า เพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลงและประสิทธิภาพ ดีกว่า โดยความเป็นจริงแล้ว สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจรและความยุ่งยากในการสร้างและประกอบน้อยกว่า เนื่องจากการพัฒนาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นเรื่อย ๆ จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้วยังคงสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

กล่าวคือสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และยังสามารถ เปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันตรงค่าต่ำ เพื่อ ใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ ซัพพลาย ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ลงมาเป็นแรงดัน ไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลง ของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลง ขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากรวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

ในขณะที่พวกสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพ สูงน้ำหนักเบาเริ่มมีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่ง จ่ายไฟที่ให้กำลังงานสูงและมีขนาดเล็กด้วย แนวโน้มการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้งานจึงมี แนวโน้มที่สูงขึ้นตามไปด้วย

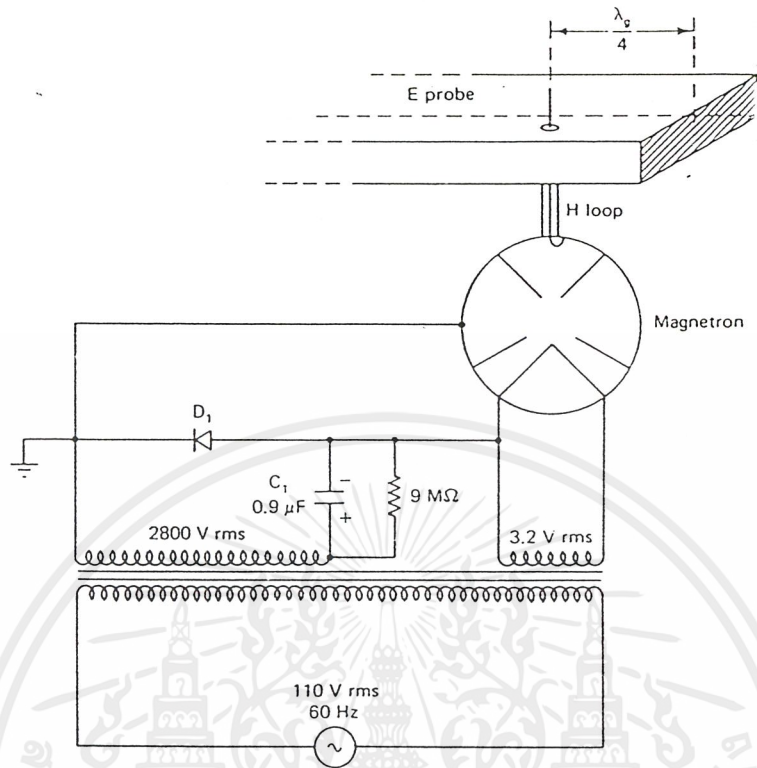
สำหรับโครงการแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิงเป็นการนำหลักการงานเบื้องต้น ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่มีการทำงาน คือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลต์ มาทำการเรกติไฟร์ และผ่านวงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิง เพื่อแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟต ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำ การควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟต ทั้งยังมีการป้อนแรงดันกลับซึ่ง โดยคุณสมบัติของไอซี TL 494 นี้เองจะทำการให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ มีการเปลี่ยนแปลงไปตาม แรงดันหรือกระแสที่ป้อนกลับมามีผลทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากไอซี TL 494 ที่ไปควบคุม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของคอนเวอร์เตอร์จะทำให้มีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรรีโซแนนซ์ LC ที่ต่อกันแบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ส่วนการกำหนดแรงดันเอาต์พุตจะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่รีโซแนนซ์ ซึ่งตรงค่าความถี่รีโซแนนซ์ของวงจรจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันที่สูงที่สุด ถ้าหากว่าที่ความถี่ที่ต่ำหรือสูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์จะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่รีโซแนนซ์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวดทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มีค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็นค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิวเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง

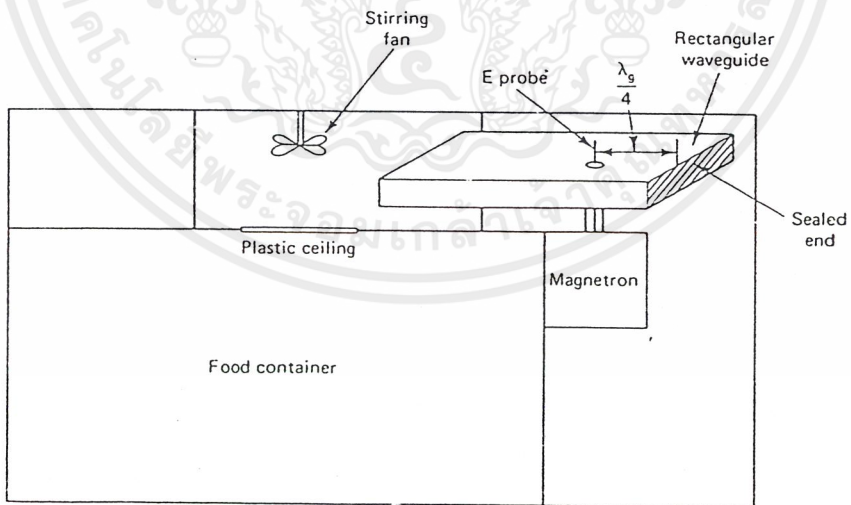
สำหรับแรงดันสูงที่สามารถผลิตได้จากวงจรข้างต้น ซึ่งในขั้นต่อไปจะทำการปรับปรุงให้มีขนาดสูงขึ้นเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟต่อไป ซึ่งแหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟนั้นจะต้องใช้แรงดันไฟฟ้าที่มีค่าสูงมากและต้องเป็นแรงดันกระแสตรงกับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่มีค่าสูง ป้อนให้กับแมกเนตรอนซึ่งอยู่ภายในเตาอบไมโครเวฟจึงจะสามารถทำงานได้

เตาอบไมโครเวฟนั้นเป็นการประยุกต์คลื่นไมโครเวฟนำมาใช้งานอย่างหนึ่ง โดยมีการจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงและกระแสไฟฟ้าที่สูงให้กับตัวแมกเนตรอน ซึ่งตัวแมกเนตรอนนี้โดยทั่วไปจะผลิตความถี่ที่ 2.45 MHz จากรูปที่ 1.1 จะเห็นได้ว่าการจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงให้กับตัวแมกเนตรอนโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวเพิ่มค่าแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้ได้ไฟฟ้าแรงดันสูง เนื่องจากการใช้หม้อแปลงเป็นตัวเพิ่มแรงดันไฟฟ้า ดังที่ทราบกันโดยทั่วไปจะเกิดการสูญเสียไปอย่างมาก ทำให้สิ้นเปลืองพลังงาน ในโครงงานนี้จึงได้นำสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมาประยุกต์สร้างเป็นแหล่งจ่ายให้กับเตาอบไมโครเวฟแทน โดยจะการจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงและกระแสไฟฟ้าที่สูงให้กับตัวแมกเนตรอน

จากรูปที่ 1.2 เป็นรูปแสดงหลักการของเตาอบไมโครเวฟ ซึ่งมีการทำงานคือ เมื่อแมกเนตรอนผลิตคลื่นความถี่ RF ออกมาจนเกิดการรีโซแนนซ์กับควาวิตีในตัวแมกเนตรอนแล้ว ก็จะส่งผ่านคลื่นไมโครเวฟนี้ผ่าน H-Loop คลื่นจะผ่านไปตามเวฟไกด์และเข้าสู่ห้องบรรจุอาหาร เมื่อคลื่นเข้าสู่ห้องบรรจุอาหารแล้วจะเกิดการสะท้อนไปมาภายในห้อง เนื่องจากในห้องนี้มีการออกแบบและซีลด์โดยวัสดุที่สามารถสะท้อนคลื่นได้ดี คลื่นไมโครเวฟภายในห้องบรรจุอาหารจะรีโซแนนซ์กับน้ำในอาหาร ทำให้เกิดความร้อนภายในตัวอาหารเองทำให้อาหารสุก ซึ่งเป็นหลักการเบื้องต้นของเตาอบไมโครเวฟในปัจจุบัน



รูปที่ 1.1 รูปแสดงการต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับตัวแมกเนตรอน



รูปที่ 1.2 รูปแสดงหลักการเบื้องต้นของเตาอบไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

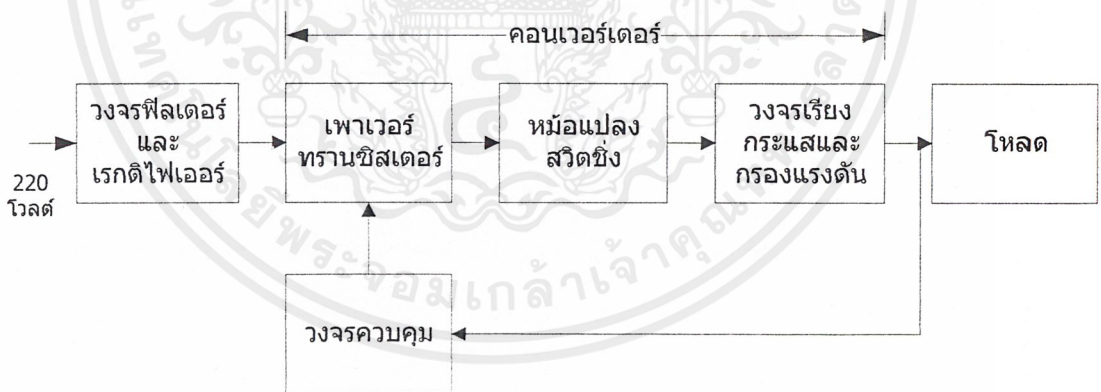
บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไปและจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีความต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีความต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

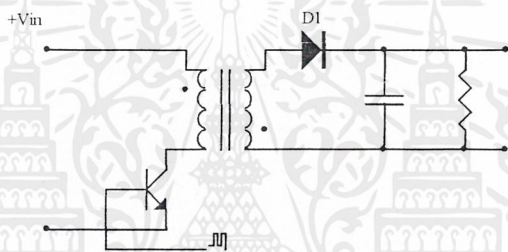
นอกจากนี้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีก เช่น วงจรกรอง RFI วงจรป้องกันไฟกระชาก วงจรกำเนิดกระแส วงจรป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน ฯลฯ ในตอนนี้จะกล่าวถึงหลักการทฤษฎีและการออกแบบใช้งาน รวมทั้งการเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ ในภาคเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ให้เหมาะสม สำหรับการทำงานของภาคเอาต์พุต งานลักษณะของรีโซแนนซ์โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถปรับความถี่เพื่อทำให้ได้แรงดันหรือกระแสตามที่ต้องการ โดยการต่อรีโซแนนท์สามารถต่อได้หลายวิธี สำหรับโครงงานนี้ใช้ LC แบบผสมเพื่อได้แรงดันสูงสุด ตามที่ต้องการ

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับ วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

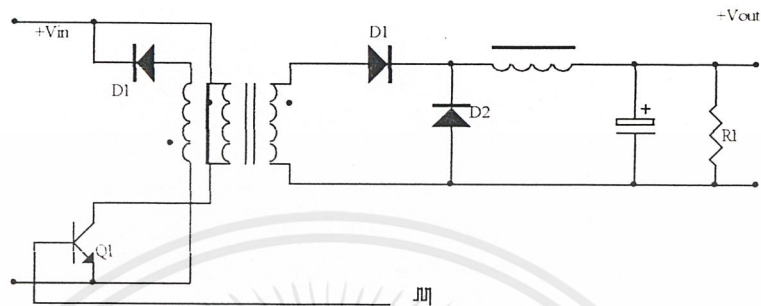


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพนเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้อัตราการทำงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

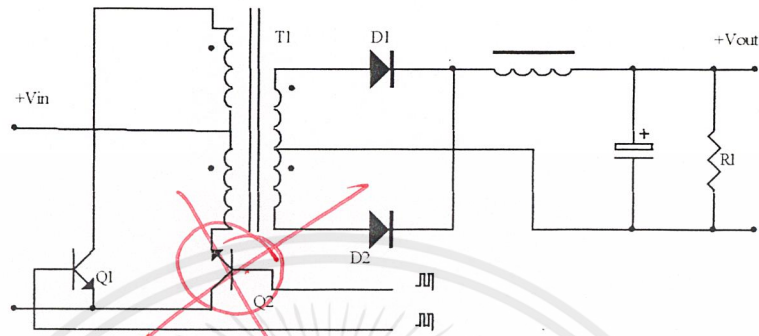


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวทำให้มีการกลับชั่วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

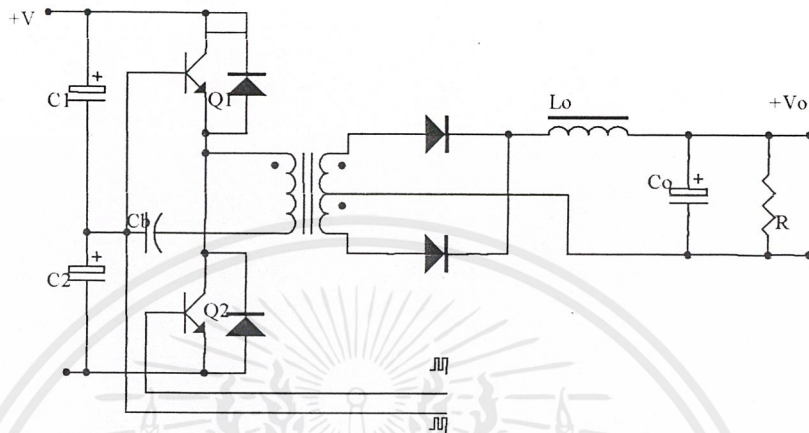


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

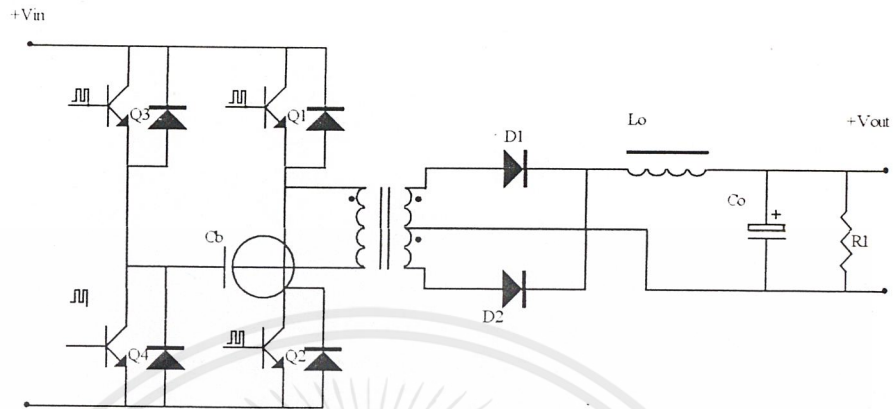


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

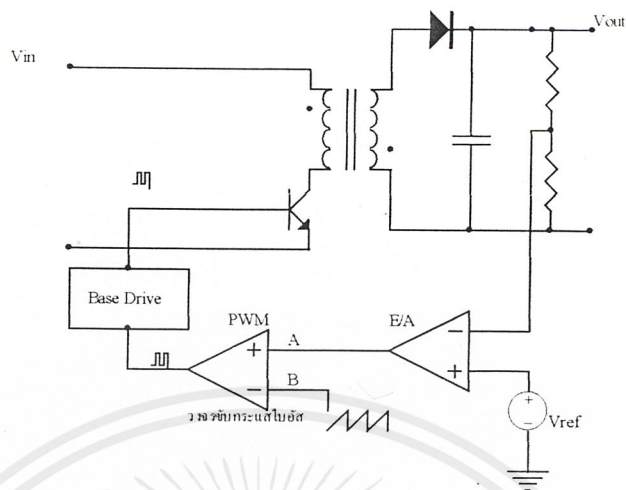
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและ โหมดควบคุมจากกระแส

2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

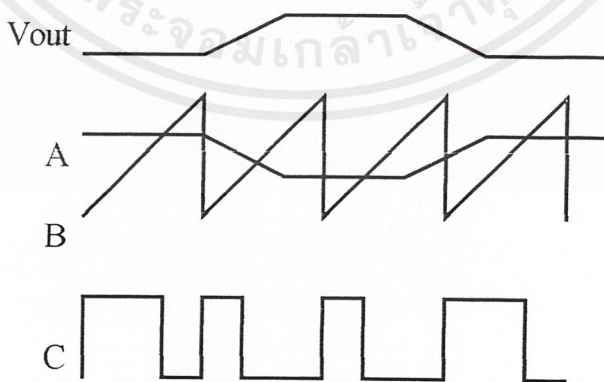
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาท์พุทนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความกว้างที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



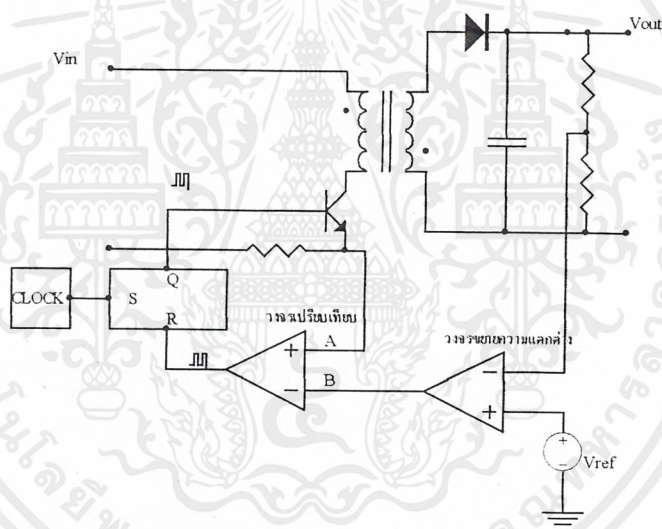
รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูล์ชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูล์ชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลากำหนดก็จะเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.10 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.10 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงาน ของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูล์ชันให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจรมัลติวิคท์มอดคูล์ชันจะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

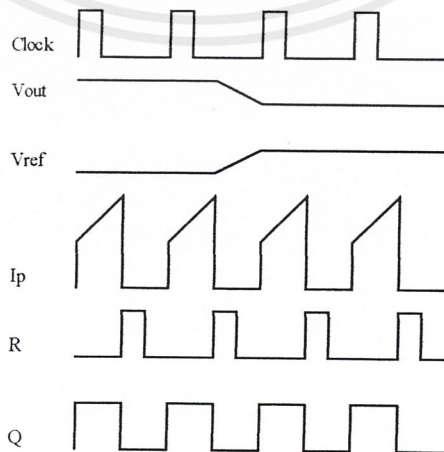
เมื่ วงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรมัลติวิคท์มอดคูล์ชัน ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ตกลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานานากระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10 (ข)



รูปที่ 2.10 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดการทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลคเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

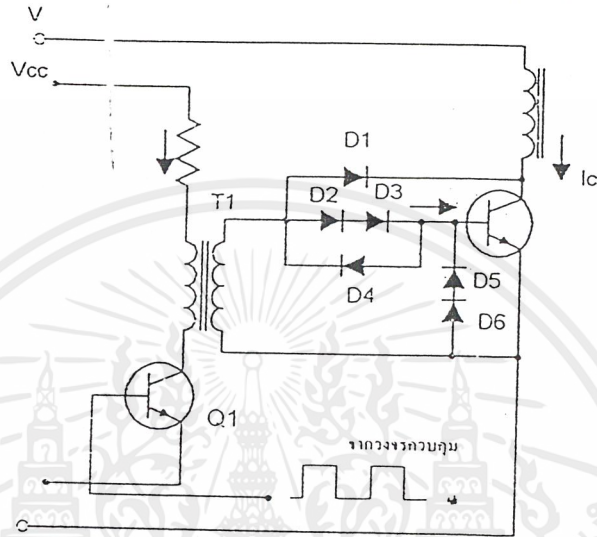
ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใส่กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้มีกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว

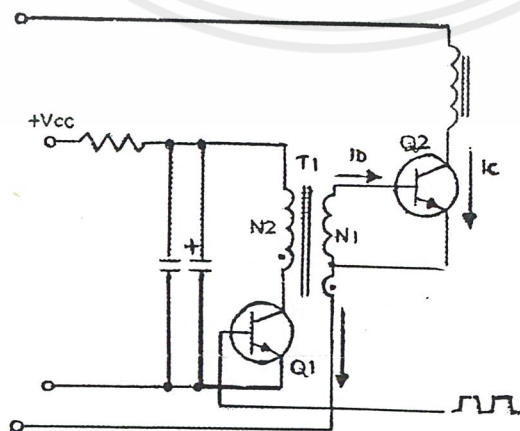
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้หม้อแปลงในการขับเคลื่อน หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันคกรวมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับเคลื่อนโอบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

2.4.1.2 วงจรขับเคลื่อนโอบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ วงจรขับเคลื่อนแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสโอบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันคกรวมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสโอบแอสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันคกรวมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับเคลื่อนโอบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

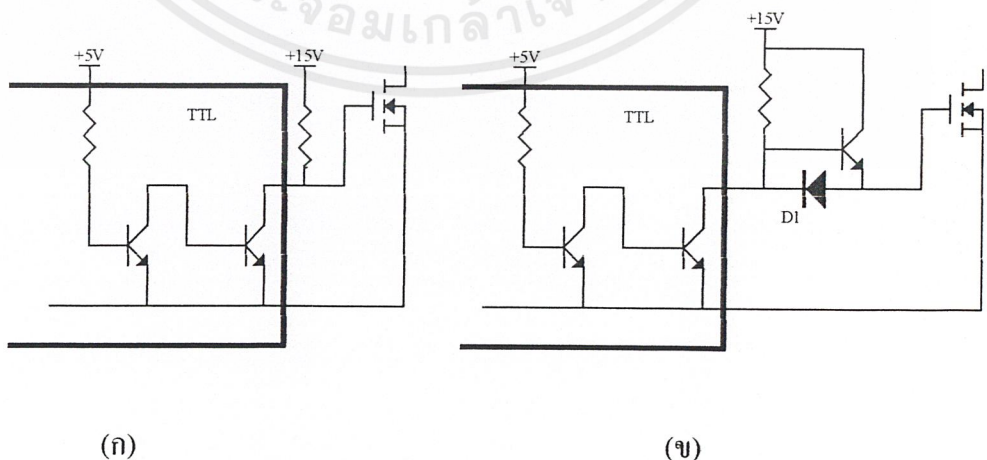
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

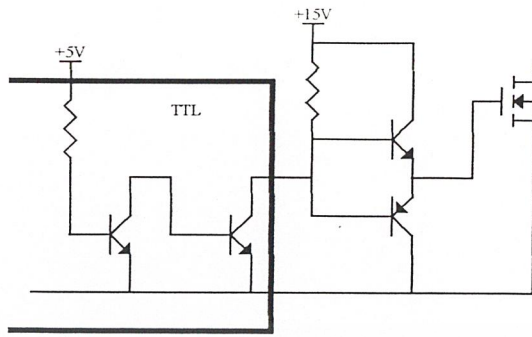
เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม SG 3526 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิทช์เพาเวอร์ซึ่งพบหลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาต์พุต ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว





(ค)

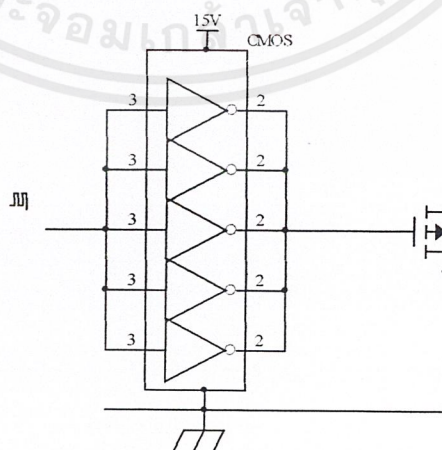
รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อ พูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำ กระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่อง จากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำ กระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่ม ทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่จากเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็ว ขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

รูปที่ 2.13 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามาอีก 1 ตัว ในวงจรรูปที่ 2.7 (ข) เพื่อเพิ่ม ความเร็วในขณะหมุน

2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



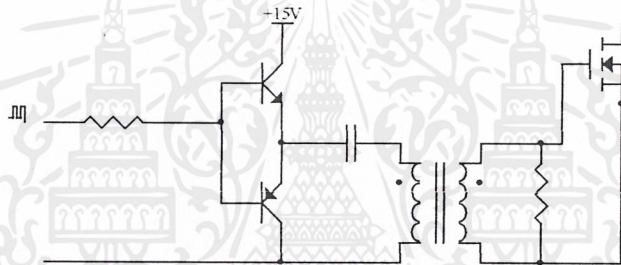
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเม็นตารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

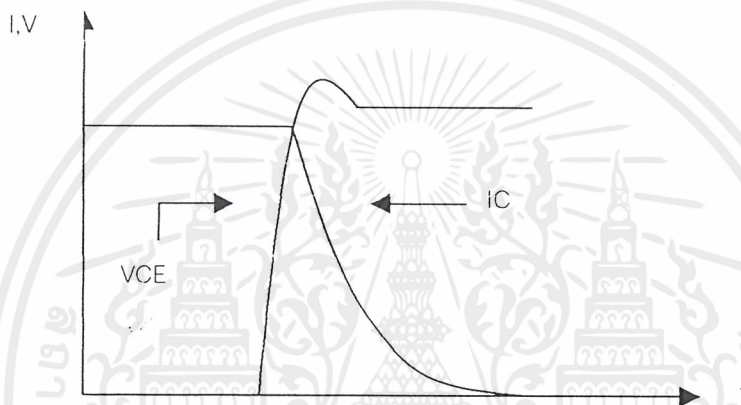
2.5 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับ

เบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอร์ดัชนีจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอร์ดัชนี ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

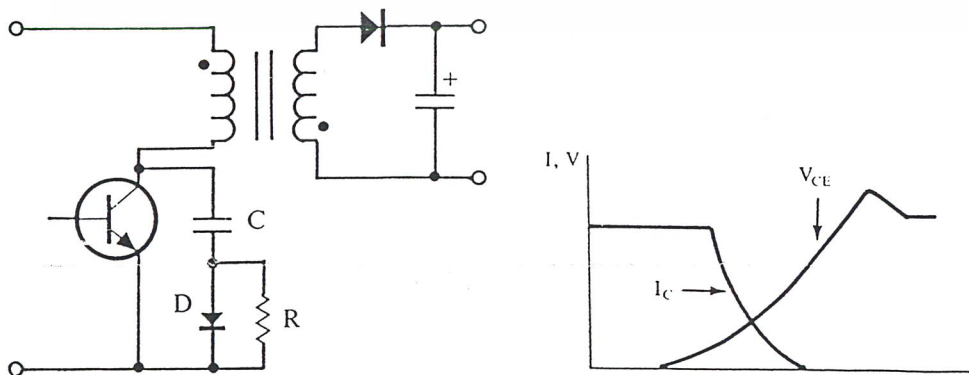
2.5.1 วงจรสับเบอร์ดัชนีช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์ดัชนีเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์ดัชนีสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ดัชนีช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ด์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ด์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ที่ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำไปอีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(I_p \times t_{on} \pi)}{2 \times V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R1 = \frac{t_{on} (\text{min})}{2 \times 3 \times C1} \quad (2.4)$$

เมื่อ	I_p	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{in}	คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
	t_{on}	คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	t_{off}	คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

$$P_d = \frac{C1(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

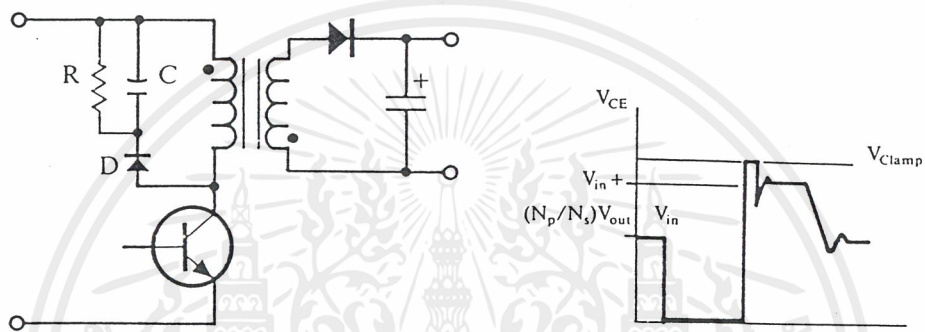
2.5.2 วงจรสับเบอร์ด์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัด

ปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบ็คและฟอรัเวิร์ดคร้า

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแปลงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}LI_p^2 \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ceo}-V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{Li_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากปลั๊กชรั้วของขดปฐมภูมิ

I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{ceo} คือ อัตราแรงดันคั่นคกร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off} \text{ (min)}}{2 \times 3 \times C} \quad (2.8)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[\frac{1}{2}Li_p^2]}{T} \quad (2.9)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันคั่นคกร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดับตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีและอุลตราฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีไดโอด

ฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีและอุลตราฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รีไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

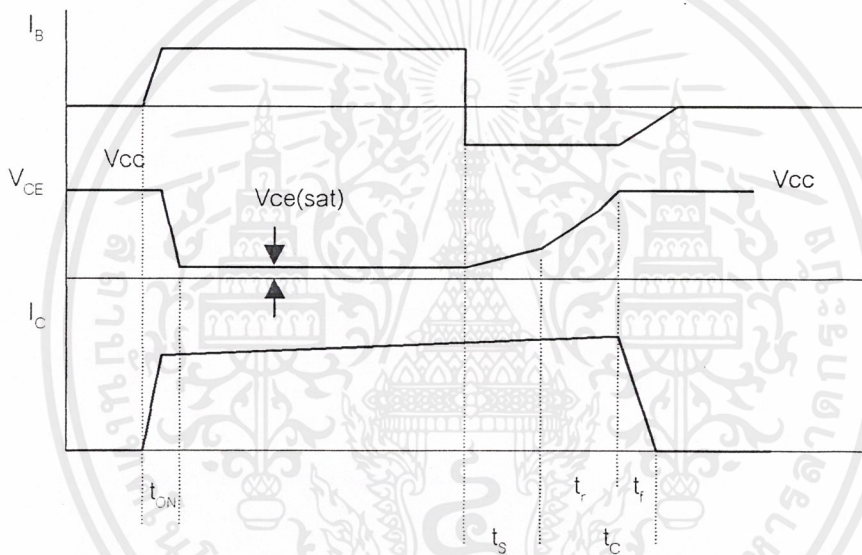
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูปข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดนำการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r+t_f จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสที่นี้อาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pk}t_c}{T} \tag{2.10}$$

เมื่อ $P_{d(sw)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

V_{cc} คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส

- I_{pk} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
 t_c คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
 T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรถับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจจับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดคูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุกพุด หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

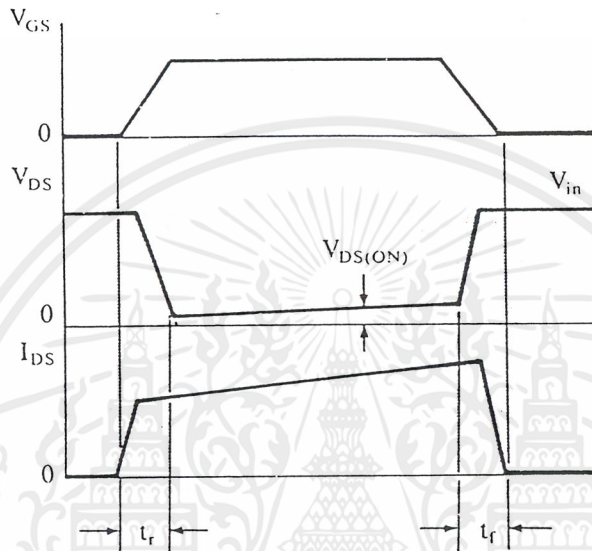
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.11)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} \times V_{in} \cdot t_r}{T} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} \times V_{in} \cdot t_r}{T} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_c = I_{D_{rms}}^2 \times R_{D_{son}}(T_j) \quad (2.14)$$

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
 $I_{D_{rms}}$ คือ ค่ากระแส rms $R_{D_{son}}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

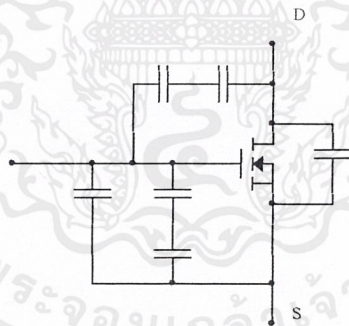
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.21



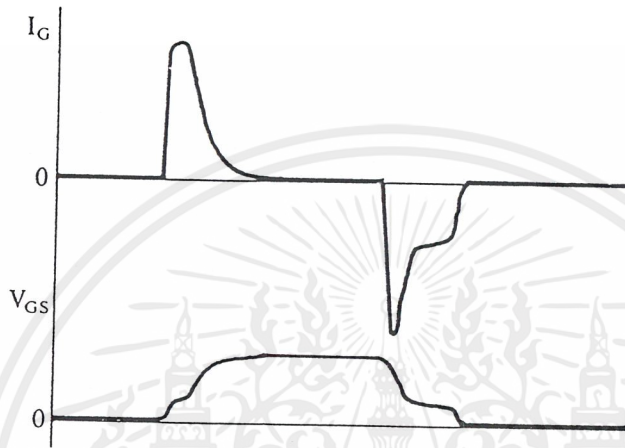
รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดง
ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคคันด์รีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์
ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$
ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมี
พิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพา
เวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคคันด์รีเบรคดาวน์ อัตราทานกำลังสูงสุดของมันก็ถูกจำกัดด้วยค่า
ความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4
ลักษณะดังนี้ คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain – Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

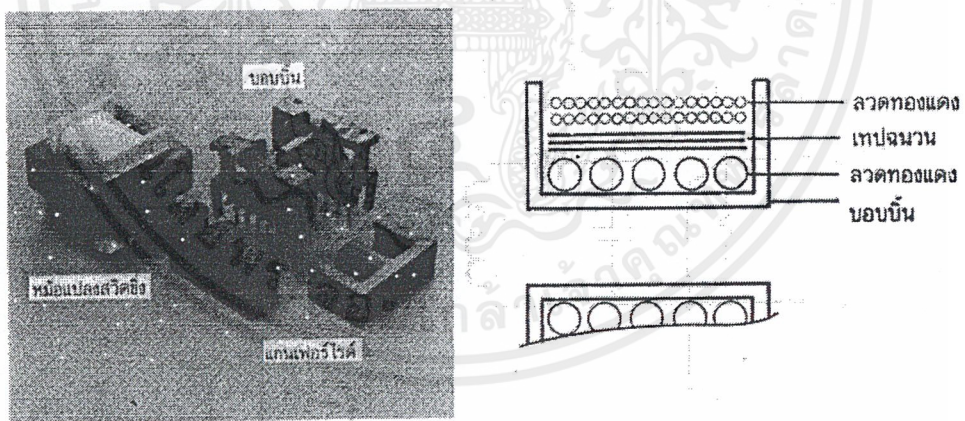
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง

ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทและแรงดันเอาท์พุทที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบอบบิ้น

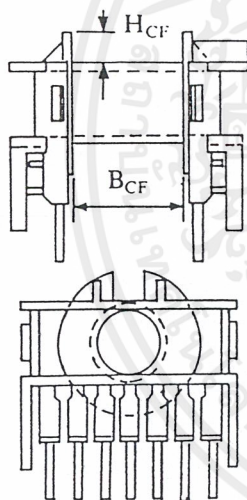
3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุกอิมิตีฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

3.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 3.2 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 3.2



CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ข่องพันขดลวด

B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

l_w = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

3.1.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไฟรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดโพรมาร์และขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI,EE,ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 3.3

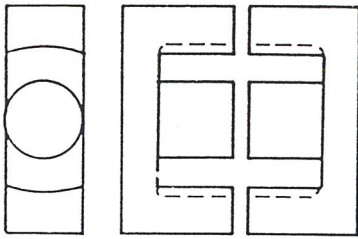
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI,EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้ อีก เช่น แกนแบบ RM,PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

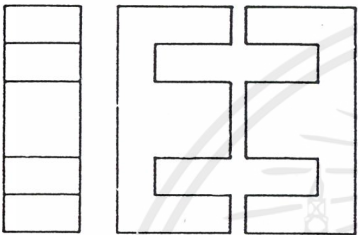
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียลอะเอ็ชคุณสมบัตินี้เนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



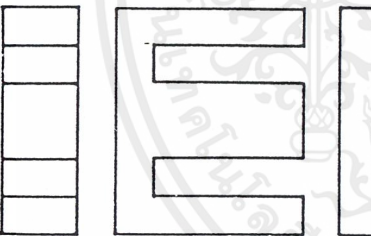
ETD

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	ℓ_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39 ✓	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	ℓ_c (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15 ✓	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	ℓ_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29 ✓	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

- A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
- A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
- V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
- ℓ_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

- A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
- A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
- V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
- ℓ_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

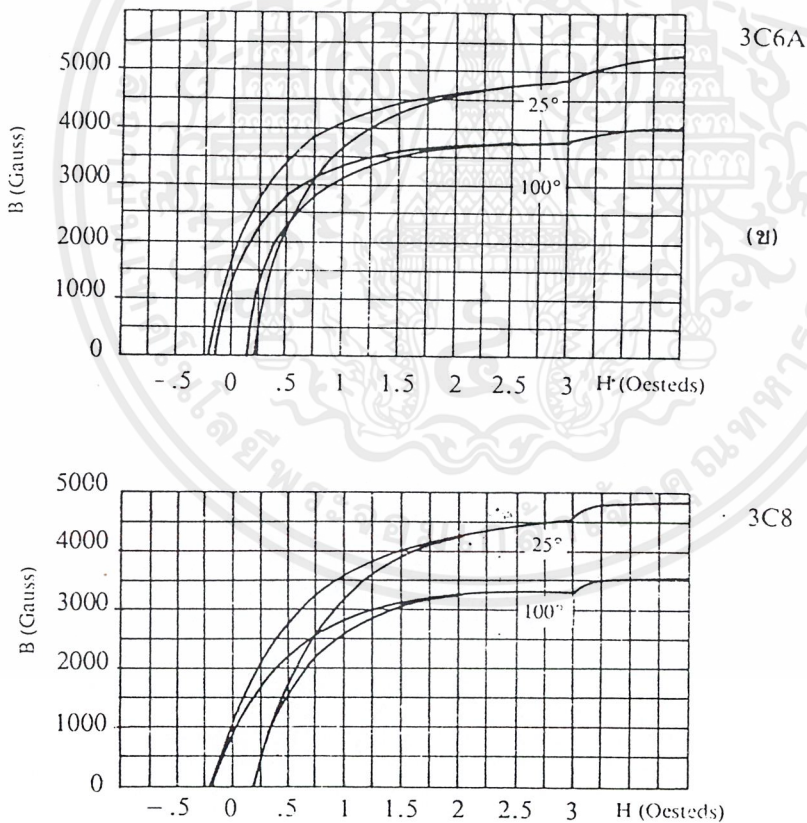
รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 3.4(ก) และ 3.4(ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 ก แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)

รูปที่ 3.4ข แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีก

บน และซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

3.2.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_e} \quad (3.1)$$

เมื่อ	ΔB	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็น โวลท์
	N_p	คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็น รอบ
	A_e	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

หมายเหตุ การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ΔB ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ ($2 \times \Delta B$) และค่า ΔB ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ AB คอนเวอร์เตอร์

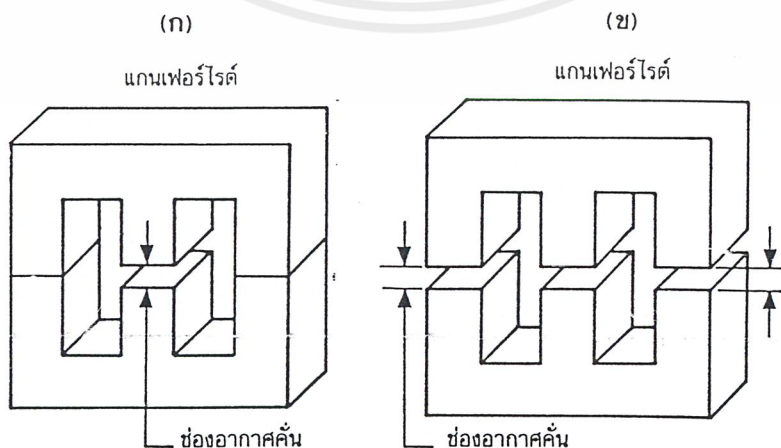
3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w)

3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI,ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.6(ก) และ (ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้บุคคลภายนอกโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใส่แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขั้วแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซล็ค

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุทโซล็ค จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซล็ค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2P(pk) = \frac{B_{(max)}^2 \cdot I_g \cdot A_e \times 10^{-8}}{0.4\pi} \quad (3.2)$$

- โดยที่ I_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
 A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
 $B_{(max)}$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็น เกาส์
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุทโซล็ค เป็น เฮนรี่
 $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็น แอมป์

ค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น I_g หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์และเอาต์พุทโซล็คมีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

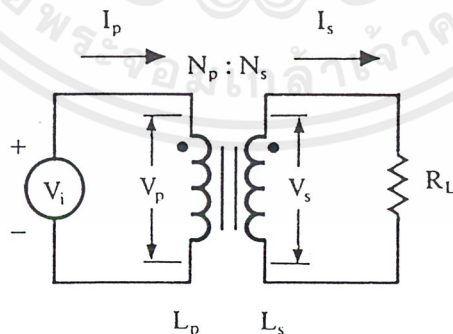
$$N = \frac{B_{\max} \cdot l_g}{0.4\pi \cdot I_p(\rho k)} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไฟโรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซลิด

เนื่องจากระยะพื้นบนขดขดมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้นรวม ถึงการสูญเสียที่เกิดในขดของแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซลิดร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟโรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไฟโรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.7 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (3.4)$$

เมื่อ	N_p	คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
	N_s	คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
	V_p	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
	V_s	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
	L_p	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
	L_s	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
	I_p	คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
	I_s	คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุท V_i และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

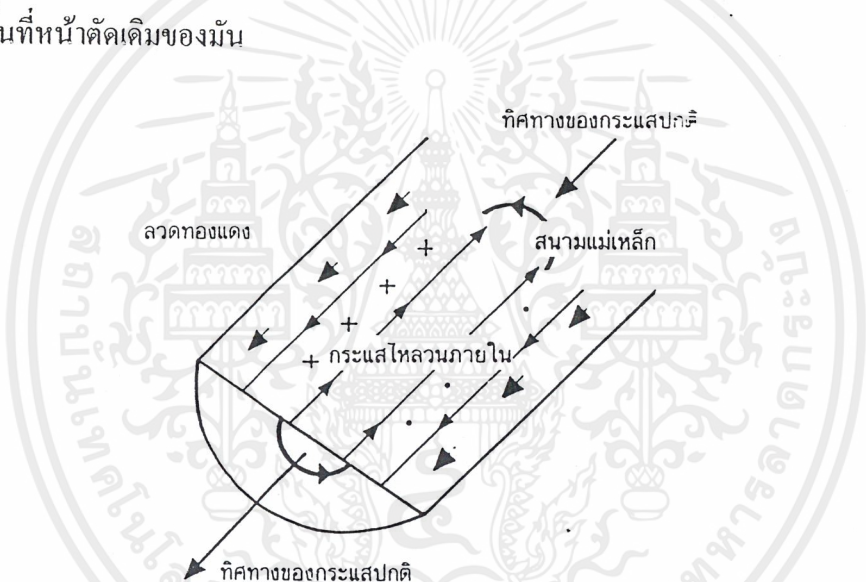
3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ขดลวดทองแดงอาบนํ้ายา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็จะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

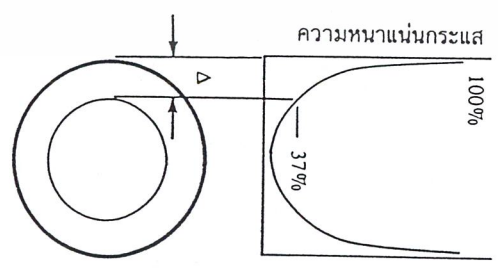
3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่นี้ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 3.8

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง



รูปที่ 3.9 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 3- เปอร์เซ็นต์ของค่า

ความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผิวของลวดทองแดงกลิ้งลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 องศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ (มิลลิเมตร)} \quad (3.5)$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

3.6 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability, μ (มีว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้กล่าวต่อไป

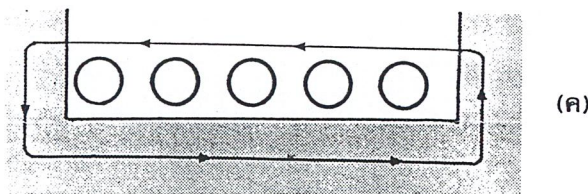
รูปที่ 3.10 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมากดังรูปที่ 3.10 (ก) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



(ก)



(ข)

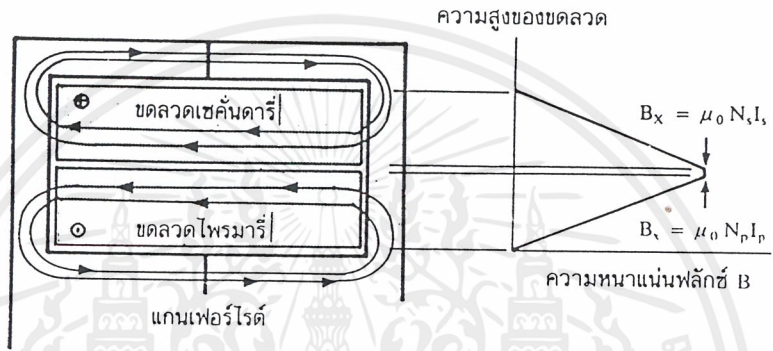


(ค)

รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์

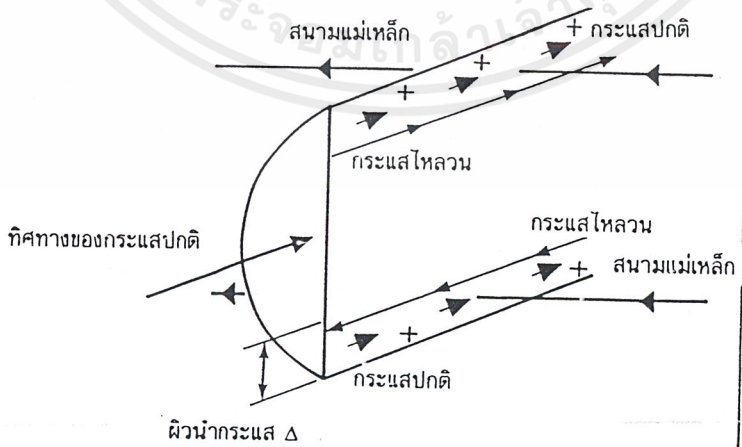
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั้ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าต่ำลงตามลำดับ ฟลักซ์รั้ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลขึ้นในลวดทองแดง



รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั้วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั้ว B_x ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลง สวิตซ์ชิ่ง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั้วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดในวงในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสนของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.12

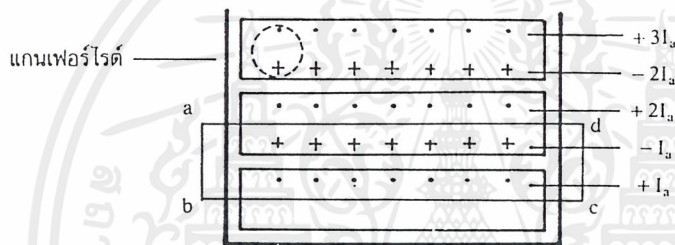


รูปที่ 3.12 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั้วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ $+I_a$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสที่ด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (mHd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมิตค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_a$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_a$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_a$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_a$ และค่ากระแสที่ผิวด้านบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

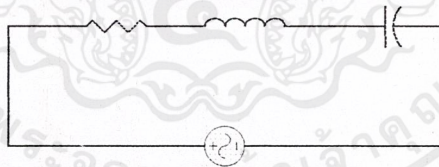
วงจรรีโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะที่เกิดรีโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้เฟาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือยูนิตี

4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned} \tag{4.1}$$



รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

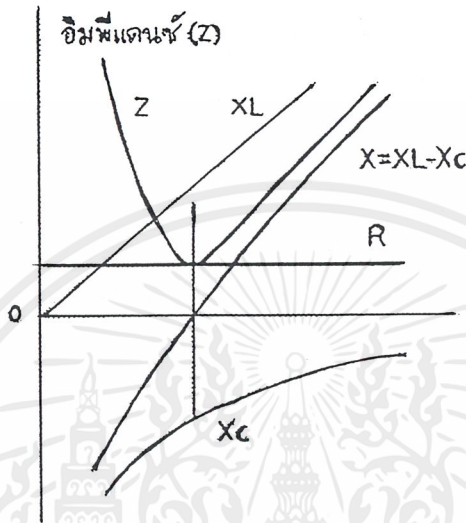
เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $X = 0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ หรือ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \tag{4.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

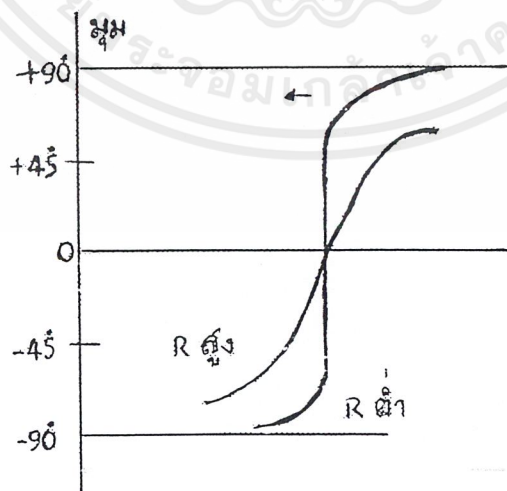
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.3}$$



รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

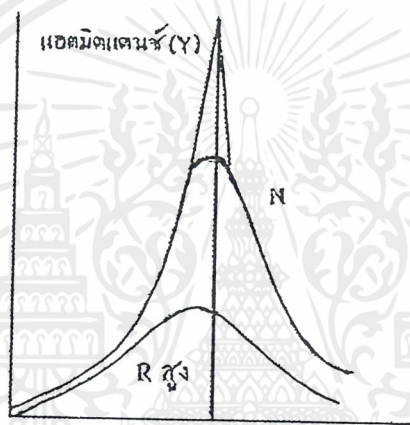


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_c จะมากกว่าค่าของ X_L และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำ เมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำให้มุม ϕ เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูปที่ 4.3 และที่ความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม ϕ มีค่าประมาณ -90 องศา

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_L จะมีค่ามากกว่าค่าของ X_c และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่ามากกว่าความถี่ ω_r มาก ๆ



รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิแตนซ์

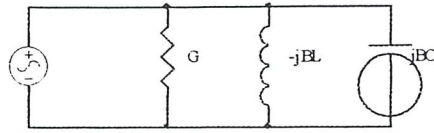
ส่วนในรูปที่ 4.4 เป็นกราฟของแอดมิแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ ω เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก $I = EY$ ดังนั้นกราฟของแอดมิแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ ω ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่ ω_r และที่ความต้านทานมีค่าต่ำกระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่ $R = 0$ ส่วนมุมของแอดมิแตนซ์นั้น ในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 4.3

4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิแตนซ์ของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\ &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (4.4)



รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ในที่นี้ $B = B_c - B_L$, $B_c = \omega C$ และ $B_L = 1/\omega L$

เมื่อวงจรเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $B = 0$ นั่นคือ $\omega C = 1/\omega L$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \tag{4.5}$$

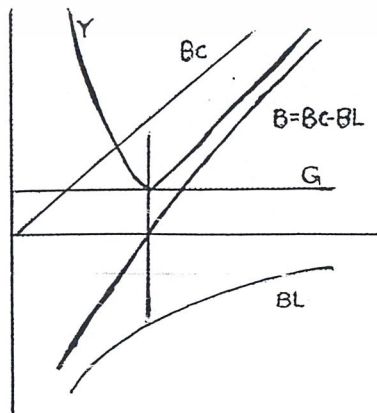
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.6}$$

นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

แอดมิตแตนซ์ (Y)

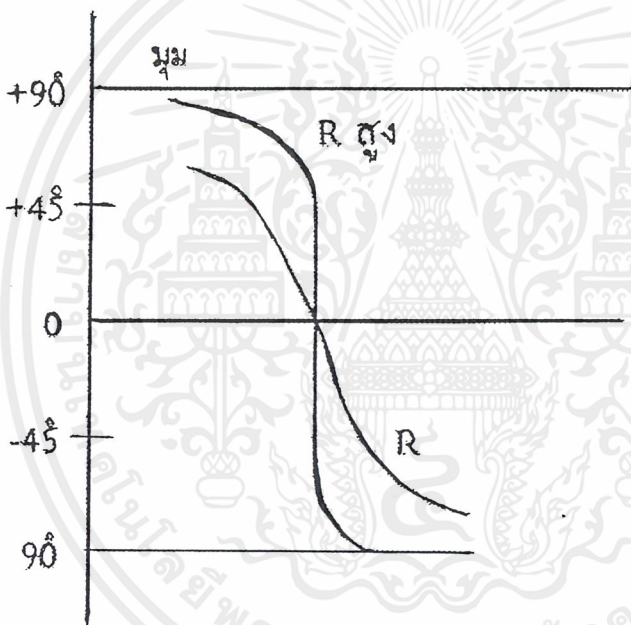


รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมิตแดนซ์ Y พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ G, E_c และ BL โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าคาปาซิทีฟรีซเซฟแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดักทีฟ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมิตแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรมีน้อยที่สุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BL จะมากกว่าค่าของ BC จึงเท่ากับให้มุมของแอดมิตแดนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์ดังแสดงให้เห็นในรูป 4.7



รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BC จะมากกว่าค่าของ BL จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์ Z มีค่าเป็นลบและมันจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ ω เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง

บทที่ 5

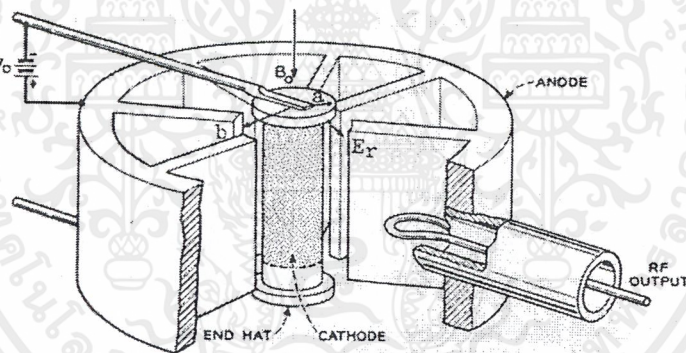
หลอดแมกนีตรอน (Magnetron)

5.1. โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

การทำงานของหลอดแมกนีตรอน โดยหลักการแล้วจะอาศัยการถ่ายเทพลังงานจลน์จากอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่กับสนามไมโครเวฟ ดังที่กล่าวในข้างต้นแล้วว่า หลอดแมกนีตรอนประกอบด้วยส่วนที่เป็นแอโนดซึ่งมักทำจากทองแดงหล่อเป็นชั้นให้มีรูปร่างตามต้องการ และส่วนที่เป็นแคโทดมีขั้วแม่เหล็กถาวรวางขนานอยู่ทั้งด้านบนและด้านล่างเพื่อให้สนามแม่เหล็กพุ่งลงมาตัดตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแอโนดกับแคโทด ความถี่ที่เกิดขึ้นในหลอดแมกนีตรอนจะถูกเหนี่ยวนำผ่านไปยังเอาต์พุตโดยส่วนที่เป็นสตัปแบบลัดวงจร (Short stub) โดยมีลักษณะเป็นวงแหวน ซึ่งเราเรียกว่า พิค-อัพ-ลูป (Pick-up Loop) สำหรับส่วนที่เราจะระงับเข้าไปในแอโนดเป็นรูปกลม นั่นก็คือที่จะให้เกิดเป็นรีโซแนนซ์ควิตี้ (Resonant Cavity) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานที่ความถี่สูงๆ โดยที่ไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุมาต่อกันจริงๆเลย เพราะพื้นผิวด้านในของวงกลมของควิตี้จะมีคุณสมบัติความเหนี่ยวนำในขณะที่ส่วนที่เป็นร่องต่อออกมาจากรูวงกลมจะมีคุณสมบัติเป็นความจุไฟฟ้า ควิตี้แต่ละอันจะมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้นพิก-อัพ-ลูปจะต่อกับควิตี้อันไหนก็ได้แล้วแต่ผู้ออกแบบ การออกแบบควิตี้เราจะต้องออกแบบให้ควิตี้มีค่า Q สูงๆ เพราะจะทำให้การอสซิลเลตในตัวมันเป็นไปได้โดยง่าย สมการของ Q ที่ใช้กันคือ $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ดังนั้นการที่เราเอาทองแดงมาทำเป็นควิตี้ทำให้ความต้านทานที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยมาก ค่า Q ที่ได้จึงมีค่ามาก และเพื่อให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากแคโทดได้ง่ายขึ้น ช่องว่างระหว่างแอโนดกับแคโทดจึงต้องทำให้เป็นสูญญากาศโดยมีฝาปิดอยู่ที่ด้านบนและด้านล่างของแอโนด ฝาปิดนี้ยังช่วยไม่ให้เกิดการสูญเสียอันเนื่องจากการแพร่คลื่นออกมาภายนอกด้วย สำหรับการจ่ายไฟเลี้ยงให้กับหลอดแมกนีตรอนนั้นจะต่อไฟบวก ขนาดแรงดันหลายกิโลวัตต์เข้ากับแอโนด และกราวด์เข้ากับแคโทด แต่เพื่อความสะดวกและป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นจากไฟฟ้าแรงสูงเช่นนี้ เราจึงต่อแอโนดเข้ากับกราวด์แล้วป้อนแรงดันไปลบเข้ากับแอโนดแทนและแรงดันส่วนหนึ่งป้อนให้กับส่วนที่ทำหน้าที่ให้ความร้อนแก่แคโทดที่เรียกว่าฮีตเตอร์ (Heater) เพื่อให้แคโทดสามารถปล่อยอิเล็กตรอนออกมาได้โดยง่าย เนื่องจากแคโทดจะต้องปล่อยกระแสไฟฟ้าออกมาเป็นจำนวนหลายแอมป์ทั้งยังต้องคำนึงถึงผลต่างทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นหลายกิโลโวลต์ ทำให้การออกแบบแคโทดจึงไม่ใช่เรื่องที่ย่างยาก

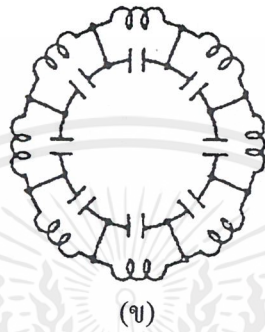
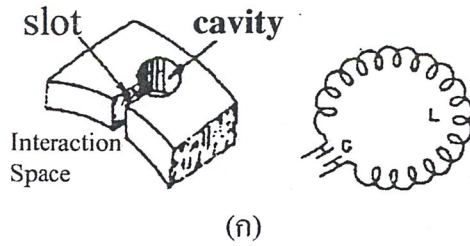
5.2. หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน

แมกนีตรอนเป็นออสซิลเลเตอร์ที่มีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1 ประกอบด้วยขั้วแคโทดและแอโนดรูปทรงกระบอกที่มีแกนร่วมกัน ทางด้านขั้วแอโนดจะมีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงกระจายอยู่โดยรอบและในแนวแกนจะมีสนามแม่เหล็กสถิตที่มีความเข้มที่เหมาะสมกระทำอยู่ในสภาพที่มีสนามแม่เหล็กในทิศแนวแกนดังกล่าวนี้อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดและถูกสนามไฟฟ้าดึงไปยังขั้วแอโนดจะได้รับแรงกระทำจากสนามแม่เหล็กทำให้เส้นทางของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไป ในช่วงที่สนามแม่เหล็กมีความเข้มต่ำ เส้นทางของอิเล็กตรอนจะเบี่ยงเบนไปจากเส้นตรงเป็นเส้นโค้งและอิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงขั้วแอโนดได้ ทำให้เกิดกระแสไหลในลักษณะที่แสดงไว้ในรูปที่ 4 แต่เมื่อสนามแม่เหล็กมีความเข้มสูงขึ้นเกินกว่าค่าๆ หนึ่งอิเล็กตรอนจะถูกงอโค้งกลับมายังขั้วแคโทดอย่างเดิมและจะไม่มีกระแสไหล ความเข้มของสนามแม่เหล็กตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้เรียกว่าความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็ก (Critical magnetic field) แมกนีตรอนในสภาพที่มีความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กนี้จะออสซิลเลตได้ง่าย



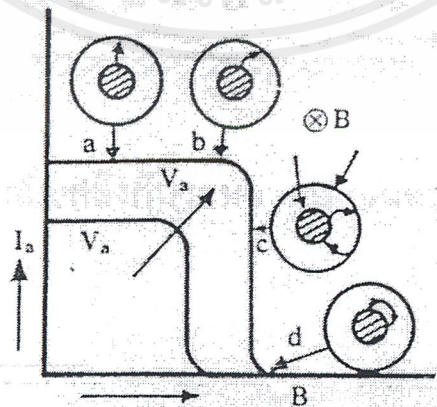
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

แคโทดจะถูกสร้างด้วยวัสดุที่มีคุณสมบัติที่สามารถปลดปล่อยอิเล็กตรอนได้ดีและทนต่ออุณหภูมิสูงๆ ได้ ทางด้านขั้วแอโนดนั้นจะมีควิตีเรโซแนนซ์กระจายอยู่โดยรอบ ทำหน้าที่คล้ายกับวงจร LC (LC-tune) ที่มีค่า Q สูงๆ ซึ่งวงจรทางไฟฟ้าสมมูลสามารถแสดงในรูปที่ 5.2 (ก) [1] วงจรจะทำหน้าที่เลือกความถี่ให้เรโซแนนซ์กับความถี่ไมโครเวฟที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วความถี่ของควิตีจะมีค่าเท่ากับ $\lambda_g/4$ โดยประมาณ [2] ช่องว่างระหว่างแอโนดและแคโทดจะเรียกว่า 'อินเตอร์แอคชันสเปซ' (Interaction space) ซึ่งเป็นบริเวณที่สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกระทำต่ออิเล็กตรอนเป็นผลให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในทิศทางต่างๆกัน และวงจรทางไฟฟ้าสมมูลทั้งหมดเป็นดังรูปที่ 5.2 (ข)



รูปที่ 5.2(ก) คาวิตีเรโซแนนซ์ 1 ส่วนในแมกนีตรอนและวงจรมูลย์
 (ข) วงจรมูลย์คาวิตีเรโซแนนซ์ทั้งหมด

ถ้าจัดสนามไฟฟ้าค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอนที่ค่าสนามแม่เหล็กน้อยๆ อิเล็กตรอนที่ออกจากแคโทดทั้งหมดจะเดินทางไปยังแอโนดเป็นทางโค้งเล็กน้อย (a) ในรูป 3 ดังนั้นกระแสแอโนดจะมีค่าคงที่เมื่อเพิ่มค่าสนามแม่เหล็ก กระแสแอโนดจะค่อยๆ ลดลงและทางเดินของอิเล็กตรอนจะโค้งมากขึ้นเรื่อยๆ จนทางเดินของอิเล็กตรอนสัมผัสกับเส้นรอบวงแอโนดกระแสจะเริ่มลดลงอย่างรวดเร็ว (c) จนกระทั่งสนามแม่เหล็กมีค่าสูงเกินกว่าค่าๆ หนึ่ง กระแสแอโนดจะมีค่าเป็นศูนย์ (d) ที่จุดนี้อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่โค้งกลับมาที่แคโทดเหมือนเดิม เราเรียกสนามแม่เหล็กนี้ว่าสนามแม่เหล็กวิกฤต (A_c)



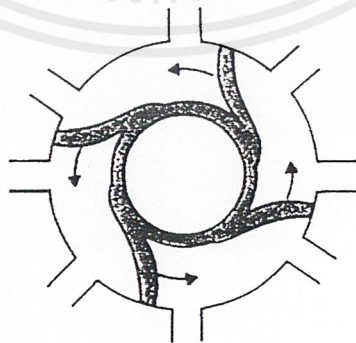
รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางกลับกันถ้าเราจัดสนามแม่เหล็กค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอน ที่ค่าสนามไฟฟ้าน้อยๆ อิเล็กตรอนที่หลุดจากแคโทดจะวิ่งวกกลับไปทีแคโทดหมด เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าจนมีค่ามากกว่า สนามไฟฟ้าวิกฤต (V_c) อิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงแอโนดทำให้เกิดกระแสแอโนดขึ้น เมื่อเพิ่มค่า สนามไฟฟ้าเรื่อยๆ กระแสแอโนดจะคงที่เนื่องจากอิเล็กตรอนเดินทางถึงแอโนดทั้งหมด

เพราะฉะนั้นเราสามารถควบคุมกำลังของไมโครเวฟได้ โดยการบังคับสนามแม่เหล็กและ สนามไฟฟ้าที่มีค่าต่ำกว่าสนามไฟฟ้าวิกฤต (V_c) และจัดให้สนามแม่เหล็กมีค่าสูงกว่าค่าสนามแม่เหล็กวิกฤต (H_c) เพื่อให้อิเล็กตรอนส่วนน้อยวิ่งถึงแอโนด ในขณะที่อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะถูก หน่วงให้เคลื่อนที่ช้าลงเป็นทางโค้งและบางส่วนจะวิ่งชนแอโนด พลังงานจลน์ส่วนใหญ่จึงถ่ายเท ให้กับสนามไมโครเวฟในอินเตอร์เอ็กชันสเปซ ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้แมกนีตรอนมีประสิทธิภาพ ในการแปลงพลังงานจากกำลังงานอินพุตพัลส์กระแสตรงเป็นกำลังงานเอาต์พุตไมโครเวฟได้ถึง 70 กว่าเปอร์เซ็นต์

อย่างไรก็ตามการทำงานของหลอดแมกนีตรอนแบบทแรฟเว็ลลิง-เวฟจะคล้ายกับหลอด คลื่นจรมาก กล่าวคือเมื่ออิเล็กตรอนหลุดออกมาจากขั้วแคโทดและถูกเร่งด้วยแรงดันของแอโนด สนาม ของคลื่นไมโครเวฟจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น เนื่องจากอิเล็กตรอนบางส่วนจะ ถูกเร่งให้ความเร็วสูงขึ้น (รับพลังงานจากสนาม) และบางส่วนจะถูกหน่วงให้มีความเร็วต่ำลง (ถ่ายเท พลังงานให้กับสนาม) และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะได้รับแรงจากสนามแม่เหล็กและหมุนไปรอบๆ แกน ของขั้วแคโทดโดยไม่มีจุดสิ้นสุด ตามรูปจะได้เหมือนกับกลุ่มอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปในบริเวณ ใกล้เคียงๆ กับวงจรถลันช้าแบบฟิลเตอร์ ซึ่งจะเกิดการกระทำร่วมระหว่างสนามในวงจรถลันช้ากับลำ อิเล็กตรอนเช่นเดียวกันกรณีในหลอดคลื่นจร สนามในวงจรถลันช้าจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของ อิเล็กตรอนและหมุนไปรอบๆ แกน ดังที่แสดงไว้ในรูป 5.4



รูป 5.4 การเกิดกลุ่มอิเล็กตรอนและการหมุนรอบแกนของขั้วแคโทด

ในสภาพที่เกิดออสซิลเลชันนั้นกลุ่มอิเล็กตรอนจะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง แล้วถ่าย เทพลังงานให้กับสนามไมโครเวฟในขณะที่หมุนไปรอบๆ แกน และมีอิเล็กตรอนเพียงส่วนน้อยที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในทางอื่นใดทั้งสิ้น มิฉะนั้นผู้พิมพ์หรือจัดพิมพ์เอกสารนี้ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

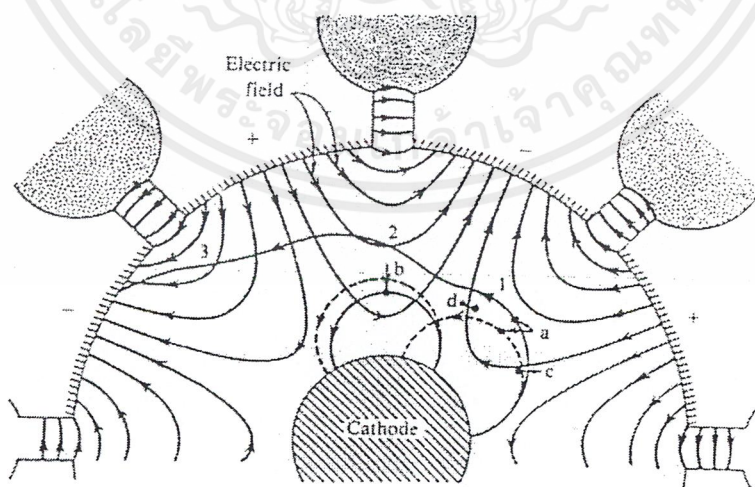
วังถึงขั้วแอโนด ซึ่งทำให้กระแสที่ไหลข้ามระหว่างขั้วทั้งสองมีขนาดต่ำเมื่อเทียบกับหลอดคลื่นจร และนี่เป็นสาเหตุที่หลอดแมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานสูงกว่าหลอดแบบอื่นๆ

เงื่อนไขสำคัญของการเกิดออสซิลเลชันคือช่วงเวลาที่กลุ่มอิเล็กตรอนหมุนครบหนึ่งรอบ นั้นต้องเป็นจำนวนเท่าลงตัวของคาบของคลื่นไมโครเวฟ หรือถ้าพิจารณาในรูปของเฟสแล้วคลื่นไมโครเวฟที่เกิดขึ้นในควิตี้เรโซแนนซ์ใน 1 รอบจะมีเฟสต่างกันเป็นจำนวนเท่าลงตัวของ 2π ดังนั้นถ้าให้ θ เป็นเฟสที่แตกต่างของคลื่นไมโครเวฟในควิตี้เรโซแนนซ์ และ N เป็นจำนวนของควิตี้เรโซแนนซ์จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตตามสมการ

$$N\theta = 2n\pi \quad (1)$$

เพื่อให้แน่ใจว่าสนามเอซึในควิตี้เรโซแนนซ์เว้าควิตี้ มีขั้วสนามเหมือนกัน ในทางปฏิบัติ จึงบังคับให้จำนวนควิตี้เรโซแนนซ์เป็นเลขคู่ นั่นคือ $N=2n$ โดยที่ $n=1, 2, 3 \dots n$ เช่น n อาจเป็น 6 หรือ 8 ซึ่งจะทำให้สมการ (1) มี $\theta = \pi$ การออสซิลเลตในเงื่อนไขเช่นนี้จะเรียกว่าเป็นการออสซิลเลตในโหมด π (π -mode Oscillation) ซึ่งจะมีเฟสต่างระหว่างสนามควิตี้ติดกัน 180 องศา หรือ π เรเดียน ที่โหมด π นี้จะให้กำลังงานเอาต์พุตสูงที่สุด แมกนีตรอนที่ใช้อยู่ทั่วไปจึงออสซิลเลตในโหมด π นี้

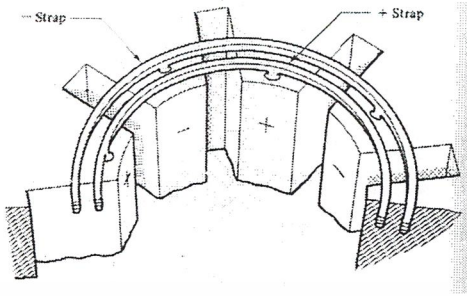
การเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้แก่สนามไมโครเวฟของออสซิลเลชันในโหมด π จะแสดงได้โดยใช้รูปที่ 5 ประกอบ



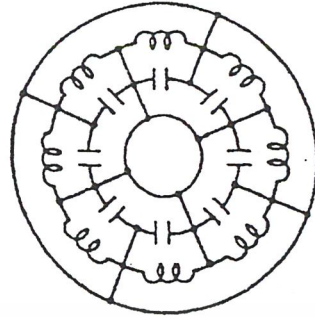
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไมโครเวฟกับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่งต่างๆ

ในจังหวะของสนามไมโครเวฟตามที่แสดงไว้ในรูปนี้อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a จะถูกหน่วงด้วยสนามไมโครเวฟและถ่ายเทพลังงานบางส่วนให้กับสนาม และอิเล็กตรอนนั้นจะมีพลังงานลดลงเมื่อความเร็วลดลงอิเล็กตรอนบางส่วนจะส่งผลต่อไปได้ แต่บางส่วนจะถูกดึงกลับมาที่ขั้วแคโทดดังที่แสดงไว้ในรูป เมื่อพิจารณาอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c อิเล็กตรอนนี้จะถูกเร่งด้วยสนามไมโครเวฟให้มีความเร็วสูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันก็จะถูกเร่งจากสนามแม่เหล็กส่งไปในทิศทางของเส้นรอบวง จึงทำให้อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c ตามทันอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a ได้ สำหรับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง d นั้นจะถูกสนามไฟฟ้าหน่วงให้ช้าลงทำให้ถูกตามทันจากอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a และ c ได้ ในที่สุดก็จะเกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะหมุนรอบแกนด้วยความเร็วเท่ากับการหมุนของสนามไมโครเวฟ จึงทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้กับสนามไมโครเวฟอย่างต่อเนื่องในแมกนีตรอนแบบ CW นั้นจะมีการขับปลิงกำลังคลื่นไมโครเวฟออกจากวงจรเรโซแนนซ์ออกไปใช้งานตลอดเวลา แต่แมกนีตรอนที่ใช้งานในเรดาร์นั้นกำลังคลื่นไมโครเวฟจะถูกขับปลิงออกไปใช้เป็นช่วงๆ โดยมีวัฏชีพ (duty cycle) ประมาณ 0.001 ถึง 0.002 ทำให้กำลังคลื่นที่สะสมอยู่มีขนาดสูงชันเป็นหลักของ MW ได้ การขับปลิงทำได้โดยการจลวดตัวนำแกนกลางของสายโคแอกหรือคอนเนคเตอร์กับตัวนำนอกของสายที่เชื่อมต่อกับควาวิตี้แล้วยื่นเข้าไปในควาวิตี้เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 5.1

ปัญหาที่เกิดขึ้นได้กับแมกนีตรอนที่เป็นแบบควาวิตี้เรโซแนนซ์ที่กล่าวมาก็คือ ความถี่ในการออสซิลเลตจะเปลี่ยนแปลงไปตามการโหลดได้ [2] โหลดที่เป็นรีแอกทีฟ (Reactive component) จะทำให้เกิดการเลื่อนความถี่ไปเป็น การเพิ่มความเหนี่ยวนำ (Inductance) และค่าความจุ (capacitance) ให้กับควาวิตี้เรโซแนนซ์ ในขณะที่โหลดเป็นตัวต้านทาน (Resistive component) จะทำให้กำลังงานเอาต์พุตลดลง และปัญหาอีกประการหนึ่งของแมกนีตรอนแบบนี้ก็คือ การเปลี่ยนโหมคของการออสซิลเลต แมกนีตรอนโดยทั่วไปจะป้องกันการเคลื่อนย้ายความถี่ออสซิลเลตโดยจะติดวงแหวนสเตรป (Strap ring) [3] ไว้ 2 ชุด วงแหวนสเตรปแต่ละชุดจะต่อกับขั้วของควาวิตี้เรโซแนนซ์ขั้วเว้นขั้วโดยที่ไม่ซ้อนกัน ดังแสดงในรูปที่ 5.6 (ก) และ (ข) เป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าเสมือนการนำแต่ละควาวิตี้เรโซแนนซ์มาวางขนานกัน ในสภาพเช่นนี้นอกจากโหมค π แล้ว โหมคอื่นๆ จะไม่สามารถออสซิลเลตได้เพราะค่าความต่างเฟสระหว่างขั้วที่อยู่ห่างกันสองขั้วนี้จะไม่เท่ากับ 2π ตามที่ถูบบังคับ โดยวงแหวนสเตรป



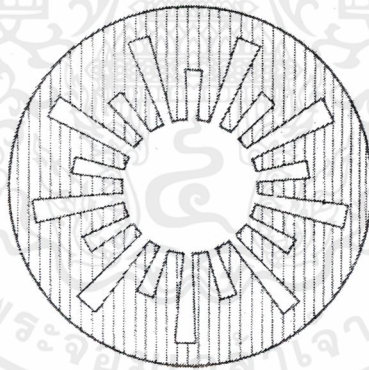
(ก)



(ข)

รูปที่ 5.6(ก) การใช้วงแหวนสเตรปป้องกันการย้ายความถี่ตามค่าของโหมด

(ข) วงจรสมมูลของควาวิตี้ที่ต่อกันแบบขนานเป็นผลมาจากวงแหวนสเตรป นอกจากนี้การใช้ควาวิตี้เรโซแนนซ์แบบรูปพระอาทิตย์ขึ้น (Rising sun) ก็สามารถป้องกันการกระโดดข้ามโหมดได้เช่นเดียวกัน เพราะความถี่เรโซแนนซ์ของควาวิตี้ทั้งสองขนาดจะไม่เท่ากัน การออสซิลเลตจึงเกิดขึ้นที่ความถี่กลางๆ ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ของทั้งสองควาวิตี้ โดยจะเกิดในโหมด π รูปที่ 5.7 แสดงตัวอย่างของควาวิตี้แบบพระอาทิตย์ขึ้น



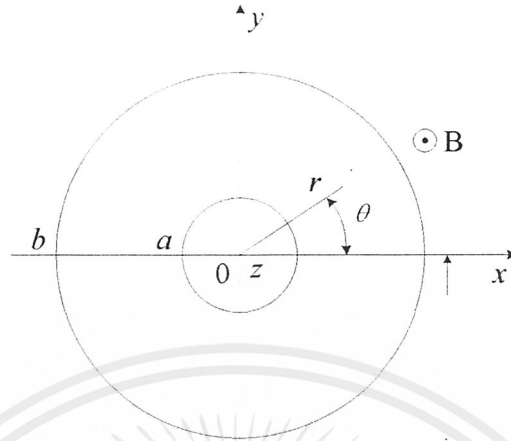
รูปที่ 5.7 โครงสร้างของขั้วแอนโตรูปพระอาทิตย์ขึ้น

4. การวิเคราะห์การทำงานของแมกนีตรอน

การที่แมกนีตรอนแบบทราฟเว็ลลิง-เวฟ จะออสซิลเลตได้นั้น มีเงื่อนไขหลัก 2 ประการ คือสนามแม่เหล็กสถิตจะมีความเข้มสูงกว่าค่าวิกฤตเล็กน้อย และความเร็วในการหมุนรอบแกนแคโทดของกลุ่มอิเล็กตรอนจะต้องสอดคล้องกับความเร็วของการหมุนของสนามไมโครเวฟ ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์เงื่อนไขเชิงปริมาณที่จะทำให้เกิดออสซิลเลชันได้ดังกล่าว

เมื่อให้แรงดันของขั้วแอนโตรูปเป็น V_0 และสนามแม่เหล็กมีความเข้มเป็น B โดยมีทิศทางชี้ในทิศ z ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในอวกาศระหว่างขั้วแคโทดและขั้วแอโนดของแมกนีตรอน เราสามารถเขียนสมการกลที่แสดงการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในอวกาศ (Free Space) ระหว่างขั้วแคโทดและขั้วแอโนดได้ดังต่อไปนี้

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = -eE_x - eB \frac{dy}{dt} \quad (2.1)$$

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} = -eE_y + eB \frac{dx}{dt} \quad (2.2)$$

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} = 0 \quad (2.3)$$

เนื่องจากไม่มีแรงกระทำในทิศ z ดังนั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงในทิศ z สมการ (2.3) จะไม่ถูกใช้ประโยชน์ เส้นทางเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจึงหาได้โดยการพิจารณาสมการ (2.1) และสมการ (2.2) ร่วมกัน ซึ่งจะเป็ปัญหาบนระนาบ $x-y$ เพื่อผูกความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้า E_x, E_y กับแรงดันแอโนด ก่อนอื่นจึงกำหนดให้ $V(x, y)$ เป็นศักย์ไฟฟ้าที่จุด x, y ซึ่งทำให้เขียนความสัมพันธ์ระหว่าง E_x, E_y และ V ได้ในรูปต่อไปนี้

$$E_x = -\frac{\partial V}{\partial x}, E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากปัญหาที่พิจารณาอยู่นี้เป็นปัญหามระบบ x - y ในการสร้างสมการเพื่อแก้ปัญหา นั้นเราสามารถให้หลักการของตัวแปรเชิงซ้อนได้โดยพิจารณาในสมการในแกน y เป็นแกนจินตภาพ เมื่อเขียนสมการ (2.1) และสมการ (2.2) ใหม่โดยใช้สมการ (3) และพิจารณาแกน y ให้เป็นแกนจินตภาพดังกล่าวข้างต้น จะได้ผลดังนี้

$$\frac{d^2x}{dt^2} + j\frac{d^2y}{dt^2} - j\frac{eB}{m}\left(\frac{dx}{dt} + j\frac{dy}{dt}\right) - \frac{e}{m}\left(\frac{\partial V}{\partial x} + j\frac{\partial V}{\partial y}\right) = 0 \quad (4)$$

และเมื่อใช้ตัวแปรเชิงซ้อนในรูป

$$z = x + jy, \quad z^* = x - jy$$

แทนลงในสมการ (4) จะได้ผลดังต่อไปนี้

$$\frac{d^2z}{dt^2} - j\frac{eB}{m}\frac{dz}{dt} - \frac{2e}{m}\frac{\partial V}{\partial z^*} = 0 \quad (5)$$

ในการหาค่า $\partial V / \partial z^*$ ทำได้โดยพิจารณาดังนี้ กำหนดให้ V_a เป็นแรงดันของขั้วแอโนด และให้การกระจายของประจุที่อยู่ระหว่างขั้วแคโทดและขั้วแอโนดมีค่าสม่ำเสมอจากการแก้สมการปัวส์ซอง $\nabla \cdot (\epsilon_0 \vec{E}) = -\rho$ จะทำให้ได้ศักย์ไฟฟ้า V ในรูปต่อไปนี้

$$V = \frac{r^2 - a^2}{b^2 - a^2} V_a \quad (6)$$

เมื่อแทนสมการ (6) ลงใน (5) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{d^2z}{dt^2} + j\frac{eB}{m}\frac{dz}{dt} + \frac{2e}{m}\frac{V_a}{b^2 + a^2}z = 0 \quad (7)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (7) จะเป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่มีผลเฉลยทั่วไปเป็น

$$z = R_1 e^{\alpha_1 t} + R_2 e^{\alpha_2 t} \quad (8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ R_1, R_2 เป็นค่าเชิงซ้อนและ α_1, α_2 เป็นผลเฉลยของสมการลักษณะสมบัตินี้

$$P^2 - j \frac{eB}{m} P - \frac{2e}{m} \frac{V_a}{b^2 - a^2} = 0 \quad (9)$$

และผลเฉลยที่ได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = j \frac{eB}{2m} \left\{ 1 \pm 1 - \sqrt{1 - \frac{8m}{eB^2} \frac{V_a}{b^2 - a^2}} \right\} = \begin{bmatrix} j\Omega_1 \\ j\Omega_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

ผลที่ได้นี้แสดงว่า α_1 และ α_2 จะมีค่าเป็นจินตภาพทั้งคู่ เมื่อแทนค่าทั้งสองนี้ลงในสมการ (9) โดยให้ $R = |R|e^{j\theta}$ จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} z &= R_1 e^{j\Omega_1 t} + R_2 e^{j\Omega_2 t} \\ &= |R_1| e^{j(\Omega_1 t + \theta_1)} + |R_2| e^{j(\Omega_2 t + \theta_2)} \\ &= \{ |R_1| \cos(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \cos(\Omega_2 t + \theta_2) \} \\ &\quad + j \{ |R_1| \sin(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \sin(\Omega_2 t + \theta_2) \} \end{aligned} \quad (11)$$

ผลที่ได้นี้แสดงเส้นทางของอิเล็กตรอนซึ่งมีตำแหน่งบนแกน x และแกน y เป็นดังนี้

$$x = |R_1| \cos(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \cos(\Omega_2 t + \theta_2) \quad (12.1)$$

$$y = |R_1| \sin(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \sin(\Omega_2 t + \theta_2) \quad (12.2)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (12.1) และ (12.2) นี้แสดงว่าอิเล็กตรอนจะเดินทางอยู่ในรูปของวงกลมสองชั้น ซ้อนกันอยู่ กล่าวคือวงกลมแรกจะมีรัศมีเป็น $|R_1|$ และมีความเร็วเชิงมุมเป็น Ω_1 และวงกลมที่สองจะมีรัศมีเป็น $|R_2|$ และมีความเร็วเชิงมุมเป็น Ω_2 ในการหาค่า R_1 และ R_2 นั้นจะพิจารณาจากเงื่อนไขเริ่มต้น (Initial condition) ดังนี้ ถ้าให้ที่ว่างเป็น $t=0$ อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดที่ตำแหน่ง

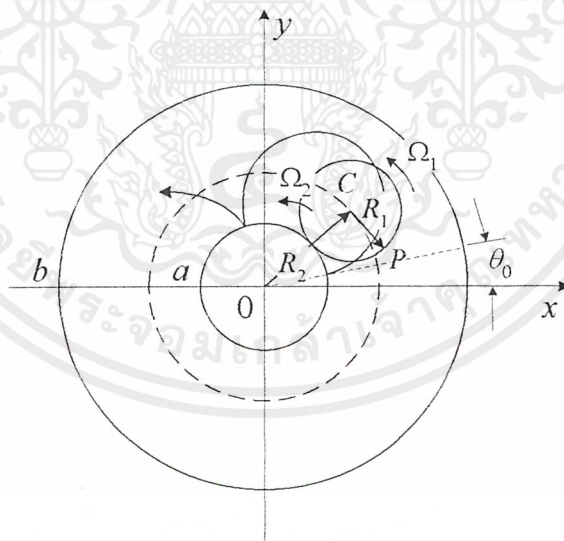
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$z = ae^{j\theta_0}$ ใดๆ มีความเร็วเริ่มต้นเป็น 0 คือ $dz/dt = 0$ เมื่อแทนเงื่อนไขเหล่านี้ลงในสมการ (8) จะได้ R_1 และ R_2 ในรูปต่อไปนี้

$$R_1 = \frac{\Omega_2}{\Omega_1 - \Omega_2} ae^{j\theta_0} \quad (13.1)$$

$$R_2 = \frac{\Omega_1}{\Omega_1 - \Omega_2} ae^{j\theta_0} \quad (13.2)$$

และเนื่องจาก $\Omega_1 > \Omega_2$ ดังนั้น $|R_2| > |R_1|$ นั่นคือการหมุนของอิเล็กตรอนจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 10 กล่าวคืออิเล็กตรอนจะหมุนรอบแกนกลางของขั้วแคโทดด้วยรัศมี $|R_2|$ และด้วยความเร็วเชิงมุม Ω_1 ในขณะที่เดียวกันอิเล็กตรอนก็จะหมุนรอบจุด C บนเส้นรอบวงรัศมี $|R_1|$ นั้น โดยมีรัศมีเป็น $|R_1|$ และมีความเร็วเชิงมุมเป็น Ω_2 ซึ่งเร็วกว่า Ω_1 ดังนั้นเส้นทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนก็จะเป็ดังเส้นทึบที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 เส้นทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขที่ทำให้เกิดออสซิลเลชันได้ตามที่กล่าวไว้ในตอนเงื่อนไขแรกคือ $|R_1| + |R_2| < b$ ซึ่งจากสมการ (13.1) และ (13.2) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|R_1| + |R_2| = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{\Omega_1 - \Omega_2} a = \frac{a}{1 - \sqrt{\frac{8m}{eB^2} \frac{V_a}{b^2 - a^2}}} \leq b \quad (14)$$

จากสมการ (14) นี้จะสามารถคำนวณความเข้มสนามแม่เหล็กได้ดังนี้

$$B = \frac{2b}{b^2 - a^2} \sqrt{\frac{2mV_a}{e}} \quad (15)$$

และความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กก็คือกรณีที่เป็นเครื่องหมายเท่ากับ

สำหรับเงื่อนไขที่สองนั้นคือ ความเร็วในการหมุนรอบแกนแคโทดของกลุ่มอิเล็กตรอนและความเร็วเชิงมุมของสนามไฟฟ้าไมโครเวฟต้องสอดคล้องกัน เราจะสามารถหาเงื่อนไขดังกล่าวได้ในเชิงปริมาณได้โดยพิจารณาจาก การหมุนรอบแกนของแคโทด 1 รอบอิเล็กตรอนจะใช้เวลาเป็น $2\pi\Omega_2$ ดังนั้นถ้าจำนวนวงจรรโซแนนซ์ที่ขั้วแอโนดเป็น N ในการเดินทางผ่านวงจรรโซแนนซ์ 1 วงจะใช้เวลาเป็น

$$\tau = \frac{2\pi}{N\Omega_2} \quad (16)$$

และจากเงื่อนไขของการเกิดออสซิลเลชันในโหมดต่างๆ ตามสมการ (1) ความเร็วเชิงมุมของสนามไฟฟ้าไมโครเวฟคือ ω เมื่อคูณกับ τ จะเท่ากับ θ นั่นคือ $\omega\tau = \theta$ ดังนั้นจากสมการ (1) และจากสมการ (16) จะได้เงื่อนไขดังนี้

$$\omega \frac{2\pi}{N\Omega_2} = \frac{2\pi n}{N\Omega_2}$$

$$\omega = n\Omega_2 \quad (17)$$

เมื่อแทนค่า Ω_2 จากสมการ (1) ลงในสมการ (17) จะหาความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ในรูปแบบต่อไปนี้

$$V_a = \frac{\omega(b^2 - a^2)}{2n} \left(B - \frac{\omega m}{ne} \right) \quad (18)$$

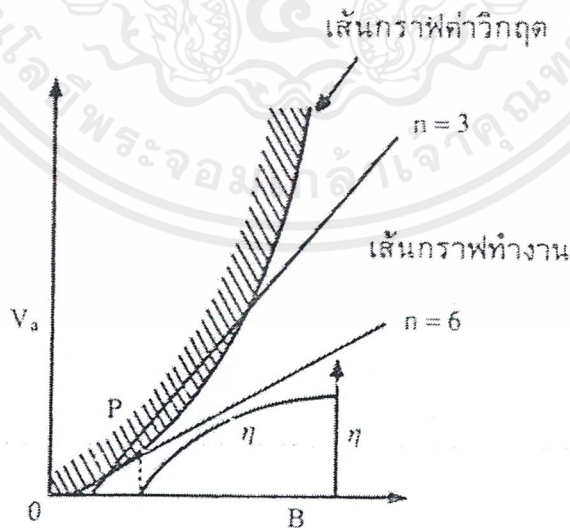
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำผลที่ได้ในสมการ (18) และในสมการ (15) ไปเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 11 เส้นกราฟที่ได้ก็จะ เป็นเส้นทำงานของแมกนีตรอนในโหมดต่างๆ เหล่านี้

ในลำดับสุดท้ายจะเป็นการหาประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานจาก DC เป็น RF เนื่องจากอิเล็กตรอนได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ eV_a ในขณะที่อิเล็กตรอนส่งมอบพลังงานให้ กับสนาม RF ส่วนหนึ่ง แล้วมีความเร็วช้าลงจนถูกดึงไปที่ขั้วแอโนด เนื่องจากพลังงานที่มีอยู่ใน อิเล็กตรอนขณะที่ถูกดึงไปที่ขั้วแอโนดมีค่าเท่ากับ $m/2(|R_1|\Omega_1 + |R_2|\Omega_2)^2$ เพราะฉะนั้นจะ สามารถคำนวณประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานได้ในรูปต่อไปนี้

$$\eta = \frac{eV_a - \left(\frac{m}{2}\right)(|R_1|\Omega_1 + |R_2|\Omega_2)^2}{eV_a} = 1 - \frac{(b+a)/(b-a)}{\left(\frac{ne}{\omega m}\right)^{B-1}} \quad (19)$$

เมื่อแทนค่า $B=B_c$ ลงในสมการ (19) นี้จะได้ $\eta=0$ เมื่อ B มีค่าสูงกว่า B_c ทำให้ η มีค่าสูงขึ้น ดังที่ แสดงไว้ในรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง B และ V_a ของการออกสซิลเลตในโหมดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ที่กล่าวถึงนี้จะอ้างถึงไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งมีหน่วยความจำภายในเป็นแบบแฟลช (flash memory) ของ Atmel Corporation มีเบอร์ขึ้นต้นด้วย AT89 เหตุผลที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบนี้ในการกล่าวถึงเพื่อใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มีด้วยกันหลายประการดังนี้

1. หน่วยความจำโปรแกรมภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นแบบแฟลช ทำให้สามารถลบและเขียนใหม่ได้นับพันครั้ง จึงสามารถใช้งานในรูปแบบของไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวโดยไม่ต้องใช้หน่วยความจำภายนอกส่งผลให้สามารถใช้งานพอร์ตอินพุตเอาต์พุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

2. ต้นทุนและเวลาในการพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ลดลงอย่างมากเนื่องจากไม่ต้องใช้เครื่องมือพัฒนาจำพวกอีมูเลเตอร์และเครื่องโปรแกรมอีพรอม

3. บริษัทผู้ผลิตได้ทำการผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้ออกมาหลายเบอร์ และมีความสามารถแตกต่างกันไป ทำให้มีทางเลือกในการใช้งานสูง

4. ด้วยการใช้หน่วยความจำภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้สามารถป้องกันการคัดลอกข้อมูลของหน่วยความจำโปรแกรมได้เป็นอย่างดี

5. ในบางเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ผลิตโดย Atmel สามารถทำการโปรแกรมข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมได้โดยไม่ต้องถอดตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ออกมาทำการโปรแกรมใหม่หรือเรียกว่า การโปรแกรมในวงจร หรือในระบบ (In-system programming) โดยใช้ลักษณะการติดต่อแบบ SPI (Serial Peripheral Interface) ทำให้การพัฒนาหรือการซ่อมบำรุง ตลอดจนการปรับปรุงหรืออัปเดตข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมทำได้สะดวกภายใต้งบประมาณที่ไม่สูงมากนัก

6. ชุดคำสั่งและสถาปัตยกรรมพื้นฐานเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ของผู้ผลิตไม่ว่าจะเป็นอินเทล, ซิเมนส์, หรือดัลลัส

6.1 คุณสมบัติทางเทคนิคของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx

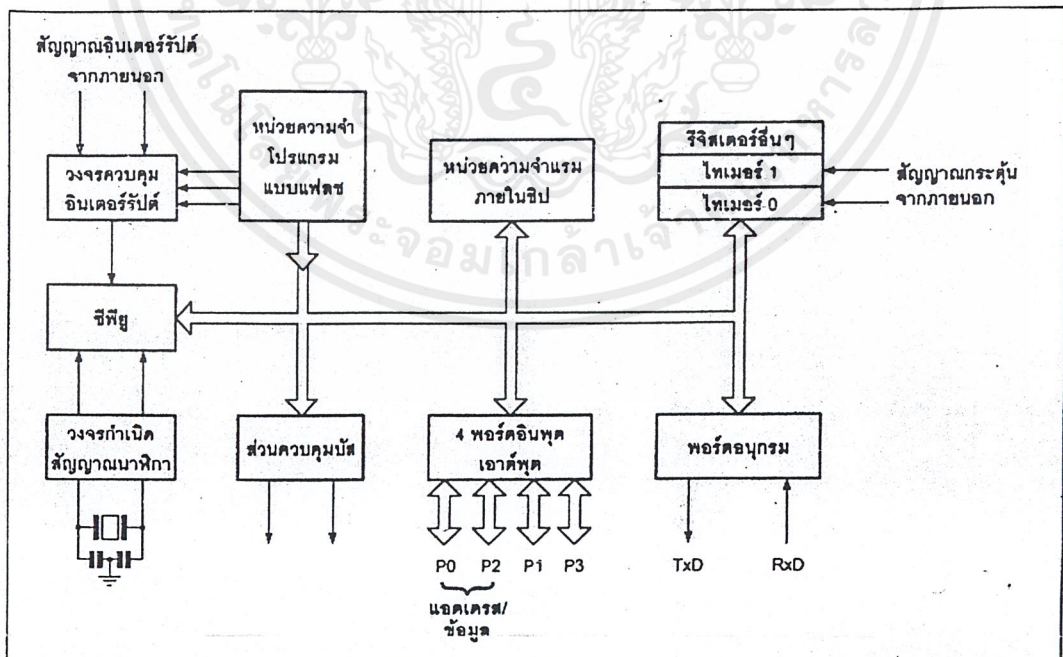
- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูขนาด 8 บิต
- ภายในมีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลชสามารถลบและเขียนใหม่ได้พันครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-หน่วยความจำข้อมูลพื้นฐานเป็น หน่วยความจำแบบแรม ในบางเบอร์จะมีหน่วยความจำแบบอีอีพ롬เพิ่มเติม

- ขาพอร์ตเป็นแบบสองทิศทาง สามารถใช้งานเป็น ได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบฟูลดูพลีกซ์
- ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิต อย่างน้อย 2 ตัว
- สามารถรองรับแหล่งกำเนิดอินเทอร์รัปต์ได้ 6 ประเภท
- สามารถขยายหน่วยความจำภายนอกเพิ่มเติมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์
- มีวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกาอยู่ในชิป
- มีวงจรถ่ายสื่อสารอนุกรมแบบ SPI สำหรับในอนุกรม AT89Sxx
- มีวอตซ์ค็อกไทมเมอร์ในตัว สำหรับในอนุกรม AT89Sxx

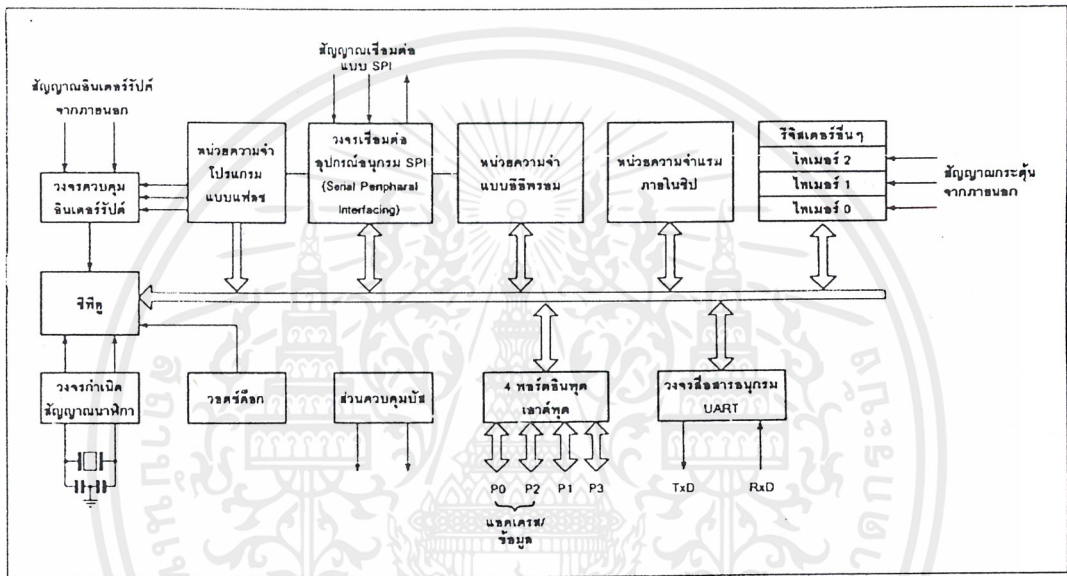
ในรูปที่ 6.1 เป็นโครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx จะเห็นได้ว่า โครงสร้าง AT89Cxx จะเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 พื้นฐานหากแต่แตกต่างกันเฉพาะหน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลชที่เพิ่มเติมเข้ามา หากเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ในอนุกรม 87xx หน่วยความจำโปรแกรมภายในจะเป็นแบบอีอีพ롬 และบางเบอร์สามารถโปรแกรมได้เพียงครั้งเดียว



รูปที่ 6.1 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในรูปที่ 6.2 เป็นโครงสร้างพื้นฐานของอนุกรม AT89Sxx จะเห็นได้ว่ามีส่วนประกอบที่เพิ่มเติมแตกต่างจาก AT89Cxx อยู่หลายส่วน อาทิ วงจรเชื่อมต่ออนุกรมแบบ SPI ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมนี้ใช้ในการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำโปรแกรมโดยไม่ต้องถอดตัวชิปออกไปจากระบบหรือเรียกว่า การโปรแกรมในวงจร ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิตที่เพิ่มเติมเข้ามาอีกหนึ่งตัวเป็นไทเมอร์ 2 และวงจรวอตซ์ดีค็อกที่ใช้ในการตรวจสอบการทำงานผิดพลาดของซีพียู



รูปที่ 6.2 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89SXX

เบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์	หน่วยความจำโปรแกรม	หน่วยความจำข้อมูล	จำนวนไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 16 บิต
AT89C1051	แบบแฟลชขนาด 1 กิโลไบต์	แรม 64 ไบต์	1
AT89C2051	แบบแฟลชขนาด 2 กิโลไบต์	แรม 128 ไบต์	2
AT89C51	แบบแฟลชขนาด 4 กิโลไบต์	แรม 128 ไบต์	2
AT89C52	แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3
AT89C55	แบบแฟลชขนาด 20 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3
AT89S8252	แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์ อีอีพรอม 2 กิโลไบต์	3
AT89S53	แบบแฟลชขนาด 12 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3

ตารางที่ 6-1 รายละเอียดโดยสรุปบางส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชที่ Atmel ผลิตขึ้นและใช้ในการอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตารางที่ 6-1 แสดงรายละเอียดบางส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 แต่ละเบอร์ที่ Atmel ผลิตขึ้น และมีใช้งานอยู่ในปัจจุบัน

6.2 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทุกเบอร์จะมีสถาปัตยกรรมและขาใช้งานพื้นฐานเหมือนกันดังแสดงในรูปที่ 6.3 และ 6.4 โดยมีรายละเอียดขั้นต้น ดังนี้

ขา Vcc ใช้สำหรับต่อไฟเลี้ยง +5V

ขา GND เป็นขากราวด์ สำหรับต่อกับกราวด์ของระบบ

ขาพอร์ต (P0.0 - P0.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียน ข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์ต่ำของหน่วยความจำภายนอก (A0-A7) และขาข้อมูล (D 0-D7) โดยใช้กระบวนการมัลติเพล็กซ์เข้าช่วย เพื่อสลับการทำงานให้เป็นที่ขาติดต่อแอดเดรสและขาข้อมูล

ขาพอร์ต1 (P1.0 - 1.1) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย นอกจากนี้ในอนุกรม AT89SXX จะใช้ขา P1.0 เป็นขาอินพุตสำหรับนับค่าของไทมเมอร์ 2 และ P1.1 เป็นขาอินพุตทริกเกอร์ของไทมเมอร์ 2 ในขณะที่ขา P1.4 ถึง P1.7 เป็นขาสำหรับเชื่อมต่อแบบ SPI เพื่อทำการโปรแกรมข้อมูลในระบบ

ขาพอร์ต2 (P2.0 - 2.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์สูงของหน่วยความจำภายนอก (A8 - A15)

ขาพอร์ต3 (P3.0 - P3.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ต 3 ยังเป็นขาที่มีหน้าที่การใช้งานพิเศษ ดังมีรายละเอียดขั้นต้นดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- P3.0 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม หรือขา RxD
- P3.1 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับส่งข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม หรือขา TxD
- P3.2 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกช่องที่ 0 หรือขา $\overline{INT0}$
- P3.3 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกช่องที่ 1 หรือขา $\overline{INT1}$
- P3.4 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณไทมเมอร์จากภายนอกช่องที่ 0 หรือขา T0
- P3.5 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกช่องที่ 1 หรือขา T1
- P3.6 ใช้เป็นขาสัญญาณ \overline{WR} ในกรณีที่ใช้เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก
- P3.6 ใช้เป็นขาสัญญาณ \overline{RD} ในกรณีที่ใช้เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก

ขารีเซต ใช้ในการรีเซ็ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยในการป้อนสัญญาณเพื่อรีเซต สถานะที่ขาจะต้องอยู่ในระดับรีเซตอย่างน้อย 2 แมกซ์ซีไอซีเกิด โดยที่วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกายังคงทำงานต่อเนื่องไปอย่างเป็นปกติ

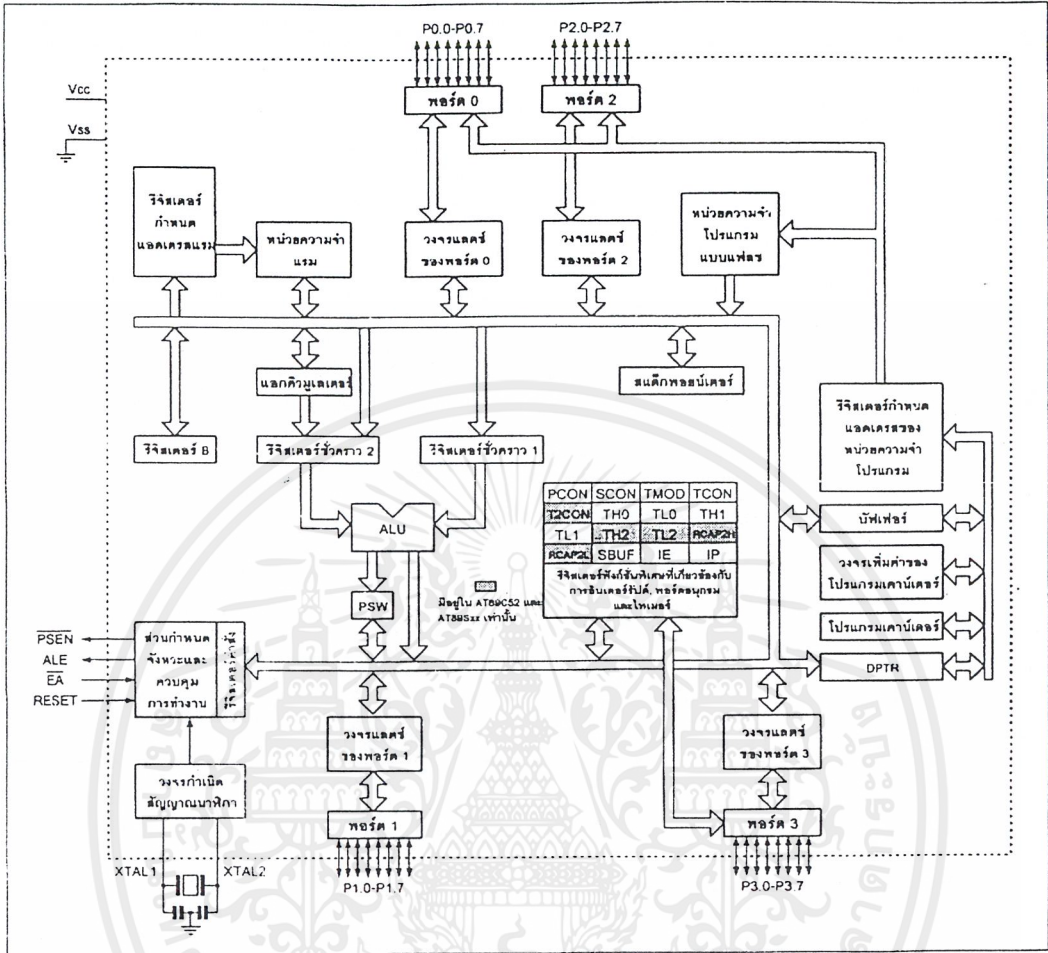
ขา $\overline{ALE/PROG}$ (Address Latch Enable/Program pulse input) เป็นขาที่ใช้ในการควบคุมการแลตช์ของขาพอร์ต 0 เมื่อมีการใช้งานหน่วยความจำภายนอก นอกจากนั้นขานี้ยังใช้เป็นขาสำหรับรับพัลส์ของการโปรแกรมสำหรับโปรแกรมข้อมูลลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในรุ่นที่มีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบอีอีพรอม

\overline{PSEN} (Program Store Enable) ขานี้ใช้ในการส่งสัญญาณเพื่อร้องขอติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งสัญญาณออกมาที่ขานี้ 2 ครั้งในแต่ละแมกซ์ซีไอซีเกิด แต่ถ้าหากติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอก ขานี้จะไม่มีสัญญาณใด ๆ ออกมา

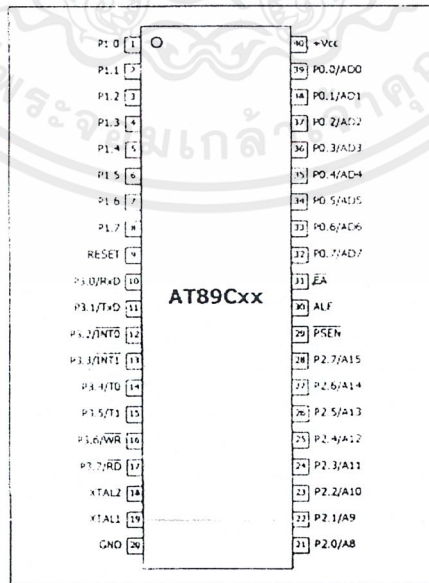
ขา \overline{EA}/V_{pp} (External Access enable/Programming voltage input) ใช้สำหรับเลือกการติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมจากภายนอกหรือภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ถ้าหากขานี้เป็น “0” เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก แต่ถ้าหากขานี้เป็น “1” เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ ที่ขานี้ยังใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับแรงดันไฟสูงสำหรับการโปรแกรมหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชต้องการแรงดันสำหรับการโปรแกรม +12V

ขา XTAL1 และ XTAL2 เป็นขาสำหรับต่อคริสตัลเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาในการกำหนดจังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3 รายละเอียดโครงสร้างหลักของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช



รูปที่ 6.4 การจัดขามาตรฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 โครงสร้างและการทำงานของพอร์ต

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีพอร์ตที่ใช้ทำงานทั้งสิ้น 4 พอร์ตคือ พอร์ต 0 ถึงพอร์ต 3 แต่ละพอร์ตมีขนาด 8 บิต เป็นพอร์ตแบบ 2 ทิศทาง กล่าวคือ สามารถเป็นได้ทั้งอินพุต สำหรับรับสัญญาณข้อมูลเข้าและเอาต์พุตสำหรับส่งสัญญาณข้อมูลออก ทุกพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีวงจรแลตช์และวงจรขับเคลื่อนจรรยาบัตรเฟอ์อินพุต ดังแสดงให้เห็นในสถานปัตยกรรมในรูปที่ 6-3

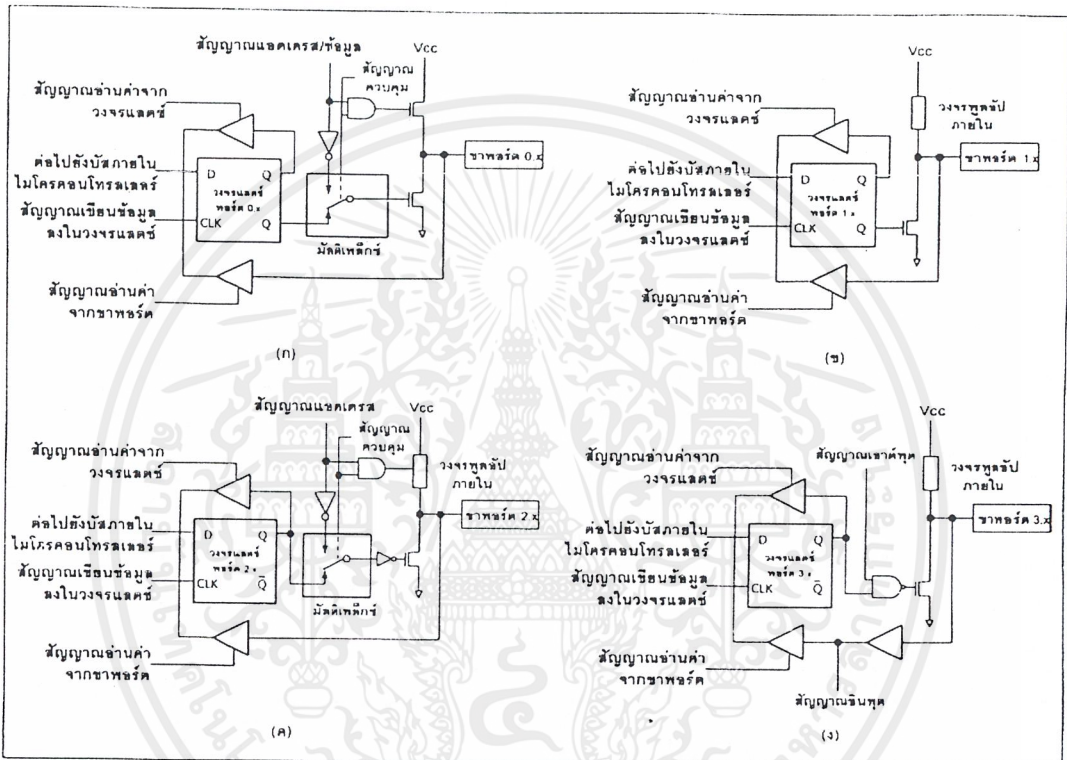
ขา	เบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์	หน้าที่พิเศษ
P1.0	AT89C52/AT89SXX	ขา T2 เป็นขาอินพุตนับค่าของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 และเป็นขาเอาต์พุตของการกำเนิดสัญญาณนาฬิกาโดยไทมเมอร์ 2 (clock out)
P1.1	AT89C52/AT89SXX	ขา T2EX เป็นขาอินพุตทริกเกอร์สำหรับการแคปเจอร์/รีโพลด์และควบคุมทิศทางของสัญญาณ
P1.4	AT89SXX	ขา \overline{SS} (Slave Select) เป็นขาเลือกการติดต่อในกรณีที่ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอุปกรณ์สเลฟ ในระบบการติดต่อแบบ SPI
P1.5	AT89SXX	ขา MOSI (Master data output, Slave data input) ใช้ในการติดต่อกับพอร์ต SPI
P1.6	AT89SXX	ขา MOSI (Master data output, Slave data input) ใช้ในการติดต่อกับพอร์ต SPI
P1.7	AT89SXX	ขา SCK (Master clock output) เป็นขาสัญญาณนาฬิกาของการติดต่อกับพอร์ต SPI

ตารางที่ 6-2 หน้าที่พิเศษของพอร์ต 1 ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ที่พอร์ต 0 และพอร์ต 2 จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตสำหรับงานทั่วไป และใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก สำหรับพอร์ต 3 ทั้งพอร์ตและพอร์ต 1 บางขานอกจากจะใช้เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตตามปกติแล้ว ยังสามารถใช้งานในหน้าที่พิเศษได้อีก ขึ้นอยู่กับว่าเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ใด ดังสรุปได้ในตารางที่ 6-2

ในรูปที่ 6-5 แสดงวงจรภายในของแต่ละพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชโดยในรูปที่ 6-5 (ก) เป็นวงจรของพอร์ต 0 วงจรแลตช์ของแต่ละบิตในแต่ละพอร์ตก็คือวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

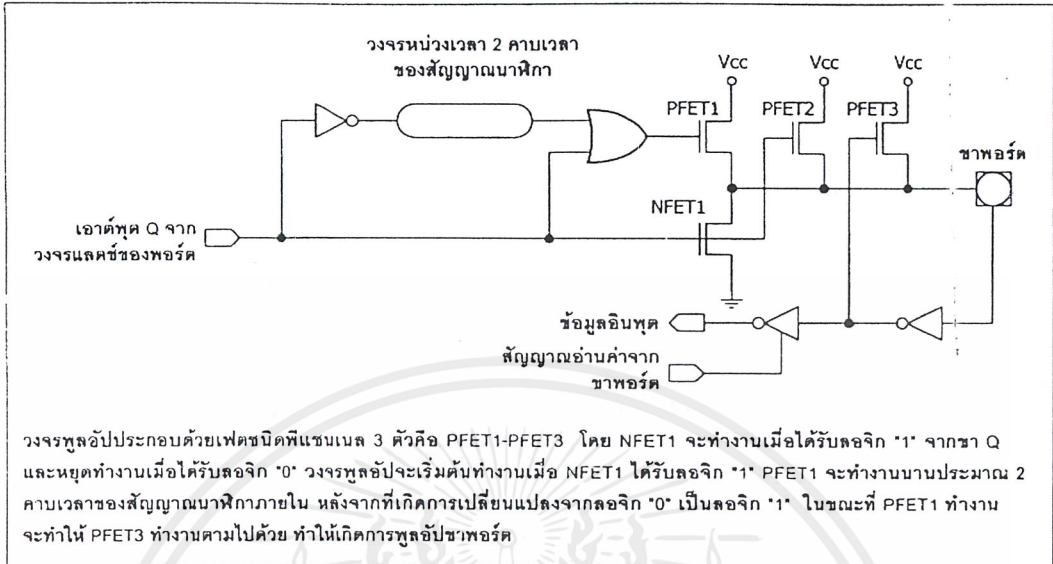
ดีฟลิปฟล็อปนั่นเอง การอ่านค่าสถานะของพอร์ตและสถานะของวงจรถ่ายสามารถกระทำได้อย่างอิสระต่อกันด้วยสัญญาณที่แยกจากกัน นั่นคือ สัญญาณอ่านข้อมูลจากขาพอร์ต และสัญญาณอ่านข้อมูลจากวงจรถ่ายส่วนการเขียนข้อมูลมายังพอร์ตต้องส่งสัญญาณมายังขาCLKของดีฟลิปฟล็อปในขณะที่ข้อมูลจะส่งผ่านมายาขาสัญญาณภายในเข้าสู่ขา D ของดีฟลิปฟล็อป



รูปที่ 6-5 วงจรภายในของพอร์ตทุกพอร์ตในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ในรูปที่ 6.5 (ข) เป็นวงจรของพอร์ต 1 ซึ่งมีลักษณะโดยทั่วไปคล้ายกับพอร์ต 0 หากแต่ไม่มีวงจรมัลติเพล็กซ์ เนื่องจากพอร์ตนี้จะไม่ใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก แต่จะมีวงจรพูลอัพภายในที่แต่ละบิตของพอร์ตนี้แทน สำหรับรายละเอียดของวงจรพูลอัพแสดงในรูปที่ 6-6

ในรูปที่ 6-5 (ค) เป็นวงจรภายในของพอร์ต 2 จะคล้ายกับพอร์ต 0 มาก ต่างกันเพียงมีวงจรพูลอัพเพิ่มเติมเข้ามา ส่วนในรูปที่ 2-5 (ง) เป็นวงจรภายในของพอร์ต 3 จะเห็นได้ว่าคล้ายกับพอร์ต 1 มีการเพิ่มเติมวงจรถ่ายเฟ้อร์ และวงจรถ่ายเอาต์พุตเมื่อทำงานในฟังก์ชันพิเศษเข้ามา เนื่องจากพอร์ต 3 สามารถนำไปใช้งานในหน้าที่พิเศษได้ทุกขา



รูปที่ 6-6 วงจรม่วงเวลาภายในพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

การใช้งานเป็นพอร์ตอินพุต

เนื่องจากพอร์ตทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชสามารถเป็นได้ทั้งอินพุตเอาต์พุต ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งต้องทำความเข้าใจถึงการกำหนดลักษณะการทำงานให้แก่พอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ในการกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต ต้องเริ่มต้นด้วยการเขียนข้อมูล "1" มาที่แต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการใช้งานเป็นอินพุต เพื่อหยุดการทำงานของเฟตที่ใช้ในการขับสัญญาณเอาต์พุตของบิตนั้น ๆ ทำให้ขาสัญญาณของพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรม่วงเวลาภายในโดยตรง ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีลอจิกเป็น "1" สามารถรับสัญญาณลอจิก "0" จากอุปกรณ์ภายนอกได้ง่าย สัญญาณข้อมูลจากอุปกรณ์ภายนอกจะถูกส่งเข้ามาเก็บไว้ในวงจรม่วงเวลาภายในพอร์ต แล้วรอให้ซีพียูมาอ่านค่าเข้าไปเมื่อเป็นเช่นนี้ อุปกรณ์ภายนอกที่เชื่อมต่อกับพอร์ตอินพุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชควรกำหนดให้ทำงานในสภาวะลอจิก "0" จะดีและสะดวกที่สุด (ซึ่งในปัจจุบันอุปกรณ์อินพุตที่เชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์แทบทั้งหมดทำงานที่ลอจิก "0" แล้ว)

การใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุต

โดยปกติแล้ว ขาพอร์ตจะกำหนดให้มีลักษณะเป็นเอาต์พุตอยู่แล้ว ดังนั้นจึงสามารถส่งข้อมูลออกไปได้อย่างง่ายดายและตรงไปตรงมา กล่าวคือ เมื่อต้องการส่งข้อมูล "0" ออกไปทางเอาต์พุตก็ให้เขียนข้อมูล "0" ไปยังวงจรถ่ายกลับ ซึ่งก็จะส่งผลต่อไปขับเฟต ทำให้เฟตทำงานที่ขาพอร์ตที่กำหนดให้ทำงานเกิดลอจิก "0" ขึ้น ในทางตรงกันข้ามหากต้องการส่งข้อมูล "1" ออกไป ก็ให้เขียนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูล “1” ไปยังวงจรแอสต์ วงจรจับจะหยุดทำงาน ทำให้ที่ขาพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรพูลอัปภายใน เกิดเป็นลอจิก “1” ที่ขาพอร์ตนั้น ซึ่งจะคล้ายกับการกำหนดให้เป็นขาอินพุตมาก เพียงแต่แตกต่างกันที่กระบวนการในการเคลื่อนย้ายข้อมูล โดยถ้าเป็นอินพุตจะมีสัญญาณมาอ่านข้อมูลที่บัฟเฟอร์ แต่ถ้าเป็นเอาต์พุตจะไม่มี การอ่านข้อมูลที่บัฟเฟอร์แต่อย่างใด เว้นแต่ในกรณีที่ต้องการตรวจสอบข้อมูลที่ส่งออกมาทางเอาต์พุต

เมื่อใช้งานพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเป็นพอร์ตเอาต์พุต แต่ละขา (หรือแต่ละบิต) ของแต่ละพอร์ตมีความสามารถในการจ่ายกระแสหรือที่เรียกว่า กระแสซอร์ส (source current) ได้สูงสุด 10 mA และทุกขา รวมกันในแต่ละพอร์ต (ทั้ง 8 บิต) สูงสุด 26 mA สำหรับพอร์ต 0 และ 15 mA สำหรับพอร์ต 1-3 ในกรณีที่ใช้งานทุกพอร์ตเอาต์พุตจะสามารถจ่ายกระแสได้รวมกันสูงสุด 71 mA ดังนั้นในการใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุตเพื่อไม่ให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับความสามารถในการจ่ายกระแสจึงควรต่อวงจรบัฟเฟอร์ทางเอาต์พุตเพื่อช่วยในการขับกระแสอีกทางหนึ่ง

การอ่านค่าลอจิกจากพอร์ต

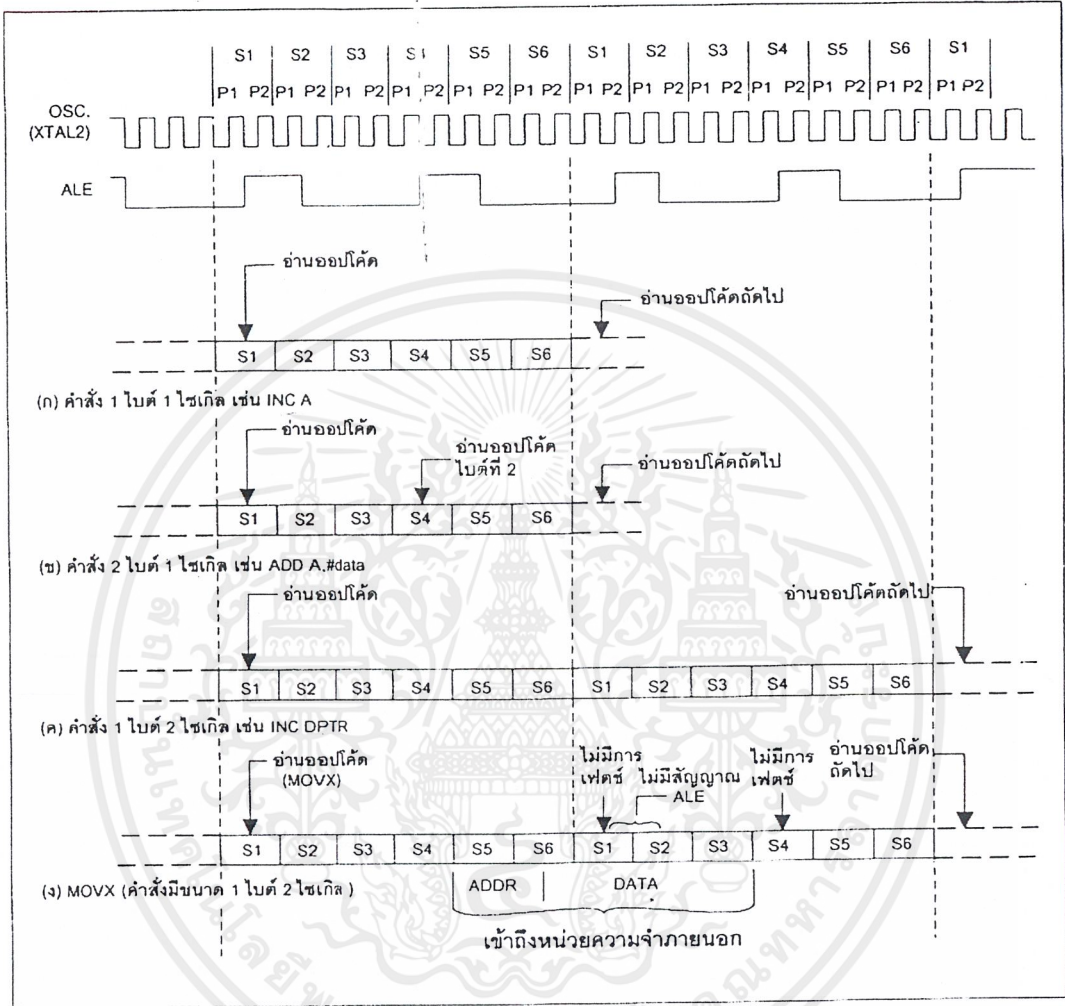
ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชสามารถอ่านค่าลอจิกจากพอร์ตได้ 2 ลักษณะ คือ อ่านจากขาพอร์ต โดยตรง และอ่านจากวงจรแอสต์ของแต่ละพอร์ต

ในกรณีที่พอร์ตต่อกับขาเบสทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวนั้นต่อลงกราวด์ หากมีการส่งข้อมูล “1” ไปยังทรานซิสเตอร์ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน สถานะลอจิกที่ขาพอร์ตจะเป็น “0” เนื่องจากเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน จะเสมือนว่าพอร์ตนั้นถูกต่อลงกราวด์ทำให้หากอ่านค่าลอจิกที่ขาพอร์ตจะได้ผลตรงข้ามกับที่ส่งออกมา แต่ถ้าหากทำงานอ่านค่าลอจิกที่วงจรแอสต์ จะได้ค่าที่ตรงกับค่าที่ต้องการส่งจริง ดังนั้น ในการอ่านค่าลอจิกพอร์ตจึงต้องเลือกวิธีการที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ที่นำมาต่อด้วย

6.4 จังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ในการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะต้องทำความเข้าใจถึงจังหวะการทำงานของซีพียูและลำดับขั้นตอนการประมวลผลคำสั่ง ในการประมวลผลคำสั่งของซีพียูจะมีขั้นตอนหลัก ๆ 2 ขั้นตอนคือ กระบวนการเฟตช์ (fetch) เป็นการเรียกคำสั่งออกจากหน่วยความจำโปรแกรมแล้วทำการแปลรหัสคำสั่งนั้นเป็นภาษาเครื่องเพื่อเตรียมการประมวลผล ขั้นตอนต่อมาคือ กระบวนการเอ็กซีคิวท์ (execute) เป็นการกระทำตามคำสั่งที่กำหนดหรือตามที่เฟตช์ขึ้นมาโดย

กระบวนการก่อนหน้า เมื่อทำการเอ็เซ็คิวท์คำสั่งเรียบร้อยแล้ว ก็จะไปเริ่มกระบวนการเฟตซ์คำสั่งต่อไป



รูปที่ 6.7 ไซเคิลการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้แก่ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชจะเกิดการรีเซตในลักษณะที่เรียกว่า เพาเวอร์อ้อนรีเซต (power-on reset) ทำให้ซีพียูไปเริ่มต้นการทำงานที่แอดเดรส 0000H ของหน่วยความจำโปรแกรมจึงหะการทำงานของซีพียูจะเป็นไปตามรูปแบบ โดยได้รับการกำหนดมาจากกรอบการทำงานหรือแมชชีนไซเคิล (machinecycle) ในรูปที่ 6.7 เป็นไดอะแกรมเวลาแสดงจังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 โดยใน 1 รอบการทำงานหรือแมชชีนไซเคิลจะแบ่งย่อยออกเป็น 6 สเตต (state) กำหนดชื่อเป็น S1-S6 ในแต่ละสเตตมีค่าเวลาเท่ากับ 2 คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา ถ้าสัญญาณนาฬิกามีความถี่ 12 MHz จะมีคาบเวลาเท่ากับ 1 ms คาบเวลาทั้งสองภายในหนึ่งสเตตจะเรียกว่า เฟส 1 (phase1) และเฟส 2 (phase2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 6.7 (ก) และ (ข) จะเป็นการเอ็กซิวต์คำสั่งที่ใช้เวลา 1 ไชเกิล เริ่มต้นที่สเตท 1 จะเป็นการอ่านค่าออปโค้ด อันเป็นกระบวนการแลตซ์ค่าของออปโค้ดส่งไปให้รีจิสเตอร์คำสั่ง (Instruction Register : IR) การเฟตซ์ครั้งที่สองจะเกิดขึ้นที่สเตท 4 ภายในแมชชีนไชเกิลเดียวกัน ในกรณีที่เป็นคำสั่งไบต์เดียว การเฟตซ์ครั้งที่ 2 ภายในแมชชีนไชเกิลเดียวกันจะถูกคัททิ้งไป ในคำสั่งที่มีใช้เวลา 1 ไชเกิลจะสิ้นสุดการทำงานลงในสเตท 6 ของแมชชีนไชเกิลเดียวกัน

ในกรณีที่คำสั่งใช้เวลา 2 ไชเกิล การทำงานของคำสั่งนั้นจะสิ้นสุดลงในสเตท 6 ของแมชชีนไชเกิลที่สอง ดังในไดอะแกรมรูปที่ 6.7 (ค) สำหรับในการกระทำคำสั่ง MOVX ซึ่งเป็นคำสั่งขนาด 1 ไชเกิล จะไม่มีการเฟตซ์เกิดขึ้นในไชเกิลที่สองของคำสั่ง MOVX นี้ เนื่องจากซีพียูจะไปทำการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกดังแสดงในไดอะแกรมรูปที่ 6.7 (ง) จะเห็นได้ว่า เวลาในการเอ็กซิวต์จะไม่ได้ขึ้นอยู่กับว่าการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายในหรือภายนอก

ในรูปที่ 6.8 แสดงสัญญาณและไดอะแกรมเวลาของการเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก โดยในรูปที่ 6.8 (ก) เป็นไดอะแกรมในขณะที่ยังไม่มีกรกระทำคำสั่ง MOVX สัญญาณที่ขา ALE และ \overline{PSEN} จะเกิดการแอกทีฟ 2 ครั้งภายในหนึ่งแมชชีนไชเกิล ในทุกครั้งที่ ALE เกิดการแอกทีฟที่พอร์ต 0 (P0) จะมีค่าของรีจิสเตอร์ PC ในไบต์ต่ำออกมา ในขณะที่พอร์ต 2 (P2) ก็จะมีค่าของ PC ในไบต์สูงเพื่อซีไปยังแอดเดรสต่อไปที่ต้องไปดำเนินการ สำหรับขา \overline{PSEN} ก็จะเกิดการแอกทีฟเมื่อมีการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกในกรณีที่กระทำคำสั่ง MOVX เพื่อเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกที่ขา \overline{PSEN} จะไม่เกิดการแอกทีฟ 2 ครั้งภายใน 1 แมชชีนไชเกิล เนื่องจากบัสแอดเดรสและบัสข้อมูลจะถูกใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกแทน แต่สำหรับสัญญาณ ALE ยังคงแอกทีฟตามจังหวะการทำงานเหมือนเดิม

จากไดอะแกรมเวลาทั้งหมดสามารถสรุปได้ว่า ในการทำงาน 1 รอบหรือ 1 แมชชีนไชเกิล ซีพียูในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะใช้เวลา 12 คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา นั่นคือ เวลาในการทำงาน 1 ไชเกิลมีค่าเท่ากับ 1 ms หรือมีความเร็วในการทำงานภายใน 1MHz ในกรณีที่ใช้ความถี่สัญญาณนาฬิกา 12 MHz ดังนั้นถ้าต้องการทราบความเร็วในการทำงานภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถหาได้จาก ค่าความถี่สัญญาณนาฬิกาหารด้วย 12 และถ้าต้องการหาค่าเวลาของ 1 รอบการทำงานหรือ 1 แมชชีนไชเกิล สามารถทำได้โดยการหาส่วนกลับของความเร็วในการทำงานภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถสรุปเป็นสูตรทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

ความเร็วในการทำงานภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์เท่ากับ

ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (ค่าของคริสตอลที่ต่ออยู่ที่ขา XTAL1 และ XTAL2) / 12

เวลา 1 แมชชีนไชเกิล = 1 / ความเร็วในการทำงานภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5 การจัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีหน่วยความจำภายในหลัก ๆ อยู่ 2 ส่วน คือ หน่วยความจำโปรแกรมและหน่วยความจำข้อมูล ซึ่งก็มีขนาดและการจัดสรรแตกต่างกันไปในแต่ละเบอร์ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของการจัดสรรหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช การเชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก และข้อมูลเบื้องต้นของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษที่ใช้ควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

หน่วยความจำโปรแกรม (Program memory)

ในรูปที่ 6.8 แสดงการจัดหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในเบอร์ต่าง ๆ ที่นิยมใช้งาน อันประกอบด้วยเบอร์ AT89C51 และ AT89C52 จะเห็นได้ว่าทั้งสองเบอร์สามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ โดยสามารถเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายในอย่างเดียวหรือรวมกับภายนอกหรือเลือกใช้หน่วยความจำภายนอกอย่างเดียวก็ได้ ดังในรูปที่ 6.8 (ก) โดยภายใน AT89C51 จะมีหน่วยความจำโปรแกรมภายใน 4 กิโลไบต์ ในขณะที่ AT89C52 จะมีขนาด 8 กิโลไบต์

ในกรณีที่ใช้หน่วยความจำภายในและภายนอกรวมกัน หากใช้ AT89C51 ก็จะสามารถติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกได้ 60 กิโลไบต์ และถ้าใช้เบอร์ AT89C52 จะสามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกได้ 56 กิโลไบต์

หน่วยความจำโปรแกรมใช้เก็บข้อมูลของโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์หรือที่เรียกว่า โปรแกรมมอนิเตอร์ (monitor program) หากใช้หน่วยความจำภายนอกมักจะบรรจุอยู่ในหน่วยความจำชนิดอีพรอม (BPRAM : Erasable Programmable Read-Only Memory) ซึ่งสามารถกระทำการอ่านได้เพียงอย่างเดียว

หน่วยความจำโปรแกรมมีแอดเดรสเริ่มต้นที่ 0000H เมื่อซีพียูได้รับการรีเซ็ตให้เริ่มต้นการทำงาน จะต้องมาเริ่มต้นที่แอดเดรส 0000H นี้เสมอ อย่างไรก็ตาม ในพื้นที่ของหน่วยความจำโปรแกรมไม่ว่าจะใช้งานภายในหรือภายนอกก็ตาม ต้องมีการสงวนพื้นที่บางตำแหน่งเอาไว้สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 6 ประเภท ประเภทละ 8 ไบต์ ประกอบด้วย

พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 0 จากภายนอก กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0003H

พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 0 จากไทมเมอร์ 0 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 000BH

พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 1 จากภายนอก กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0013H

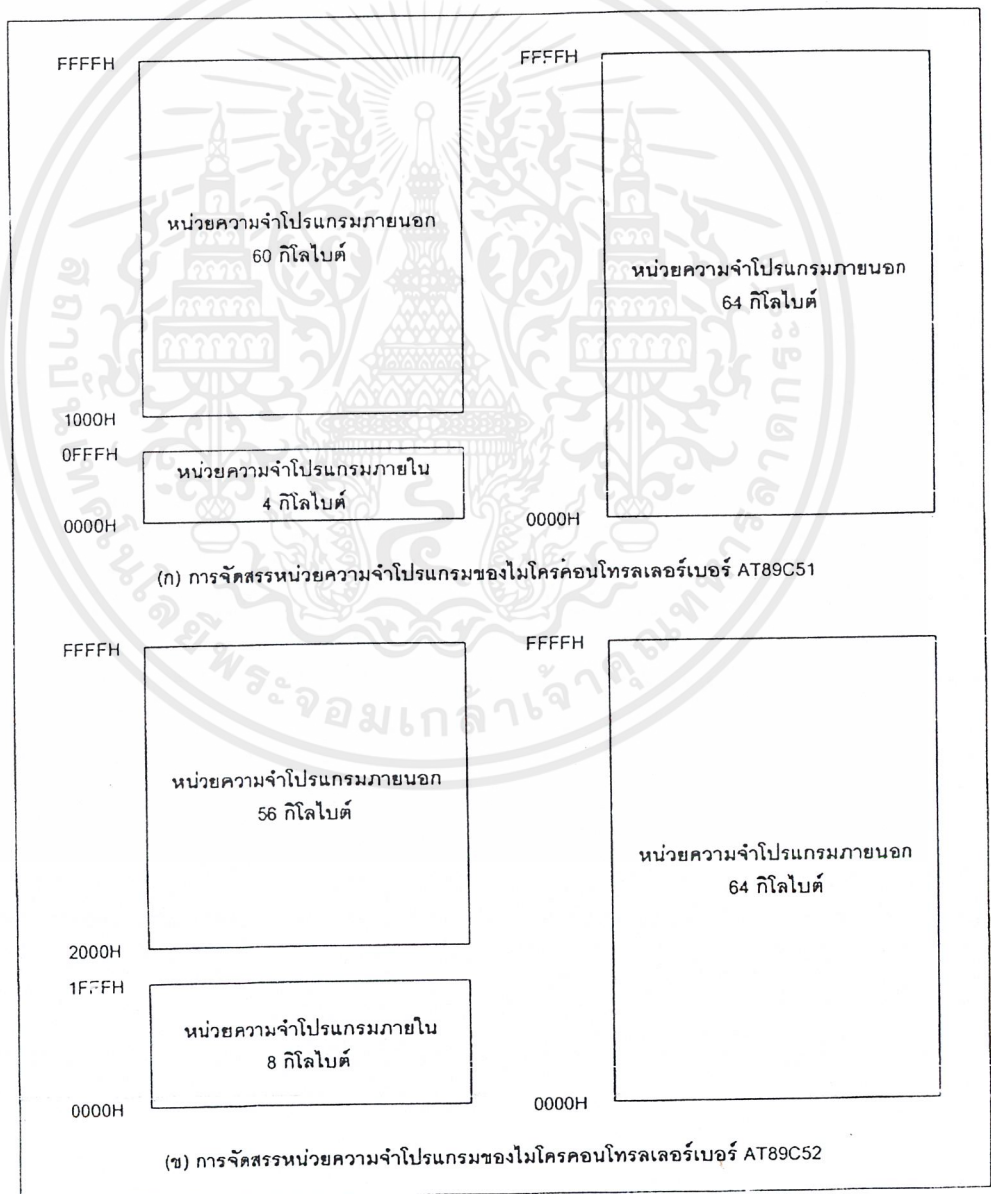
พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ 0 จากไทมเมอร์ 1 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 001BH

พื้นที่สำหรับบริการอินเตอร์รัปต์ของการสื่อสารอนุกรม กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0023H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นที่สำหรับบริการอินเทอร์เน็ตจากรูปจากไทมเมอร์ 2 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 002BH

กรณีที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชที่มีหน่วยความจำโปรแกรมภายใน แต่ต้องการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกด้วย สามารถทำได้โดยต้องกำหนดแอดเดรสของหน่วยความจำโปรแกรมให้ต่อจากแอดเดรสสุดท้ายของหน่วยความจำโปรแกรมภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ ยกตัวอย่าง ไมโครคอนโทรลเลอร์ AT89C51 มีหน่วยความจำโปรแกรมขนาด 4 กิโลไบต์มีแอดเดรสอยู่ระหว่าง 0000H – 0FFFH เมื่อต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกต้องกำหนดให้แอดเดรสอยู่ในช่วง 1000H – FFFFH



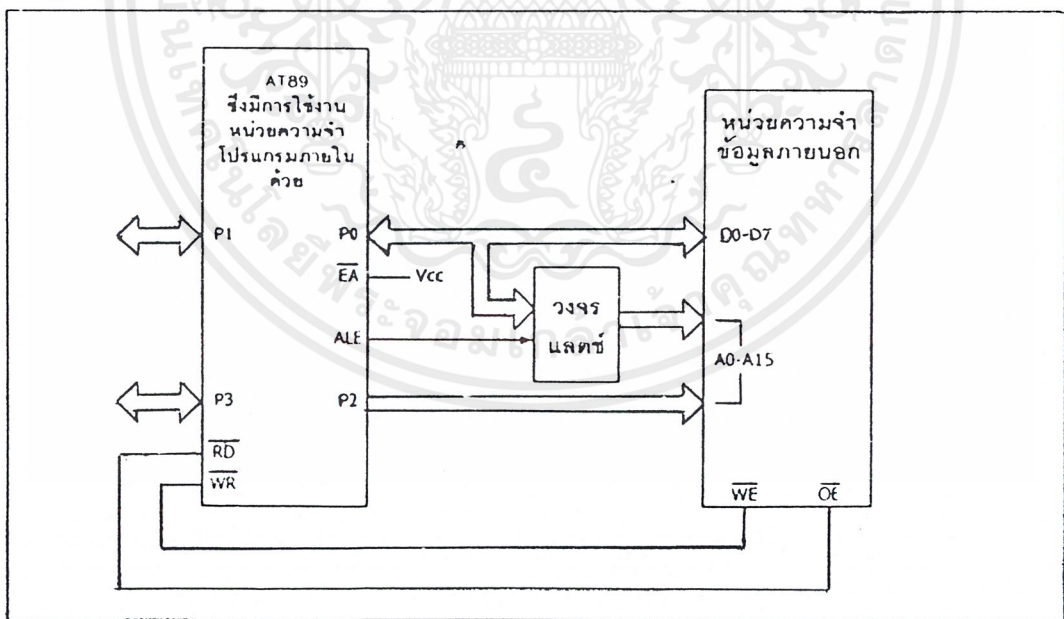
รูปที่ 6.8 การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อหน่วยความจำภายนอกแสดงดังในรูปที่ 6.9 จะเห็นได้ว่าขาพอร์ต P0.0-P0.7 ถูกใช้เป็นขาข้อมูล D0-D7 และขาแอดเดรสไบต์ต่ำ โดยผ่านวงจรแลตช์ ซึ่งปกติใช้ไอซีเบอร์ 74HC573 และใช้สัญญาณ ALE และ \overline{PSEN} ในการเลือกว่า ต้องการใช้งานขา P0.0-P0.7 เพื่อเป็นขาข้อมูลหรือขาแอดเดรสในขณะที่ขา P2.0-P2.7 ใช้ในการเชื่อมต่อกับขาแอดเดรสไบต์สูง A8-A15 ดังนั้นเมื่อมีการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกไมโครคอนโทรลเลอร์จะเหลือขาพอร์ตใช้งานเพียง 16 บิต คือที่ขาพอร์ต P1.0-P1.7 และ P3.0-P3.7

หน่วยความจำข้อมูล (Data Memory)

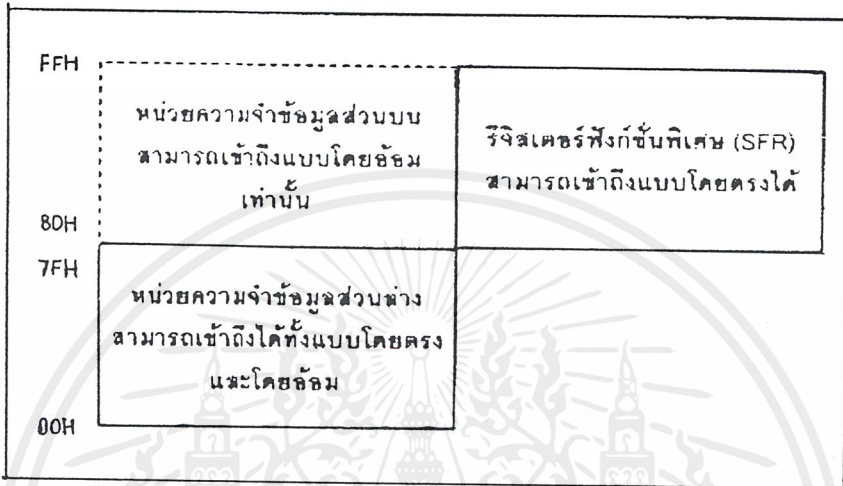
มีด้วยกัน 2 แบบคือ หน่วยความจำข้อมูลภายนอกและภายในโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89 สามารถติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกได้สูงสุด 64 กิโลไบต์โดยการใช้คำสั่ง MOVX ในการติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอก การติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชแสดงดังในรูปที่ 6.10 จะเห็นได้ว่า มีลักษณะคล้ายกับการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกแตกต่างกันที่มีสัญญาณที่ใช้สำหรับการอ่านและเขียนหน่วยความจำข้อมูลภายนอก นั่นคือ ขา \overline{RD} และ \overline{WR}



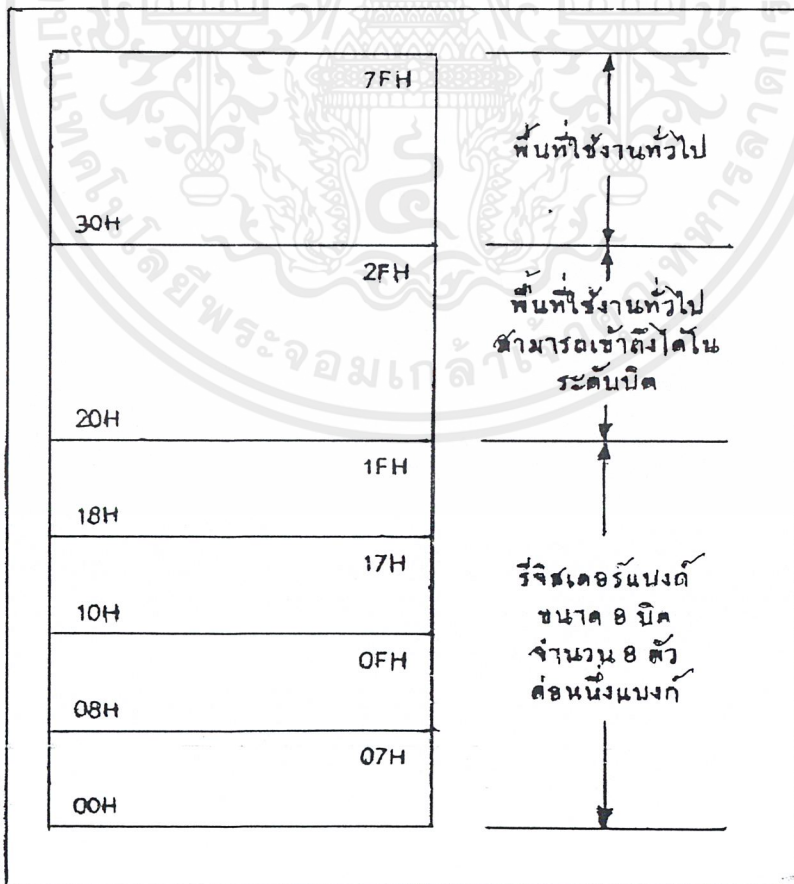
รูปที่ 6.10 การเชื่อมต่อหน่วยความจำข้อมูลภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำข้อมูลภายในเป็นแบบแรม (RAM : Random Access Memory) โดยแต่ละเบอร์จะมีขนาดแตกต่างกันไป ในเบอร์ AT89C51 มีหน่วยความจำข้อมูลภายในขนาด 128 ไบต์ ในขณะที่เบอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับราคาไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AT89C52 มีขนาด 256 ไบต์ สำหรับการจัดสรรหน่วยความจำข้อมูลภายในแบ่งเป็น 3 ส่วน คือ หน่วยความจำข้อมูลส่วนกลาง (lower), ส่วนบน (upper) และรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR : Special Function Register) แต่ละส่วนมีขนาด 128 ไบต์ ดังแสดงการจัดสรรในรูปที่ 6.11



รูปที่ 6.11 การจัดสรรพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช



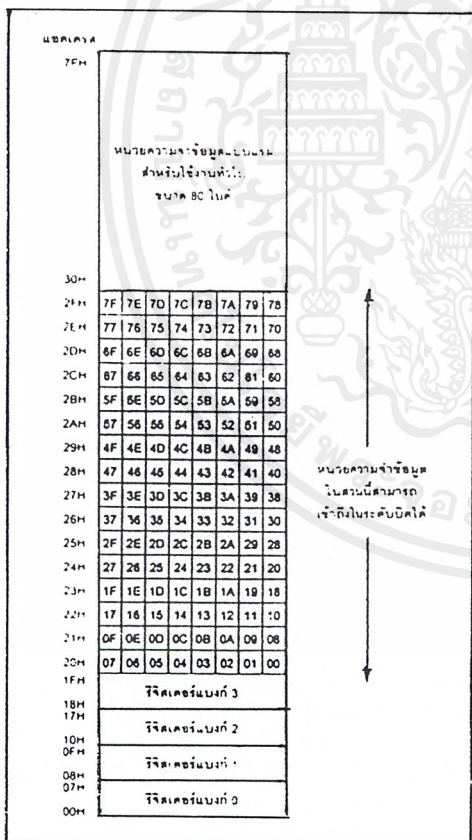
รูปที่ 6.12 การจัดสรรพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลภายในส่วนต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช การค้า

เอกลิขสิทธิ์ในเอกสารนี้สงวนไว้สำหรับองค์กรที่มีสิทธิ์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่า หน่วยความจำข้อมูลส่วนบนและรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษมีตำแหน่งทับซ้อนกัน แต่จะใช้การติดต่อที่แตกต่างกัน และในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 บายเบอร์จะไม่มีหน่วยความจำข้อมูลส่วนบน

ขนาดของหน่วยความจำข้อมูลของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชโดยแท้จริงแล้วมีเพียง 256 ไบต์ แต่ด้วยการจัดเข้าถึงแตกต่างกัน จึงดูเหมือนว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีหน่วยความจำข้อมูลภายในสูงถึง 384 ไบต์ โดยในหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่างขนาด 128 ไบต์ มีแอดเดรสอยู่ที่ 00H-7FH สามารถเข้าถึงได้โดยตรงและโดยอ้อม สำหรับหน่วยความจำข้อมูลส่วนบนมีขนาด 128 ไบต์เช่นกัน มีแอดเดรสอยู่ที่ 80H-FFH สามารถเข้าถึงแบบโดยอ้อมเท่านั้น ในขณะที่รีจิสเตอร์ SFR มีแอดเดรสอยู่ที่ 80H-FFH เช่นเดียวกับหน่วยความจำข้อมูลส่วนบนแต่สำหรับรีจิสเตอร์ SFR ใช้การเข้าถึงแบบโดยตรง



รูปที่ 6.13 โครงสร้างของหน่วยความจำข้อมูลภายในในส่วนบนของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

แอดเดรส	ไบต์	รีจิสเตอร์						
FFH								
FDH	B7 B6 B5 B4 B3 B2 B1 B0	รีจิสเตอร์ B						
EDH	A7 A6 A5 A4 A3 A2 A1 A0	รีจิสเตอร์ ACC						
DDH	07 06 05 04 03 02 01 00	รีจิสเตอร์ PSW						
BDH		รีจิสเตอร์ IP						
B0H	37 36 35 34 33 32 31 30	รีจิสเตอร์ P3						
ABH	07 06 05 04 03 02 01 00	รีจิสเตอร์ IE						
ADH	27 26 25 24 23 22 21 20	รีจิสเตอร์ P2						
99H	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ SBUF
98H	S7 S6 S5 S4 S3 S2 S1 S0	รีจิสเตอร์ SCON						
90H	17 16 15 14 13 12 11 10	รีจิสเตอร์ P1						
8DH	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ TH1
8CH	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ TH0
8BH	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ TL1
8AH	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ TL0
89H	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ TMOD
88H	T7 T6 T5 T4 T3 T2 T1 T0	รีจิสเตอร์ TCON						
87H	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ PCON
83H	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ DPH
82H	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ DPL
81H	ไม่สามารถเข้าถึงระดับไบต์ได้							รีจิสเตอร์ SP
80H	07 06 05 04 03 02 01 00	รีจิสเตอร์ P0						

หมายเหตุ : ชื่อของแต่ละไบต์ที่กำหนดในรูปเป็นการกำหนดให้เห็นว่ามีกรเรียงลำดับบิตสำคัญของรีจิสเตอร์แต่ละตัว โดยเรียงจากบิตสูงมาถึบิตต่ำ สำหรับชื่อที่แท้จริงของแต่ละบิต โปรดตรวจสอบกับอะดเดรสของรีจิสเตอร์ตัวนั้นๆ ต่อไป

รูปที่ 6.14 การจัดสรรพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเพื่อความสะดวกและง่าย ตลอดจนป้องกันความสับสนในการเขียนโปรแกรม สำหรับผู้เริ่มต้นจึงควรรู้หน่วยความจำข้อมูลภายในเพียง 128 ไบต์จากหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่างร่วมกับรีจิสเตอร์ SFR

ในรูปที่ 6.12 แสดงการจัดสรรหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่าง หน่วยความจำ 32 ไบต์ต่ำสุดที่แอดเดรส 00H-1FH แบ่งเป็น 4 กลุ่ม เรียกว่า 4 แบงก์ (bank) แต่ละแบงก์มีรีจิสเตอร์ 8 ตัวคือ R0-R7 การติดต่อกับหน่วยความจำในแบงก์ใดให้กำหนดที่รีจิสเตอร์ PSW (Program Status Word register)

หน่วยความจำข้อมูล 16 ไบต์ถัดมาที่แอดเดรส 20H-2FH เป็นพื้นที่สำหรับใช้งานทั่วไป สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต (Bit addressable) และหน่วยความจำข้อมูลที่เหลือ 81 ไบต์จะต้องแบ่งส่วนหนึ่งสำรองไว้เป็นพื้นที่ของสแต็ก (stack : ที่พักข้อมูลชั่วคราวในกรณีที่ใช้ฟังก์ชันการกระโดดไปงานในโปรแกรมย่อย) การเข้าถึงหน่วยความจำส่วนนี้ต้องใช้การเข้าถึงในระดับไบต์

ในรูปที่ 6.13 แสดงโครงสร้างของหน่วยความจำข้อมูลส่วนบนซึ่งจะมีลักษณะที่คล้ายกับหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่าง หากแต่ใน 80 ไบต์บนไม่จำเป็นต้องสำรองไว้สำหรับสแต็ก และต้องใช้การเข้าถึงในลักษณะโดยอ้อมเท่านั้น

6.6 รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR)

เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชทั้งหมดมีด้วยกัน 22 ตัว สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C51 และ 28 ตัวในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และอนุกรม AT89SXX ทั้งนี้เนื่องจากใน AT89C52 และ AT89SXX มีจำนวนไทมเมอร์เคาน์เตอร์มากกว่า AT89C51

รีจิสเตอร์ SFR มีแอดเดรสอยู่ระหว่าง 80H-FFH ในพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลส่วนบน สามารถเข้าถึงได้โดยตรง (direct addressing) ในรูปที่ 3-7 แสดงการจัดสรรพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR แต่ละตัวในหน่วยความจำข้อมูลส่วนบน สำหรับรายละเอียดเบื้องต้นของรีจิสเตอร์ SFR มีดังนี้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
CY	AC	F0	RS1	RS0	OV	-	P

- CY : แพลกทอด (Carry flag) เป็น “1” เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิก แล้วค่าของแอกคิวมูลเตอร์เกิน 255 (ฐานสิบ) หรือ FFH
- AC : แพลกทอดเสริม (Auxiliary Carry flag) เป็น “1” เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์แล้วทำให้เกิดการทดข้ามจากบิต 3 มายังบิต 4 มักใช้ในการแปลงค่าเลขฐานสิบ (BCD operation)
- F0 : แพลกทอใช้งานทั่วไป เมื่อผู้เขียนโปรแกรมกำหนดค่าที่บิตนี้แล้ว ไม่ว่าจะกระทำคำสั่งใด ๆ ที่บิตนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง
- RS1 : บิตเลือกรีจิสเตอร์แบงก์ (Register Select 1) ใช้งานร่วมกับบิต RS0 เพื่อเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ R0-R7
- RS0 : บิตเลือกรีจิสเตอร์แบงก์ (Register Select 0) ใช้งานร่วมกับบิต RS1 เพื่อเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ R0-R7
- OV : บิตเกิน (Overflow) เป็น “1” เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว ทำให้เกิดการทดข้ามจากบิต 6 มายังบิต 7 ของแอกคิวมูลเตอร์ หรือแอกคิวมูลเตอร์มีค่า เกิน 127 (ฐานสิบ) นอกจากนั้นยังใช้เป็นกาแสดงค่าลบด้วย
- : บิตนี้ผู้ใช้งานสามารถกำหนดใช้งานได้อย่างอิสระ
- P : บิตพาริตี (Parity) ใช้ในการตรวจสอบจำนวนค่า “1” ภายในแอกคิวมูลเตอร์ ถ้าหากในแอกคิวมูลเตอร์มีจำนวนบิตที่เป็น “1” รวมกันเป็นเลขคู่ บิตนี้จะเป็น “0” รวมกันเป็นเลขคี่ บิตนี้จะเป็น “1”

รูปที่ 6.14 รายละเอียดของรีจิสเตอร์แสดงสถานะของโปรแกรมหรือ PSW

RS1	RS0	แบงก์ของรีจิสเตอร์	ช่วงแอดเดรส
0	0	แบงก์ 0	00H-07H
0	1	แบงก์ 1	08H-0FH
1	0	แบงก์ 2	10H-17H
1	1	แบงก์ 3	18H-1FH

ตารางที่ 3-1 การเลือกแบงก์ของหน่วยความจำส่วนล่างเพื่อติดต่อกับรีจิสเตอร์แบงก์ R0-R7

6.7 รีจิสเตอร์แสดงสถานะของโปรแกรม (Program Status Word : PSW)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต นั้นหมายความว่า สามารถกระทำคำสั่งหรือกำหนดค่าในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ตัวนี้ได้อย่างอิสระ มีแอดเดรสอยู่ที่ DOH เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บสถานะของการทำงานของโปรแกรมในขณะนั้น จะเรียกสถานะต่าง ๆ ของโปรแกรมว่า แฟล็ก (Flag) เมื่อซีพียูกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้วเกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะขึ้น ผลของการเปลี่ยนแปลงนั้นจะมาปรากฏที่บิตต่าง ๆ ของรีจิสเตอร์ PSW รายละเอียดของแต่ละบิตในรีจิสเตอร์ PSW แสดงในรูปที่ 6.14

จะเห็นได้ว่า นอกจากรีจิสเตอร์ PSW ถูกใช้ในการเก็บสถานะของโปรแกรมแล้ว ที่บิต RS0 และ RS1 ยังใช้ในการเลือกแบงก์ของหน่วยความจำส่วนล่าง ซึ่งเป็นพื้นที่ของรีจิสเตอร์ R0-R7 ด้วย ดังมีรายละเอียดแสดงในตารางที่ 3-1 โดยปกติแล้วในการใช้งานรีจิสเตอร์ R0-R7 มักนิยมเลือกใช้แบงก์ 0 เป็นลำดับแรก หากไม่เพียงพอจึงเลือกในแบงก์อื่น ๆ มาใช้ แต่ต้องระมัดระวังในการกำหนดค่าและลำดับการติดต่อกันให้ดี มิเช่นนั้น อาจทำให้การเขียนโปรแกรมเกิดความสับสน จึงควรเลือกรีจิสเตอร์ R0-R7 ในแบงก์ 0 เพียงแบงก์เดียวให้ชำนาญเสียก่อน

การกำหนดค่าของรีจิสเตอร์ PSW เพื่อเลือกใช้งานรีจิสเตอร์ R0-R7 ควรกำหนดไว้ที่ตอนต้นของโปรแกรมเสมอ เพื่อจะได้เขียนโปรแกรมติดต่อกับรีจิสเตอร์ R0-R7 ได้อย่างสะดวกและไม่เกิดความผิดพลาด

แอกคิวมูเลเตอร์หก (Accumulator : ACC)

มีขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ตำแหน่ง EOH เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูลหรือผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก ก่อนที่จะส่งข้อมูลหรือผลลัพธ์ที่ได้นั้นให้แก่ซีพียูเพื่อทำการประมวลผลต่อไป อาจเรียกรีจิสเตอร์แอกคิวมูเลเตอร์อย่างสั้น ๆ ว่า รีจิสเตอร์ A หรือ ACC

รีจิสเตอร์ A นี้สามารถเข้าถึงระดับบิตได้ นั้นหมายความว่า สามารถกระทำคำสั่งหรือกำหนดค่าในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ตัวนี้ได้อย่างอิสระ

รีจิสเตอร์ B

มีขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ FOH มีหน้าที่พิเศษคือ หากมีความต้องการคูณหรือหารทางคณิตศาสตร์ จะต้องนำข้อมูลที่ต้องการหารหรือคูณนั้น มาเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ B นี้ แล้วจึงกระทำคำสั่งการคูณหรือหารกับค่าในรีจิสเตอร์ A ต่อไป

ในกรณีที่ไม่ได้มีความต้องการคูณหรือหารข้อมูล สามารถใช้รีจิสเตอร์ B นี้ในการเก็บข้อมูลทั่วไปได้ เหมือนกับรีจิสเตอร์ปกติ และสามารถเข้าถึงในระดับบิตได้เช่นเดียวกับรีจิสเตอร์ A

โปรแกรมเคาน์เตอร์ (Program Counter : PC)

มีขนาด 16 บิต มีหน้าที่แจ้งแอดเดรสของหน่วยความจำโปรแกรมในตำแหน่งถัดไปที่ซีพียูจะต้องไปทำงาน รีจิสเตอร์ PC เป็นรีจิสเตอร์ตัวเดียวที่ไม่ได้จัดสรรไว้ร่วมกับรีจิสเตอร์ SFR ตัวอื่นๆ การเปลี่ยนแปลงค่าของรีจิสเตอร์ PC จะขึ้นอยู่กับผลของการกระทำคำสั่งแต่ละคำสั่งภายในหน่วยความจำโปรแกรม

รีจิสเตอร์ PC มีความสำคัญมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการตรวจสอบการทำงานของโปรแกรมว่า ดำเนินไปตามลำดับขั้นตอนตามที่กำหนดไว้หรือไม่

สแต็กพอยน์เตอร์ (Stack Pointer : SP)

หรือรีจิสเตอร์ตัวชี้สแต็ก มีขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ 81H ใช้ในการเก็บค่าตำแหน่งของตัวชี้สแต็ก ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้เมื่อซีพียูมีการกระโดดไปทำงานที่โปรแกรมย่อย หรือกระโดดโปรแกรมย่อยกลับมายังโปรแกรมหลัก เมื่อมีการรีเซตเกิดขึ้น (รีเซต : การกระทำที่ส่งผลให้ซีพียูต้องเริ่มต้นการทำงานใหม่ตั้งแต่ต้น) ค่าของรีจิสเตอร์ SP จะเท่ากับ 07H นั้นหมายความว่าตัวชี้สแต็กมีค่า 07H แอดเดรสแรกของพื้นที่ที่สำรองไว้ทำหน้าที่เป็นสแต็กจะเท่ากับ 08H

รีจิสเตอร์ชี้ข้อมูลหรือดาต้าพอยน์เตอร์ (Data Pointer : DTPR)

มีขนาด 16 บิต โดยแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ชี้ข้อมูลไบต์สูง (DPH) และรีจิสเตอร์ชี้ข้อมูลไบต์ต่ำ (DPL) แต่ละตัวมีขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ 82H สำหรับ DPL และ 83H สำหรับ DPH รีจิสเตอร์ DTPR นี้ใช้ในการเก็บค่าแอดเดรสของหน่วยความจำหรืออุปกรณ์ภายนอกที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการติดต่อด้วย

รีจิสเตอร์พอร์ต (Port register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต ที่ใช้เก็บข้อมูลของแต่ละพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 มีด้วยกันทั้งสิ้น 4 ตัวคือ รีจิสเตอร์พอร์ต 0 หรือ P0 มีแอดเดรสอยู่ที่ 80H, รีจิสเตอร์พอร์ต 1 หรือ P1 มีแอดเดรสอยู่ที่ 90H, รีจิสเตอร์พอร์ต 2 หรือ P2 มีแอดเดรสอยู่ที่ A0H และรีจิสเตอร์พอร์ต 3

หรือ P3 มีแอดเดรสอยู่ที่ B0H รีจิสเตอร์ทุกตัวสามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต เมื่อต้องการอ่านหรือเขียนข้อมูลออกไปยังพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ จะต้องกระทำผ่านรีจิสเตอร์นี้ทุกครั้ง

รีจิสเตอร์บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรม (Serial Data Buffer : SBUF)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ 99H ใช้ในการเก็บข้อมูลที่ทำกรส่งออกหรือรับเข้าของวงจรสื่อสารอนุกรมที่มีอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชโดยภายในรีจิสเตอร์ SBUF นี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ รีจิสเตอร์บัฟเฟอร์สำหรับส่งข้อมูล (transmit buffer register) และรีจิสเตอร์บัฟเฟอร์สำหรับรับข้อมูล (receive buffer register) เมื่อมีการเขียนข้อมูลมายังรีจิสเตอร์ SBUF ข้อมูลนั้นจะถูกส่งต่อไปยังบัฟเฟอร์สำหรับส่งข้อมูล เพื่อส่งออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางขา TxD หรือขา P3.1 ในกรณีที่มีการอ่านข้อมูลจากรีจิสเตอร์ SBUF ข้อมูลจะถูกส่งผ่านไปยังรีจิสเตอร์บัฟเฟอร์สำหรับรับข้อมูลเพื่อส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป สำหรับการรับข้อมูลอนุกรมจากภายนอกนั้นจะผ่านมาจากขา RxD หรือ P3.0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

รีจิสเตอร์ไทมเมอร์ (Timer register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต แต่จะจัดแบ่งเป็นไบต์สูงและไบต์ต่ำ เช่นเดียวกับรีจิสเตอร์ DPTR รีจิสเตอร์ไทมเมอร์ใช้ในการเก็บค่าของตัวนับหรือเคาน์เตอร์ (counter) ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อใช้ในการสร้างฐานเวลา, จังหวะเวลา หรือนับจำนวนพัลส์สัญญาณนาฬิกาภายในบางที่เรียกรีจิสเตอร์ตัวนี้ว่า รีจิสเตอร์ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C51 จะมีรีจิสเตอร์ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ตัว แบ่งเป็น T0 หรือ Timer 0 และ T1 หรือ Timer 1 ในรีจิสเตอร์ยังแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ไทมเมอร์ไบต์ต่ำ (TL) และรีจิสเตอร์ไทมเมอร์ไบต์สูง (TH) เหมือนกัน โดยรีจิสเตอร์ TL0 มีแอดเดรสอยู่ที่ 8AH รีจิสเตอร์ TH0 มีแอดเดรสอยู่ที่ 8BH ในขณะที่ TL1 และ TH1 มีแอดเดรสอยู่ที่ 8CH และ 8DH ตามลำดับ

สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89SXX จะมีรีจิสเตอร์ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ถึง 3 ตัว โดยรีจิสเตอร์ TL2 และ TH2 ซึ่งมีแอดเดรสอยู่ที่ CCH และ CDH ตามลำดับเพิ่มเติมเข้ามา

รีจิสเตอร์แคปเจอร์ (Capture register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต มีเฉพาะในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89SXX เท่านั้น เนื่องจากต้องใช้ร่วมกับไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 (Timer2) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งมีอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89SXX โดยรีจิสเตอร์แคปเจอร์นี้มีชื่อเรียกอย่างย่อว่า รีจิสเตอร์ RCAP2 ซึ่งแบ่งออกเป็นไบต์ต่ำคือ RCAP2L มีแอดเดรสอยู่ที่ CAH และไบต์สูงคือ RCAP2H มีแอดเดรสอยู่ที่ CBH

รีจิสเตอร์แคปเจอร์จะถูกใช้งานเมื่อกำหนดให้ไทมเมอร์ 2 ทำงานในโหมดแคปเจอร์ ซึ่งเป็นโหมดที่กำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะทางลอจิกที่ขา T2EX ทั้งนี้เพื่อใช้ประโยชน์ในการวัดคาบเวลา ความถี่ ตลอดจนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพัลส์ที่ขา T2EX นี้

รีจิสเตอร์ควบคุม (Control register)

รีจิสเตอร์ SFR ที่ใช้การควบคุมการทำงานในส่วนต่าง ๆ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช ยังมีอีกหลายตัวประกอบด้วย

รีจิสเตอร์ PCON เป็นรีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการกำหนดอัตราการรับส่งข้อมูลของวงจรสื่อสารอนุกรมและกำหนดการทำงานในโหมดประหยัดพลังงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

รีจิสเตอร์ SCON เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรสื่อสารอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

รีจิสเตอร์ TCON และ T2CON เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบแฟลช โดย T2CON ใช้สำหรับไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT789C52

รีจิสเตอร์ TMOD และ T2MOD เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้กำหนดโหมดหรือลักษณะในการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช โดย T2MOD ใช้สำหรับไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52

รีจิสเตอร์ IE และ IP เป็นรีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการตอบสนองการอินเทอร์รัปต์ (interrupt : การขัดจังหวะการทำงานปกติของซีพียู) โดย IE เป็นรีจิสเตอร์สำหรับอินเอบิลหรือใช้ในการกำหนดลักษณะของการตอบสนองการอินเทอร์รัปต์ ในขณะที่ IP เป็นรีจิสเตอร์สำหรับกำหนดลำดับความสำคัญของการตอบสนองการอินเทอร์รัปต์ว่า จะให้ซีพียูตอบสนองการเกิดอินเทอร์รัปต์ในลักษณะใดก่อนหรือหลัง

บทที่ 7

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง

7.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร จากวงจรในภาค คอนเวอร์เตอร์แรงดันที่เข้ามา ไม่ว่าจะเป็น 110 V 50 Hz หรือ 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิลาเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และยังทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟต ทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกคร่อมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุม

วงจรควบคุม อาศัย ไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส โดยที่ไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ผลิตความถี่เอาท์พุท ออกมายังขา 8 และ 11 และจะมีค่าของ DEAD TIME ซึ่งขา 8 และ 11 จะเป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1k เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยัง ไอซี 4049 เพื่อทำการขยายกระแสและต่อไปยังมอสเฟต IRF 9540 และ IRF 540 ขยายต่อและส่งไปยังหม้อแปลงเพื่อคัปปลิ่งสัญญาณ ส่งต่อไปยังมอสเฟตซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การขับเกจจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกลับขาเกจเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

วงจรป้องกันมีทั้งการป้องกันแรงดันและกระแส โดยที่การป้องกันแรงดันจะต่อร่วมอยู่กับการป้องกันกระแสโดยจะเปรียบเทียบกัน การป้องกันกระแสจะใช้หม้อแปลง (T2) ดึงแรงดันจากเอาท์พุทมาทำการแปลงเป็นไฟตรงก่อนที่จะมาเปรียบเทียบกัน โดยใช้ไอซี LM324

วงจรเอาท์พุทเป็น หม้อแปลงแรงดันสูงต่อกลับวงจรรีโซแนนซ์เพื่อที่จะควบคุมแรงดันได้ โดยปรับความถี่ที่วงจรควบคุม

7.2 การออกแบบวงจร

7.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์การทำงานของวงจรกำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางคานอินพุท แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุทเพาเวอร์มอสเฟต (Q1 และ Q2) จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา และพัลส์ที่ได้จากวงจร

ควบคุมซึ่งจะทำให้ได้แรงดันไฟสูงความถี่สูงตามที่ต้องการเพื่อส่งต่อไปยังภาคเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ต่อไป

7.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมา ทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ซึ่งความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ดังสมการที่ 5.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ R_T และ C_T ดูได้จากภาคผนวก)

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \quad (7.1)$$

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเพื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงการนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเพื่อ โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10k จาก JP5 กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้ไฟลบเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์หรือได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์

7.2.3 วงจรควบคุมกระแส

วงจรควบคุมกระแส ควบคุมโดยการใช้หม้อแปลง T2 เป็นตัวป้อนกลับและทำการแปลงแรงดันให้เรียบ เพื่อส่งผ่านไปยังไอซี LM324 ทำการขยายและส่งต่อไปยัง ไอซี 494 เพื่อควบคุมความถี่ให้คงที่ต่อไป

7.2.4 วงจรเอาต์พุตทรานซิสเตอร์

วงจรเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมดังรูปที่ 4.1 ซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุต สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วนของวงจรเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่ทรานซิสเตอร์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (7.2)

-แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแรงดันสูง

$$f_o = \frac{\sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{C_1 * L_1 * L_2}}}{2\pi} \quad (7.2)$$

จากวงจร

$$L_1 = 0.212 \text{ mH}$$

$$L_2 = 7.46 \text{ mH}$$

$$C_1 = 138.6 \text{ nF}$$

เพราะฉะนั้น

$$f_o = \frac{\sqrt{\frac{(0.212 \text{ mH} + 7.46 \text{ mH})}{(138.6 \text{ nF} * 0.212 \text{ mH} * 7.46 \text{ mH})}}}{2\pi}$$

$$= 29.775 \text{ kHz}$$

ดังนั้นความถี่รีโซแนนซ์เท่ากับ 29.775 kHz

***จากการทดลองเราใช้ความถี่ 31.25 kHz

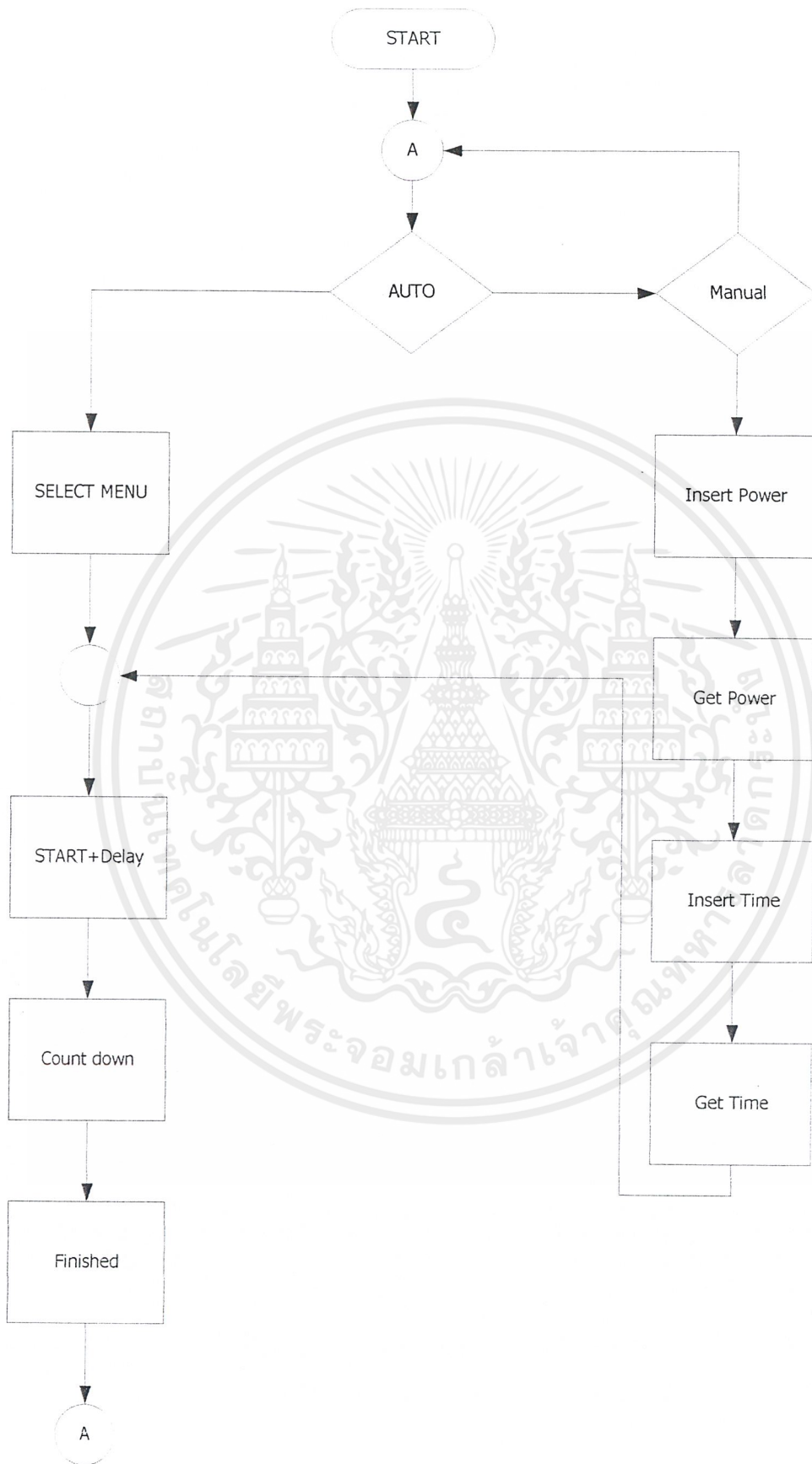
บทที่ 8

หลักการการทำงานและการออกแบบไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

8.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร นั้น MCS-51 จะรับคำสั่งจาก IC SCANKEY โดยจะทำการ SCANKEYBOARD ทั้ง 12 ปุ่ม โดยจะใช้พอร์ท P1.0- P1.3 ของ MCS-51 ไปเข้า IC SCANKEY โดยมี LCD เป็นตัวแสดงผล ซึ่งจะต่อโดยใช้พอร์ท P1.4- P1.7 ซึ่งจะต่อกันเป็นแบบ 4 บิต โดยจะใช้ขาควบคุม 2 ขา คือ ขา EN จะทำหน้าที่ส่งการอินาเบิ้ลตัว LCD และขา RS จะทำหน้าที่เลือกชนิดของข้อมูลหรือชนิดของคำสั่งที่จะเขียนลงบนตัว LCD ส่วนขา RW จะต่อลงกราวด์ไว้เพื่อทำการเขียนข้อมูลลงบน LCD ตลอดเวลา ส่วนพอร์ท P0.0-P0.7 จะต่อกับ IC D/A ซึ่งจะทำหน้าที่ไปควบคุมความกว้างของพัลส์ ของ IC TL 494 ส่วนขา P1.0-P1.7 จะต่อกับ IC A/D ซึ่งจะรับค่า Feedback มาจาก Output สุดท้าย ของ HighVolt โดยจะนำตัวต้านทานมาทำการ Divider เพื่อลดค่าแรงดันลง แล้วทำการป้อนที่ Input ของ A/D ส่วนพอร์ท P2.0 จะเป็นขาที่ผลิตสัญญาณเสียงเพื่อป้อนให้กับขาเบสของ TR BC557 เพื่อขับเสียงออกมาทางบัสเซอร์เป็นเสียงสัญญาณเตือนตามการทำงานของฟังก์ชันต่างๆ และพอร์ท P2.1 และ P2.2 โดย ขา P 2.1 ทำหน้าที่การอินาเบิ้ล LCD ส่วนขา P2.2 ทำหน้าที่เลือกชนิดของข้อมูล หรือชนิดของคำสั่งที่จะทำการเขียนลงบนตัว LCD ส่วนขา P2.3 และ ขา P 2.4 จะใช้ควบคุม SCANKEY โดยขา P 2.3 จะใช้การควบคุมการอินาเบิ้ล SCANKEY ส่วนขา P 2.5 คือขาที่ทำการตรวจสอบว่ามีกรกดของ KeyBoard ส่วนขา P 2.5 เป็นขาที่ไว้ใช้ควบคุม RELAY โดยจะป้อนให้กับขาเบสของ TRBD 139 โดยจะไปทำการเปิด-ปิดพัดลมและ สวิตของ High Voltage ต่อไป ซึ่งการทำงานของโปรแกรมสามารถเขียนเป็นFlowchart ดังรูปที่ 8.1 ตาราง O/P Voltage ของ D/A ที่ใช้ควบคุม TL494 ที่กำลังงานต่างๆ

Power(W)	Current (mA)	Frequency	แรงดันที่ O/P ของD/A
100	25	35.71 kHz	2.06
200	50	35.21 kHz	2.08
300	75	34.72 kHz	2.10
400	100	34.48 kHz	2.12
500	125	34.24 kHz	2.14
600	150	33.78 kHz	2.18
700	175	33.33 kHz	2.24
800	200	31.25 kHz	2.5



รูปที่ 8.1 แสดง Flow chart ของการทำงานของ MCS-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

สรุปผลการทดลอง

9.1 สรุปผลการทดลอง

การทดลองของวงจร switching power supply เพื่อจ่ายให้กับหลอด Magnetron สามารถสรุปผลการทดลองได้ดังนี้

◆ ชุด High current ได้ทำการถอดวงจร Resonant ออกเพื่อคงที่แรงดันที่จ่ายให้กับ Magnetron โดยตั้งให้คงที่ไว้ 2.5 VDC และวงจรทำงานที่ความถี่ ประมาณ 32 KHz

◆ ชุด High Voltage ได้ทำการเพิ่มกระแสที่จ่ายให้ Magnetron ซึ่งจากเดิมจ่ายได้เพียง 40 mA ให้จ่ายได้ถึง 200 mA ซึ่งก็ประมาณเท่ากับ Spec ของหลอด Magnetron โดยที่ถ้าต้องการให้กระแสมากกว่านั้นก็ยังสามารถทำได้อีกโดยการปรับความถี่เรโซแนนท์ให้เข้าใกล้อีกหรือปรับแต่งชุดเอาต์พุตเรโซแนนท์ แต่ที่ตั้งไว้ที่ 200 mA ก็เพื่อป้องกันการเสียหายของหลอด Magnetron จากการทดลองตั้งความถี่ไว้ที่ 31.25 KHz

◆ ชุด controller ใช้ microcontroller MCS-51 เป็นตัวควบคุมการทำงานของวงจรภาค Power โดยใช้ microcontroller เป็นชุดตั้งเวลา, ชุดปรับตั้ง Power ที่จ่ายให้กับ Magnetron ชุดตรวจจับแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุต โดยสามารถอธิบายการทำงานอย่างคร่าวๆของแต่ละชุดได้ดังนี้

- ชุดตั้งเวลา เป็นการตั้งเวลา ในการทำงานของ Magnetron
- ชุดปรับตั้ง Power ประกอบด้วยวงจร Digital to Analog converter ซึ่งต่อเข้าไปแทน Volume ที่ใช้ปรับค่าความถี่ เรโซแนนท์ ของชุด Highvolt เพื่อให้สามารถตั้งค่า Power ที่ต้องการโดยการตั้งค่าจาก microcontroller ซึ่งผู้ทดลองทำการตั้งไว้ 8 ค่าคือตั้งแต่ 100-800 W. เพื่อให้ผู้ใช้สามารถเลือกใช้ตามต้องการ และในวงจรชุดนี้ยังมีการ Delay แรงดัน ที่จะที่ป้อนให้กับ Magnetron ให้มีการเพิ่มขึ้นแบบ Slope จนถึงค่าที่ต้องการเพื่อป้องกันไม่ให้ Magnetron เสียหายเนื่องจากการกระชากของกระแสที่ชุด HighVolt ด้วย
- ชุด Feedback ประกอบด้วย วงจร Analog to Digital converter ซึ่งจะตรวจจับแรงดันที่เอาต์พุตที่ตัว Magnetron มิให้เกินค่าที่กำหนดเพื่อป้องกันไม่ให้ magnetron เสียหาย

9.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากทดลอง

สำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองคือ

1. ไม่สามารถรู้ค่ากระแสที่แท้จริงของหม้อแปลง High Current ของเตาอบไมโครเวฟได้

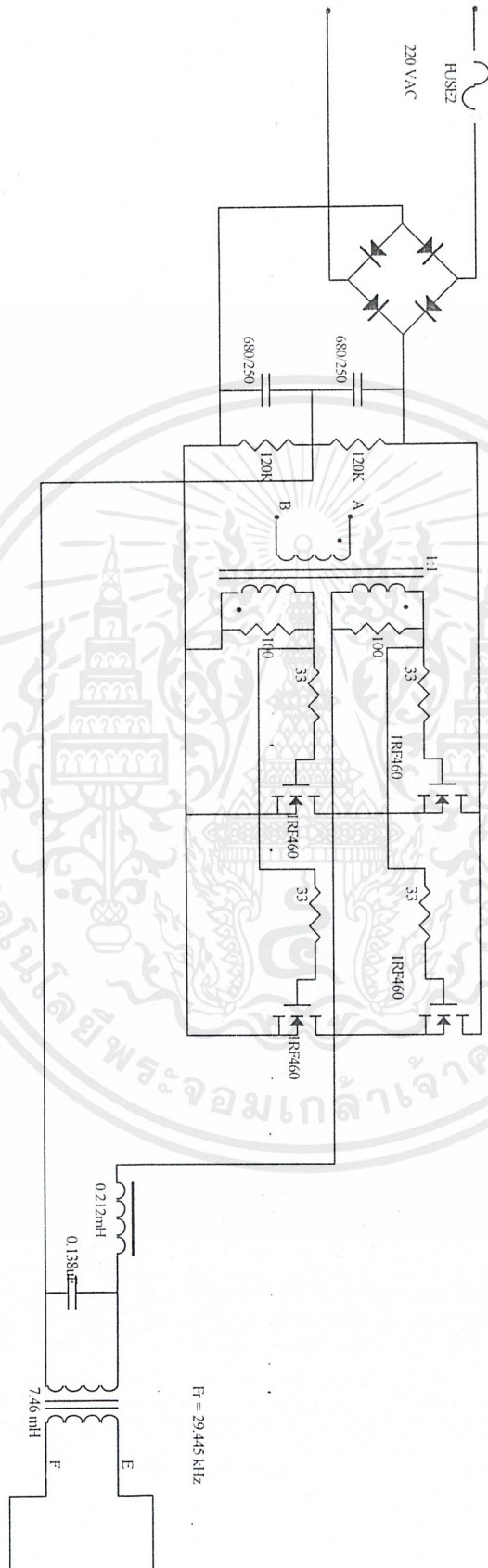
สามารถวัดได้แค่แรงดันตกคร่อมแมกนีตรอนขณะทำงานเพียงอย่างเดียว เพราะค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้นไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความด้านทานที่ขั้วของแมกนีตรอนมีค่าต่ำมากเมื่อใช้ Digital meter วัดดูปรากฏว่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสมือนข้อเท็จจริงไม่สามารถคำนวณค่ากระแสที่แท้จริงได้ ซึ่งจากการทดลองวงจรชุด High Current ได้ทำการทดลองที่โหลดค่า 1 โอห์ม เปรียบเสมือนเป็นโหลดแมกนีตรอน ซึ่งค่าที่ได้อาจใกล้เคียงกับค่าจริงแต่ก็ยังไม่ใช่ค่าที่แท้จริง

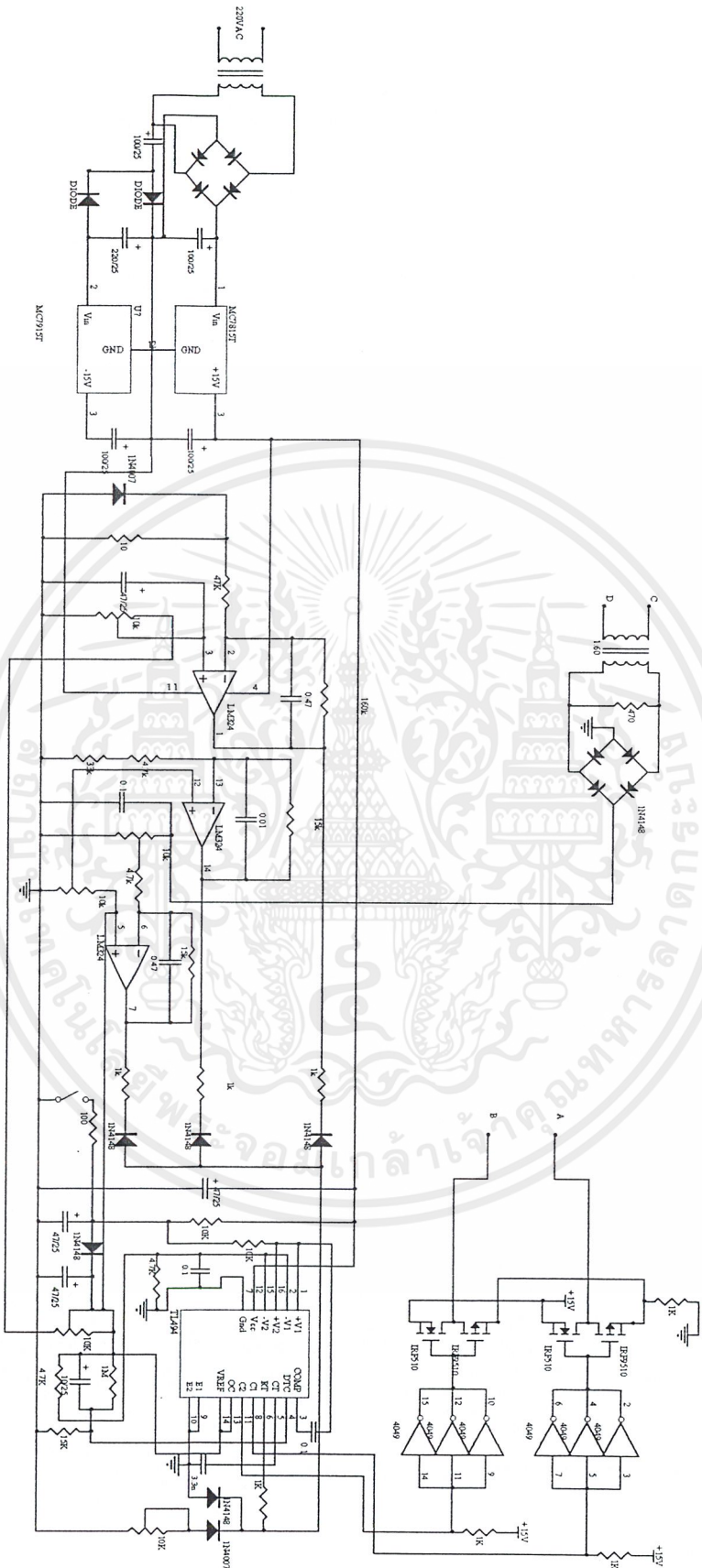
2. ในการเปิด-ปิดวงจรชุด high voltage ที่จะจ่ายให้กับแมกนีตรอน โดยใช้ชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ ไม่สามารถเปิดวงจรเพื่อจ่ายให้กับโหลดแมกนีตรอนทันทีได้ เพราะจะทำให้หัวจรมอเตอร์เกิดไฟร์เกิดการ อาร์ค ขึ้น จึงต้องทำการ Delay โวลต์เดจที่จะจ่ายให้กับโหลดแมกนีตรอนให้มีการเพิ่มขึ้นทีละน้อยแบบสโลป เพื่อไม่ให้แมกนีตรอนเกิดความเสียหาย
3. การเปิดวงจรเพื่อจ่ายให้กับโหลดแมกนีตรอนต้องจ่ายชุด high current ก่อนและต้องรอนแมกนีตรอนชาร์จกระแสจนถึงจุดคงที่ก่อนซึ่งจะใช้เวลาประมาณ 15 วินาทีจึงจะจ่ายแรงดันชุด high voltage ได้จึงเกิดความยุ่งยากในการเปิดวงจรและการใช้วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุม
4. การเพิ่มกระแสของชุด high voltage ได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ของชุดเอาต์พุทเรโซแนนซ์ซึ่งเป็นขดลวดจึงทำให้เกิดความยุ่งยากเล็กน้อย
5. การ fix โวลต์เดจชุด high current ต้องทำอย่างระมัดระวังเพราะถ้าหากโวลต์เดจเกินอาจทำให้แมกนีตรอน เสียหายได้
6. การทดลองกับชุดไมโครเวฟ อาจมีคลื่นรั่วไหลออกมาทำให้เกิดอันตรายได้

วงจรภาค CONVERTER และ OUTPUT RESONANCE ของ High Voltage



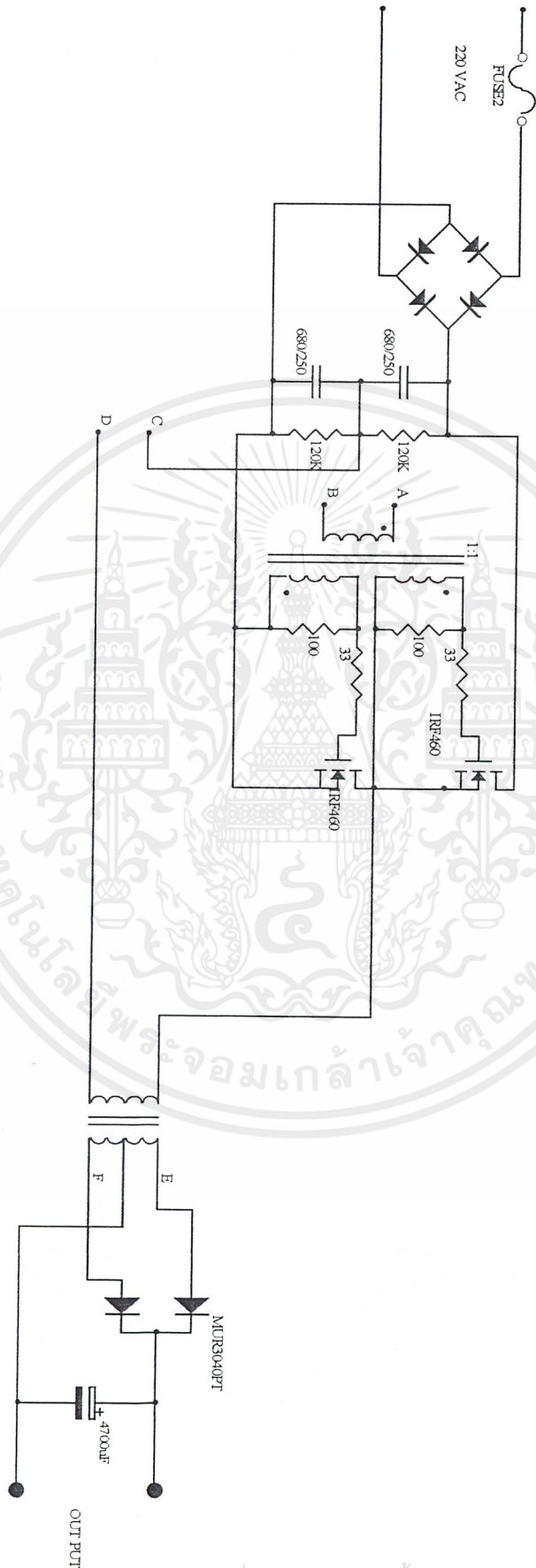
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปร่างภาค Control ของ High Current Switching powersupply

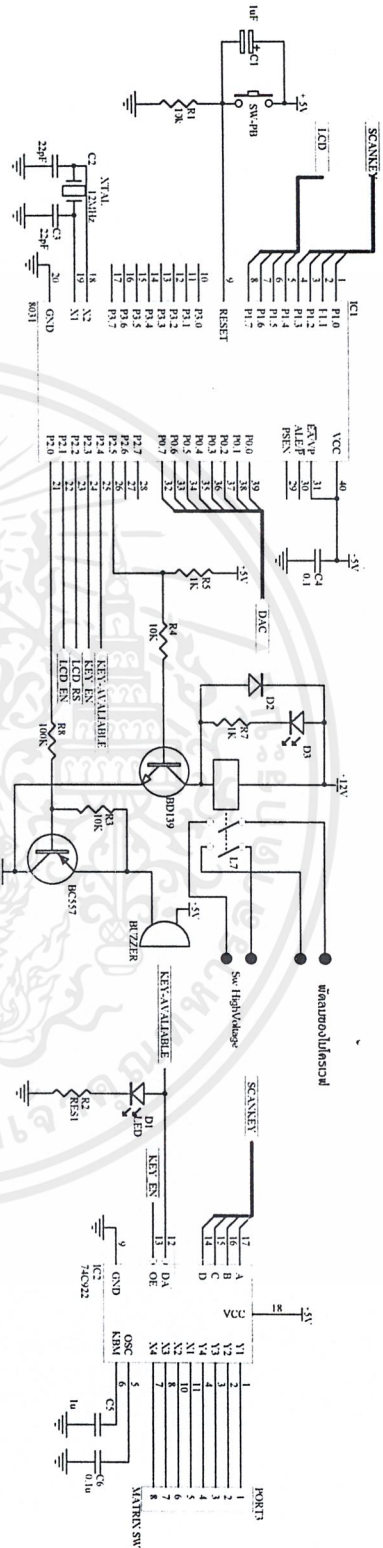


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรภาค CONVERTER ของ High Current

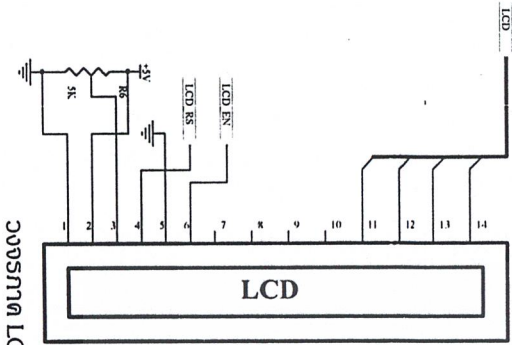


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

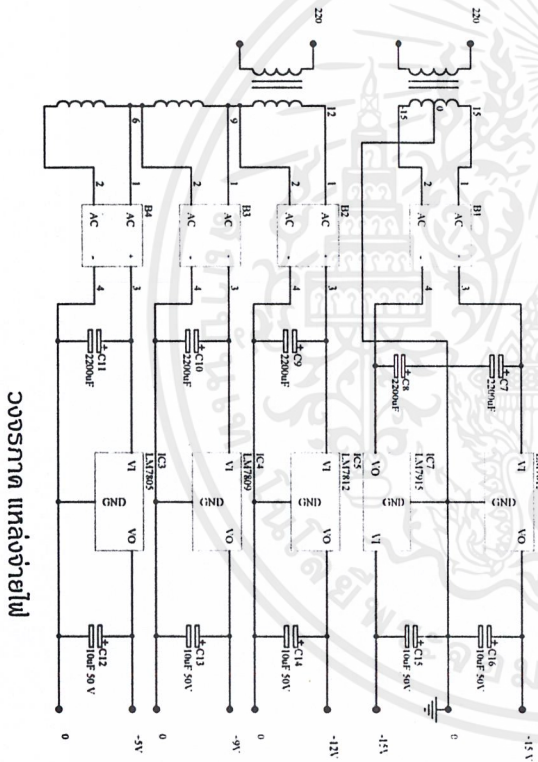


วงจรภาค MCS-51

วงจรภาค Scankey



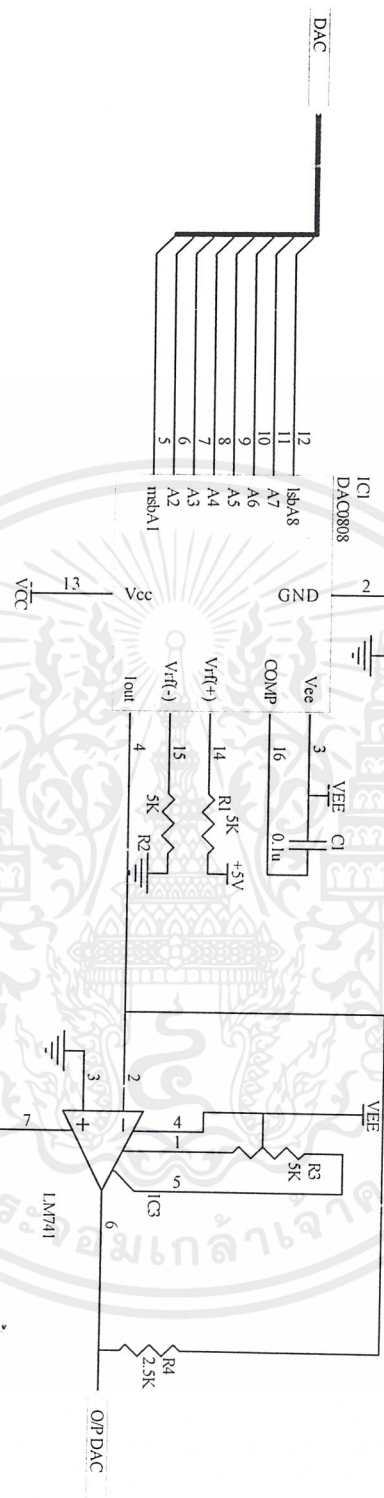
วงจรภาค LCD Display



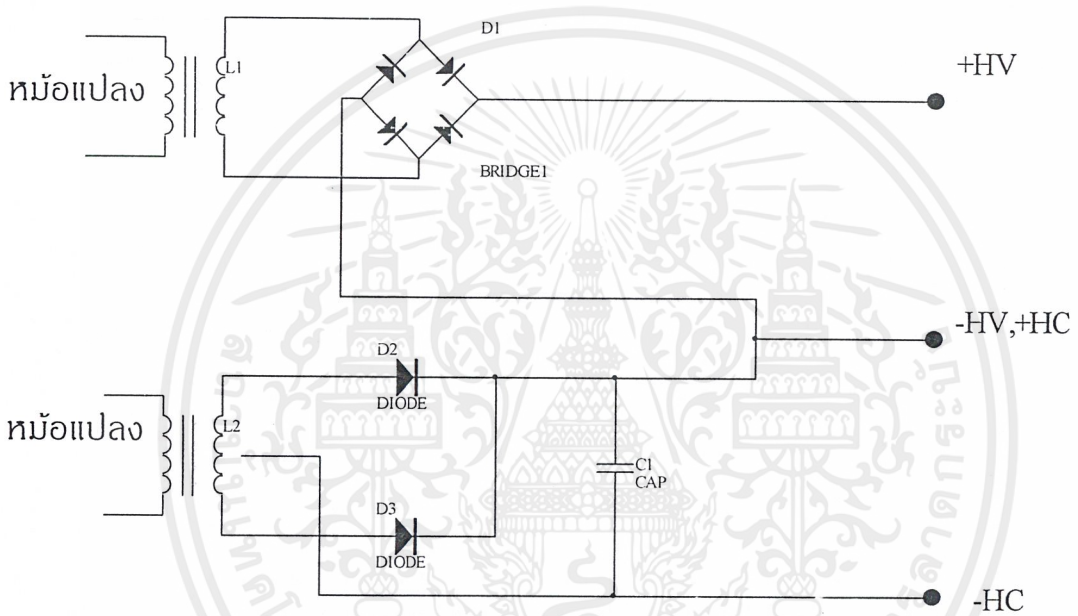
วงจรภาค แหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ภาท D/A Converter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปร่างแสดงการต่อ Magnetron กับ Switching Power Supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 แสดงแผ่นข้อมูลของสายที่ใช้พันหม้อแปลง

AWC	Diameter over		Nominal Corcioar Mil arec	Resistance Per 1000 ft	Current Capacity in	
	Insulation (inches)				Miliamperes Based on 1000 c.m.JA	AWC
	Min	Mas.				
8	0.1300	0.1330	16510	0.6281	16510	8
9	0.1660	0.1990	13090	0.7925	13090	9
10	0.1040	0.1060	10380	0.9955	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.585	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	1110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	8280	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.385	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.045	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.20	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	125	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	103.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาโทที่ให้คำแนะนำ ปรึกษา และเสนอแนะแนวทางการศึกษา แนวทางแก้ไขปัญหา และข้อบกพร่องต่าง ๆ อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อเพื่อวัตถุประสงค์ต่าง ๆ

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์ และให้กำลังใจทางการศึกษา ตลอดมาจนถึงปัจจุบัน

ขอบคุณเพื่อน ๆ และรุ่นพี่ แผนกวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ เทคนิคกรุงเทพฯทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ เป็นกำลังใจ กำลังกาย เสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ แซ่คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” ,บริษัทเอเลทไทย จำกัด,2521
2. Victor F. Veley, “Modern Microwave Technology” ,Prentice-Hall INC. ,1987
3. V. F. Veley, *Modern Microwave Technology*: Prentice Hall Inc.,1989.
4. A. C. Metaxas and R. J. Meredith, *Industrial Microwave Heating*: Peter Peregrinus Ltd., 1983.
5. S. Y. Liao, *Microwave Electron-tube devices*, New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1988.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้