

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอัตโนมัติ

AUTOMATIC ELECTRIC WELDER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 46264
วัน, เดือน, ปี 2 1 ส.ค. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอัตโนมัติ

automatic electric welder

จัดทำโดย

นายสุรพันธ์ ช่างประดิษฐ์ 41014488

นายไสว จิตรประเทืองกุล 41014497

นายอภิชาติ สมสกุล 41014515

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอัตโนมัติ

ผู้จัดทำ

1. นายสุรพันธ์ ช่างประดิษฐ์
2. นายไสว ฉัตรประเทืองกุล
3. นายอภิชาติ สมสกุล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานเรื่อง (ภาษาไทย)
(ภาษาอังกฤษ)

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอัตโนมัติ
AUTOMATIC ELECTRIC WELDER

จัดทำโดย

นายสุรพันธ์ ช่างประดิษฐ์ 41014488
นายไสว ฉัตรประเทืองกุล 41014 497
นายอภิชาติ สมสกุล 41014515

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้ได้ผ่านการตรวจสอบ โดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอัตโนมัติ

นายสุรพันธ์ ช่างประดิษฐ์ 41014488

นายไสว นัฏรประเทืองกุล 4104497

นายอภิชาติ สมสกุล 41014515

อ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็น การนำเสนอขั้นตอนการออกแบบ และการทดสอบการทำงานของเครื่องเชื่อมอัตโนมัติซึ่งจะแบ่งการทำงานเป็นสองส่วน คือ ส่วนของหัวเชื่อม และส่วนของตัวเครื่องเชื่อม โดยหัวเชื่อมจะเป็นส่วนที่ติดเกาะกับชิ้นงานซึ่งเป็นท่อโลหะ และเชื่อมต่อชิ้นงานเข้าด้วยกัน โดยใช้ความร้อนหลอมโลหะบริเวณรอยต่อให้ติดกัน ซึ่งกระบวนการทุกอย่างจะเป็นแบบอัตโนมัติ โดยที่ตัวหัวเชื่อมจะประกอบด้วย เข็มเชื่อมซึ่งติดอยู่กับเฟืองรูปตัวซี และเฟืองจะถูกขับให้เคลื่อนที่ด้วยชุดเฟืองขับ ทำให้หัวเชื่อมเคลื่อนที่วนรอบแนวรอยต่อของท่อโลหะ เพื่อทำการเชื่อมท่อโลหะเข้าด้วยกัน ชุดเฟืองขับจะถูกควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 ซึ่งความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงจะถูกบังคับด้วยความกว้างของพัลส์โดยโปรแกรม (Software PWM) ส่วนตัวเครื่องเชื่อมจะทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟฟ้า ซึ่งมีสถานะเป็นบวกไปที่เข็มเชื่อมซึ่งติดอยู่ที่หัวเชื่อม โดยที่หัวเชื่อมจะประกบติดอยู่กับท่อโลหะ ในขณะที่เดียวกันท่อโลหะจะถูกต่อกับขั้วลบของตัวเครื่องเชื่อมดังนั้นท่อโลหะจึงมีสถานะทางไฟฟ้าเป็นลบ ทำให้เกิดการกระโดดข้ามของประจุจากหัวเชื่อมไปที่รอยต่อของท่อโลหะ ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนหลอมโลหะบริเวณรอยต่อของท่อให้เชื่อมติดกัน ส่วนคุณสมบัติของตัวเครื่องเชื่อม คือ เป็นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งให้ กำลังงานประมาณ 1 กิโลวัตต์ โดยมีแรงดันขาออกสูงสุด 25 โวลต์ และกระแสขาออกสูงสุด 50 แอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Automatic electric welder

Surapan Changpradit 41014488

Swai Chatprataungkun 41014497

Apichart Chomsakun 41014515

Somsak Cheersirikul Adviser 2001

Abstract

This article present designing and testing of automatic electric welder which to consist with two parts.The first part is weld head and the second part is switching powersupply. Weld head is the part that stick with metallic pipes and weld them.This welding is automatic electrical process.This weld head to consist with weld-pin which trap with a c-gear wheel.This gear will rotate weld-pin around the boundary of metallic pipes. A c-gear wheel is drove by a driving-gear wheel set which is controlled by MCS-51. And speed of moter in a driving-gear wheel set is control by pulse width from PWM program. Switching power supply sent positive current to weld head which stick metallic pipe.So that weld head is positive pole and the metallic pipe is negative pole.Then it will have arc at juntion between two metallic pipes.The arc will make heat at junction and melt surface of two metalle pipes. Properties of a welder of body is the switching powersupply have 1 kilowatt of power.No load output voltage is 25 volt and maximun output current is 50 amp.

สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
บทที่ 1 ส่วนประกอบของหัวเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์.....	1
บทที่ 2 วงจรควบคุมมอเตอร์.....	10
บทที่ 3 Control CMU.....	21
บทที่ 4 พื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	27
- คอนเวอร์เตอร์.....	34
- ฮา์ฟบริคคอนเวอร์เตอร์.....	38
- วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	46
- วงจรสับเบอร์.....	52
- ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	56
หลักการทํางานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงสำหรับเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์.....	66
ผลการทดลองและสรุป.....	67
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 ส่วนของกรอบนอก.....	1
1.2 กรอบด้านใน.....	2
1.3 เพียงรูปตัวซี.....	3
1.7 การประกอบชิ้นส่วนของหัวเชื่อม.....	5
1.10 รูปแสดงทิศการหมุนของเพื่องขับ.....	6
1.13 แสดงลักษณะการทำงานของหัวเชื่อม.....	9
2.1 ทรานซิสเตอร์ไครเวอ์ร์ขับโหลดกระแสต่ำ.....	11
2.4 การบังคับทิศทางกระแสของ ไครเวอ์ร์สองทาง.....	12
2.5 วงจร ไครเวอ์ร์สองทางโดยใช้เพาเวอ์ร์มอสเฟต.....	13
2.6 วงจร ไครเวอ์ร์ที่แก้ไขให้ขับกับแรงดันสูง.....	14
2.7 วงจร ไครเวอ์ร์ที่สมบูรณ์.....	17
3.1 Block Diagram ของวงจร Control MCU.....	21
3.2 ลำดับการทำงานของ โปรแกรม.....	26
วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอ์ร์เตอร์.....	70
วงจรฮาล์ฟบริคคอนเวอ์ร์เตอร์.....	71
วงจร Motion MCU Board	72
วงจร Control MCU Board	73
การติดตั้งตัวเซ็นเซอร์ที่เพียงรูปตัวซี.....	76

บทนำ

บทความนี้เป็นการนำเสนอขั้นตอนการออกแบบ และการทดสอบการทำงานของเครื่องเชื่อมอัตโนมัติซึ่งจะแบ่งการทำงานเป็นสองส่วน คือ ส่วนของหัวเชื่อม และ ส่วนของตัวเครื่องเชื่อมซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

หัวเชื่อมจะเป็นส่วนที่ยึดเกาะกับชิ้นงานซึ่งเป็นท่อโลหะ และเชื่อมต่อกันงานเข้าด้วยกัน โดยให้ความร้อนหลอมโลหะบริเวณรอยต่อให้ติดกัน ซึ่งกระบวนการทุกอย่างจะเป็นแบบอัตโนมัติ โดยที่ตัวหัวเชื่อมจะประกอบด้วย เติมเชื่อมซึ่งติดอยู่กับเฟืองรูปตัวซี และเฟืองจะถูกขับให้เคลื่อนที่ด้วย ชุดเฟืองขับ ทำให้หัวเชื่อมเคลื่อนที่วนรอบแนวรอยต่อของท่อโลหะ เพื่อทำการเชื่อมท่อโลหะเข้าด้วยกัน ชุดเฟืองขับจะถูกควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 ซึ่งความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงจะถูกบังคับด้วยความกว้างของพัลส์ โดยใช้โปรแกรมควบคุมความกว้าง(Software PWM)

ตัวเครื่องเชื่อมจะทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟฟ้า ซึ่งมีสถานะเป็นบวกไปที่เข็มเชื่อมซึ่งติดอยู่ที่หัวเชื่อม โดยที่หัวเชื่อมจะประกบติดอยู่กับท่อโลหะ ในขณะที่เดียวกันท่อโลหะจะถูกต่อกับขั้วลบของตัวเครื่องเชื่อมดังนั้นท่อโลหะจึงมีสถานะทางไฟฟ้าเป็นลบ ทำให้เกิดการกระโดดข้ามของประจุจากหัวเชื่อม ไปที่รอยต่อของท่อ โลหะ ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนหลอมโลหะบริเวณรอยต่อของท่อให้เชื่อมติดกัน

คุณสมบัติของตัวเครื่องเชื่อม คือ เป็นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่งให้ กำลังงานไฟตรงประมาณ 1 กิโลวัตต์ โดยมีแรงดันขาออกสูงสุด 25 โวลต์ และกระแสขาออกสูงสุด 50 แอมแปร์ ภายในตัวเครื่องเชื่อมประกอบด้วยตัววงจรสามส่วนคือ วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ และวงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมกระแสขาออก

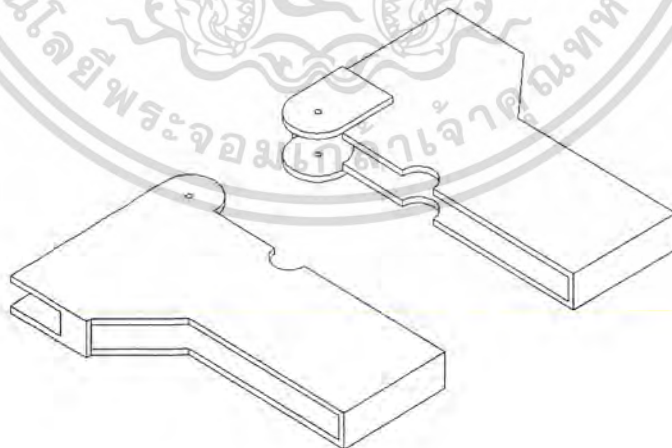
โดยวงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ จะทำหน้าที่สร้างพัลส์เพื่อไปควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ทำให้คอนเวอร์เตอร์ เปลี่ยนแรงดันไฟตรง 310 โวลต์เป็นพัลส์กระแสสลับ 310 โวลต์ ซึ่งจะมีความถี่และความกว้างพัลส์เท่ากับพัลส์ที่ถูกสร้างจาก วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ พัลส์ที่ได้จากวงจรคอนเวอร์เตอร์จะถูกแปลงแรงดันลงด้วยหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งและถูกรองแรงดันด้วยวงจรกรอง ทำให้มีแรงดันไฟตรงขาออกขณะ ไม่มีโหลดเท่ากับ 25 โวลต์

บทที่ 1

ส่วนประกอบของหัวเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

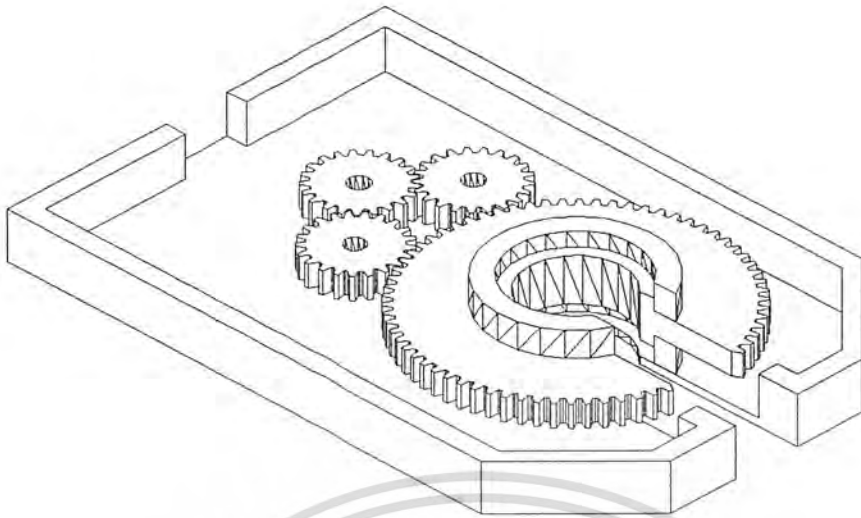
1.1 กรอบนอก

- ทำหน้าที่เป็นกราวของระบบหัวเชื่อมที่ต่อกับท่อโลหะ เนื่องจากการเชื่อมท่อให้ติดกันนั้นจะต้องอาศัยความร้อนที่เกิดจากการถ่ายเทประจุระหว่างเข็มทั้งเสตนกับตัวท่อโลหะ ซึ่งเข็มทั้งเสตนจะต่อกับแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ซึ่งทำให้เข็มทั้งเสตนมีค่าศักย์ไฟฟ้าสูงกว่า ท่อโลหะที่ต่อกับกรอบนอกซึ่งเป็นกราวด์ จึงจะเกิดการถ่ายเทประจุและกลายเป็นความร้อนที่ใช้ในการเชื่อมท่อ
- เป็นตัวยึดท่อโลหะให้ต่อกันระหว่างทำการเชื่อม โดยกรอบนอกจะเป็นตัวกำหนดขนาดของท่อที่จะเชื่อม ซึ่งเวลาใช้งานกับท่อหลายขนาด จะอาศัยเพียงแค่เปลี่ยนกรอบนอกให้พอดีกับขนาดของท่อโลหะที่จะเชื่อมเท่านั้น



รูปที่ 1.1 ส่วนของกรอบนอก ประกอบด้วยวัสดุสองชิ้นส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 กรอบด้านในซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ 3 ชิ้นส่วน

1.2. กรอบด้านใน ประกอบด้วย

1.2.1. เข็มทังเสตน (เข็มเชื่อม)

เป็นตัวนำไฟฟ้าที่ทำให้เกิดความร้อนในการเชื่อมต่อโลหะ ซึ่งจะติดกับเฟืองรูปตัวซี และต่อกับแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าแบบสวิตชิง

1.2.2. เฟืองรูป ตัว ซี 1 ตัว

มีหน้าที่บังคับให้เข็มเชื่อม (เข็มเชื่อมเป็นโลหะทังเสตน) เคลื่อนที่วนรอบแนวรอยต่อของท่อโลหะที่นำมาเชื่อม

1.2.3. แหวนรูป ตัว ซี 2 ตัว

จะเป็นอุปกรณ์ที่ถูกยึดติดกับกรอบด้านใน เพื่อใช้พื้นฐานรองวงลูกปืน และ เป็นตัวบังคับให้เฟืองรูปตัวซีหมุนอยู่ในแนววงกลม

เนื่องจากแหวนรูปตัวซีมีผิวขอบลูกกลิ้งจนเรียบ ทำให้สามารถลดแรงเสียดทานที่ป่าของเฟืองรูปตัวซีได้ ซึ่งจะเป็นการลดพลังงานที่มีการการสูญเสียในการมอเตอร์กระแสตรงที่ใช้ในการขับเฟือง

1.2.4. วงลูกปืน 2 คลับ

ทำหน้าที่ลดแรงเสียดทานที่เกิดกับด้านข้างของเฟืองรูปตัวซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.5. เฟืองขับ 3 ตัว

ทำหน้าที่ถ่ายทอดกำลัง จากมอเตอร์ไปยังเฟืองรูปตัวซี สาเหตุที่ต้องใช้เฟืองขับถึง 3 ตัว เพราะว่า เฟืองรูปตัวซี จะมีช่วงที่ถูกตัดออก(เพื่อเป็นทางเข้าออกของท่อ) ซึ่งจะมีอยู่ช่วงหนึ่งที่ฟันของเฟืองขับตัวใดตัวหนึ่งไม่สามารถขบกับเฟืองรูปตัวซีได้ ทำให้ต้องมีเฟืองขับอีกตัวหนึ่งมาทำหน้าที่แทน

1.3. มอเตอร์ กระแสตรง แรงดัน 12 โวลต์

1.3.1. ชุดเฟืองทดกำลัง

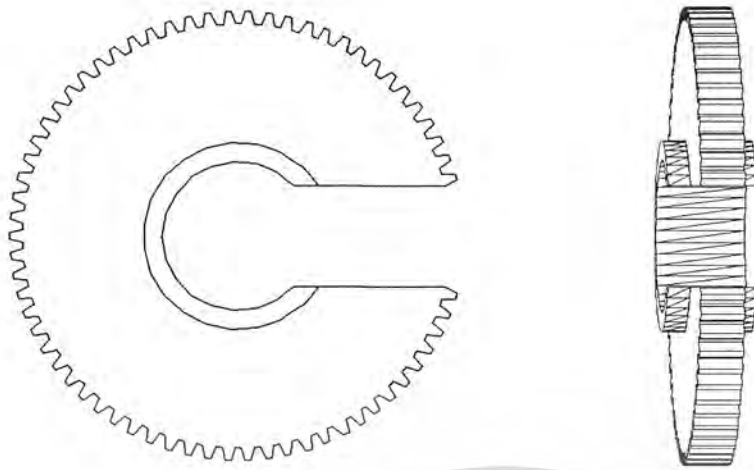
เนื่องจากเฟืองทำจากโลหะเหล็ก ซึ่งมีน้ำหนักมากทำให้ ต้องใช้กำลังในการขับเคลื่อนสูง จึงต้องใช้เฟืองทดกำลังช่วยในการขับเฟือง และทำให้สะดวกต่อการคำนวณจำนวนรอบของการหมุนของเฟืองด้วย

1.3.2. เซ็นเซอร์นับจำนวนรอบ

เนื่องจากมอเตอร์ที่ใช้เป็น มอเตอร์กระแสตรงซึ่งการกำหนดจำนวนรอบของการหมุนทำได้ยากกว่าเสต็ปมอเตอร์ ดังนั้นเราจึงต้องมี ตัวนับจำนวนรอบ เพื่อที่จะได้ระยะการหมุนของเฟืองรูปตัวซีที่ถูกตัดพอดีกับขนาดของท่อ

1.3.3. แกนมอเตอร์

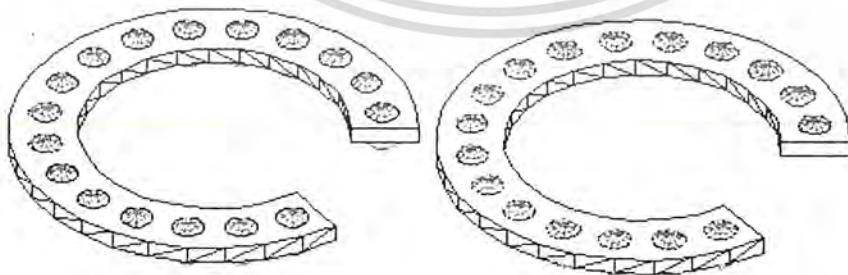
เป็นแกนเหล็กที่เชื่อมต่อระหว่างเฟืองทดที่อยู่ภายนอก กับเฟืองขับที่อยู่ใน



รูปที่ 1.3 เฟืองรูปตัวซี เมื่อมองทางด้านข้าง (ซ้าย) และ รูป 3 มิติทางด้านหน้าของเฟือง (ขวา)

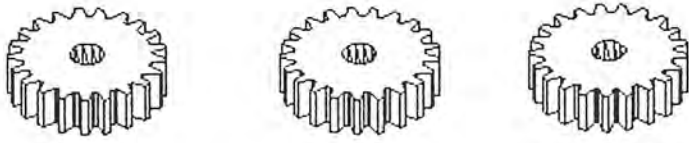


รูปที่ 1.4 รูปของแหวนรองเฟืองเพื่อยึดเฟืองกับ โครงสร้าง และ ลดแรงเสียดทาน



รูปที่ 1.5 รูปของตลับลูกปืน ซึ่งใช้ลดแรงเสียดทานด้านข้างของเฟือง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.6 รูปของเฟืองขับ ทั้งสามตัวซึ่งมีขนาดเท่ากัน

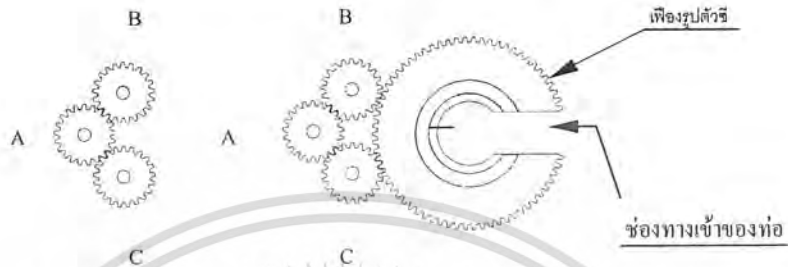


รูปที่ 1.7 การประชันส่วนของกรอบด้านในเข้าด้วยกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4. หลักการทำงานของกลไกเฟือง

มอเตอร์จะหมุนส่งกำลังให้เฟืองทด เพื่อส่งผ่านกำลังให้กับแกนหมุนซึ่งติดกับเฟืองขับที่อยู่ในกรอบใน เฟืองขับที่อยู่ในกรอบจะมีทั้งหมดสามเฟืองซึ่งต่อกันอยู่ดังรูปที่ 1.8

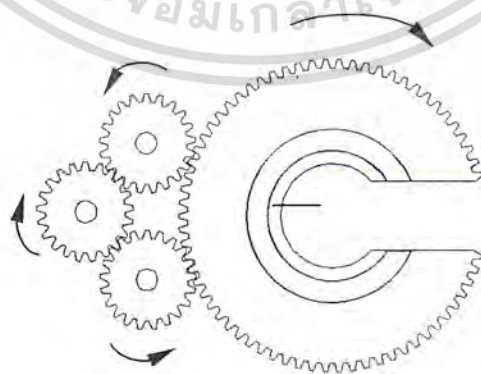


รูปที่ 1.8 เป็นลักษณะการ
ต่อของเฟืองทั้งสามเฟือง

รูปที่ 1.9 เป็นลักษณะการต่อ
เฟืองขับกับเฟืองรูปตัวซี

และเฟืองขับทั้งสามจะต่ออยู่กับเฟืองรูปตัวซี ดังรูปที่ 1.9 เมื่อมอเตอร์หมุนจะส่งผลให้เฟืองขับหมุนตามไปด้วย โดยทิศทางของการหมุนจะขึ้นอยู่กับมอเตอร์ซึ่งจะถูกควบคุมด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์(MCS51)

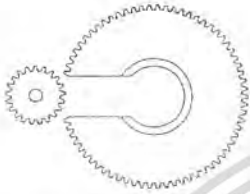
ทิศทางของเฟืองรูปตัวซีจะมีทิศเดียวกับทิศของเฟืองขับ A และทิศของเฟืองขับ B และ C จะมีทิศตรงข้ามกับทิศของเฟืองขับ A ตัวอย่างเช่น ถ้าเฟืองขับ A หมุนทิศตามเข็มนาฬิกา เฟืองขับ B และ C จะหมุนในทิศตรงข้ามคือทิศทวนเข็มนาฬิกา และเฟืองรูปตัวซีจะหมุนทิศเดียวกับเฟืองขับ A ซึ่งคือทิศตามเข็มนาฬิกา ตามรูป



รูปที่ 1.10 แสดงทิศการหมุนของเฟืองขับ A,B,C และ เฟืองรูปตัวซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความจำเป็นที่ต้องใช้เฟืองขับเป็นจำนวนสามเฟืองเนื่องจากว่า เฟืองรูปตัวซีนั้นมีช่องเฟือง ซึ่งเป็นทางเข้าของท่อ ซึ่งจะทำให้ฟันเฟืองช่วงหนึ่งหายไป ถ้าใช้เฟืองเพียงแค่ตัวเดียวเมื่อช่องของเฟืองรูปตัวซีเคลื่อนที่มาถึงบริเวณที่ฟันของเฟืองขับขบอยู่ จะทำให้เฟืองขับไม่สามารถขับเฟืองรูปตัวซีต่อไปได้ เนื่องบริเวณช่องว่างของเฟืองไม่มีฟันเฟืองอยู่เลย ดังรูปที่ 1.11



รูปที่ 1.11 แสดงการหมุนของเฟืองรูปตัวซีเมื่อมีเฟืองขับ



รูปที่ 1.12 แสดงการหมุนของเฟืองรูปตัวซีเมื่อมีเฟืองขับ 3

ถ้าใช้เฟืองขับเป็นจำนวนสามตัว ในขณะที่ช่องของเฟืองเคลื่อนที่มาถึงเฟืองตัวใดตัวหนึ่ง ทำให้เฟืองตัวนั้นไม่สามารถขับเฟืองรูปตัวซีได้ เฟืองอีกตัวหนึ่งจะทำหน้าที่ขับเฟืองรูปตัวซีแทน ดังรูปที่ 1.12 ซึ่งจะทำให้เฟืองรูปตัวซีสามารถหมุนครบรอบได้

1.5. ลักษณะการทดรอบของเฟืองรูปตัวซีกับเฟืองขับ

จำนวนฟันของเฟืองรูปตัวซี เท่ากับ	$M_C =$	70	ฟัน
จำนวนฟันของเฟืองขับทั้งสามตัว เท่ากับ	$M_D =$	21	ฟัน
จาก			

$$\begin{aligned} \text{ระยะในการเคลื่อนที่ของฟัน} &= \text{จำนวนฟัน} \times \text{จำนวนรอบที่เฟืองหมุน} \\ &= M \times N \end{aligned}$$

เมื่อ	$M_C, M_D :$	จำนวนฟันเฟือง
	$N_C, N_D :$	จำนวนรอบในการหมุนของเฟือง

และ

$$\text{ระยะในการเคลื่อนที่ของฟันของเฟืองรูปตัวซี} = \text{ระยะในการเคลื่อนที่ของฟันของเฟืองขับ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ M_C, N_C เพื่อการศึกษา N_D, M_D เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เมื่อเฟืองรูปตัวซีหมุนครบหนึ่งรอบ ($N_c = 1$) จะทำให้เฟืองขับหมุนเท่ากับ

$$\frac{N_D}{N_c} = \frac{M_C}{M_D} = \frac{70}{21} = 3.33$$

ซึ่งมีค่าประมาณ $N_D = 4$ รอบ

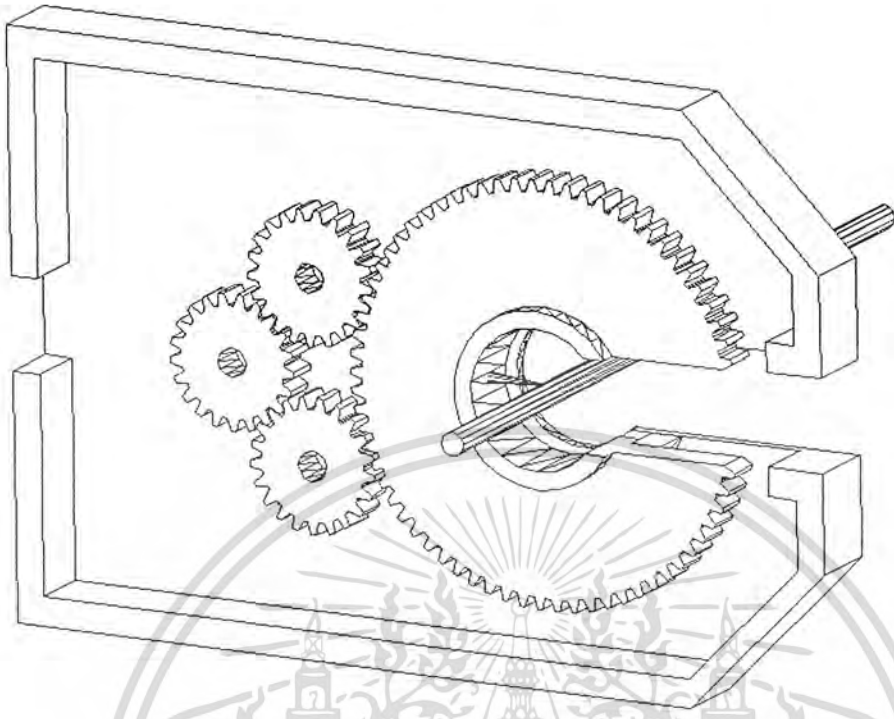
หรือ อัตราการทดรอบของเฟืองรูปตัวซีต่อเฟืองขับ = 10 : 3

ความหมาย คือ เมื่อเฟืองขับหมุนครบ 4 รอบ จะทำให้เฟืองรูปตัวซีหมุนไปได้ 1 รอบบวกกับระยะทางตามจำนวนฟันเท่ากับ 14 ฟัน ซึ่งจะมีผลทำให้หัวเชื่อมทั้งเสตน วนรอบท่อโลหะเกิน 1 รอบไปเป็นระยะทางที่ขึ้นอยู่กับ จำนวนฟันของเฟืองรูปตัวซีที่เกินไป 14 ฟัน ทำให้มีการเชื่อมทับรอยเดิม ซึ่งอาจจะทำให้ผิวของท่อโลหะบริเวณรอยต่อยุบตัวลงไปจากเดิมมาก แล้วอาจจะทำให้ท่ออุดตันได้

การแก้ไขปัญหาดังกล่าวนั้นอาจจะแก้ไขโดยการกำหนดจำนวนฟันของ เฟืองรูปตัวซี และเฟืองขับให้มีค่าพอดิศั้น เป็นจำนวนรอบที่มีค่าเป็นเลขลงตัว เช่น ใช้เฟืองขับขนาด 20 ฟัน ขับเฟืองรูปตัวซีขนาด 80 ฟัน ซึ่งจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบของเฟืองรูปตัวซีกับเฟืองขับ เท่ากับ 1 : 4 รอบ นั่นก็คือ เมื่อเฟืองขับหมุนครบ 4 รอบจะทำให้ เฟืองรูปตัวซีหมุนครบ 1 รอบพอดี ซึ่งจะไม่เกิดการเชื่อมซ้ำที่เดิม สะดวกต่อการคำนวณจำนวนรอบของเฟืองขับ และ มอเตอร์ อีกด้วย แต่เฟืองที่มีขายโดยทั่วไปนั้นมักจะมีจำนวนฟันไม่ตรงตามที่ต้องการ ดังนั้นอาจจะต้องสั่งทำเป็นพิเศษซึ่งจะมีผลทำให้เสียค่าใช้จ่ายในการผลิตสูงมาก

การแก้ไขอีกวิธีหนึ่ง คือ การควบคุมจำนวนรอบการหมุนของเฟืองด้วยเซ็นเซอร์ และการคำนวณจำนวนรอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยใช้หลักการคือ เมื่อตัวเซ็นเซอร์นับจำนวนรอบของเฟืองขับได้เท่ากับ 3.33 รอบ ตัวเซ็นเซอร์จะส่งข้อมูลให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ หยุดการจ่ายกระแสไฟฟ้าของแหล่งกำเนิด ทำให้หัวเชื่อมหยุดการถ่ายเทพลังงาน (การถ่ายเทพลังงานที่เชื่อมทั้งเสตน ทำให้เกิดความร้อนที่ใช้ในการเชื่อมท่อโลหะ) ซึ่งในขณะที่หัวเชื่อมหยุดการถ่ายพลังงาน เฟืองรูปตัวซีก็อาจจะยังเคลื่อนที่อยู่ แต่ไม่มีการเชื่อมทับรอยเดิมเลย โดยการใช้วิธีนี้จะต้องใช้การเขียน โปรแกรมที่ยุ่งยากซับซ้อนพอสมควร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1. แสดงลักษณะการทำงานของหัวเชื่อมขณะเชื่อมต่อโลหะ

ลักษณะการนำหัวเชื่อมไปเชื่อมต่อโลหะ สามารถใช้งานได้โดยการนำท่อโลหะที่ต้องการจะเชื่อมมาใส่เข้าไปตามช่องดังรูป และท่อโลหะด้วยกรอบนอกซึ่งต้องเป็นกรอบนอกที่พอดีกับขนาดของท่อที่จะนำมาเชื่อม หลังจากทำการถือท่อโลหะด้วยกรอบนอกและเปิดการทำงานของระบบแล้ว เพื่อบรรจุหัวเชื่อมให้เข็มหมุนไปด้วย ซึ่งเข็มจะวนรอบท่อโลหะ และเชื่อมตามรอยต่อของท่อโลหะ เมื่อเข็มวนครบหนึ่งรอบ การเชื่อมจะหยุด (เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัดการจ่ายกระแสของแหล่งจ่ายไฟ) และ เข็มเชื่อมจะหมุนวนกลับมาที่ตำแหน่งเดิม

บทที่ 2

วงจรควบคุมมอเตอร์

วงจรควบคุมมอเตอร์ที่ดีจะต้องรู้ทุกๆขณะ ทุก ๆ สถานะของการหมุนของมอเตอร์ ว่าตอนนี้แกนอยู่ห่างจากจุดอ้างอิงกี่องศา และควบคุมความเร็วได้ วงจรควบคุมมอเตอร์ที่ออกแบบขึ้นมาจึงประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ ๆ ดังนี้

1. Driver
2. Opto detector
3. Motion MCU

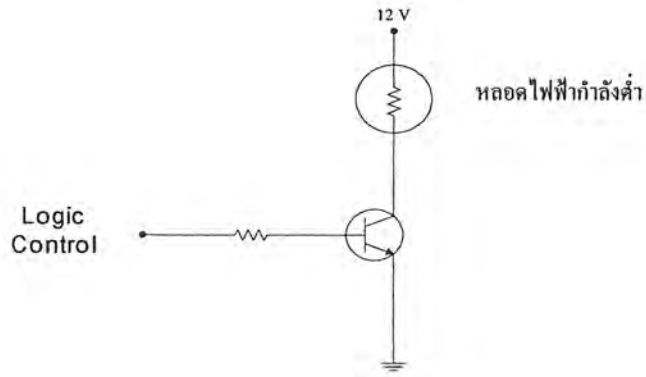
จะขออธิบายแยกทีละส่วนดังนี้

2.1 Driver

การออกแบบวงจร Driver วงจร driver เป็นวงจรที่ใช้ควบคุมอุปกรณ์กำลังสูง ด้วยระดับแรงดันต่ำ หรือระดับ Logic TTL ค่าที่สำคัญของวงจร Driver ที่ต้องคำนึงถึงคือ ค่าการทนกระแส และ แรงดันสูงสุดของวงจร Driver ดังนั้นการเลือกใช้วงจร Driver ต้องคำนึงถึง แรงดันและกระแสของโหลดเป็นสำคัญ วงจรไคร้เวอร์สามารถแบ่งตามลักษณะการขับโหลด ได้เป็น 2 แบบคือ ไคร้เวอร์แบบทางเดียว และไคร้เวอร์แบบสองทาง

1. ไคร้เวอร์ทางเดียว

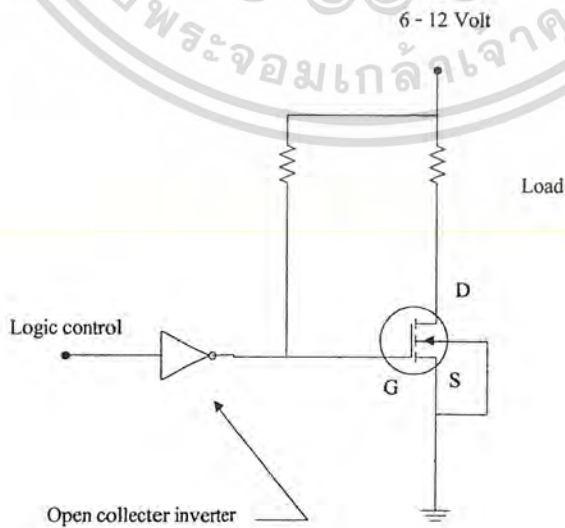
ไคร้เวอร์ทางเดียวจะใช้ขับโหลด ที่ต้องการให้นำกระแสในทิศทางเดียว หรือ ไม่เกิดความแตกต่างหากถูกกระแสไหลกลับทาง เช่น หลอดไฟ และ มอเตอร์ ซึ่งหมุนในทิศทางเดียว เป็นต้น ไคร้เวอร์แบบทางเดียวนี้ออกแบบได้ง่าย ต้องการเพียงแค่อุปกรณ์ได้เท่านั้น ตัวอย่างของ วงจรไคร้เวอร์แบบทางเดียว



รูปที่ 2.1 ทรานซิสเตอร์ไดรเวอร์ขับหลอดกระแสต่ำ



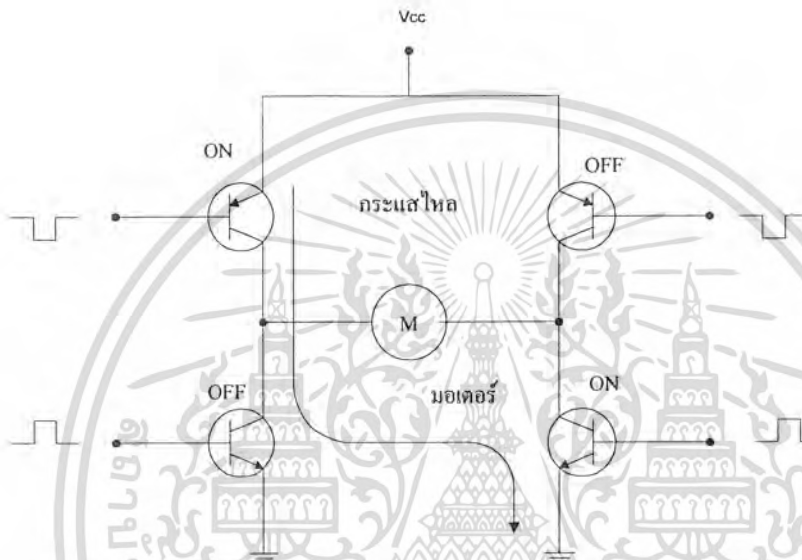
รูปที่ 2.2 ทรานซิสเตอร์ไดรเวอร์แบบคาร์ลิ่งตัน ขับหลอดกำลังสูง



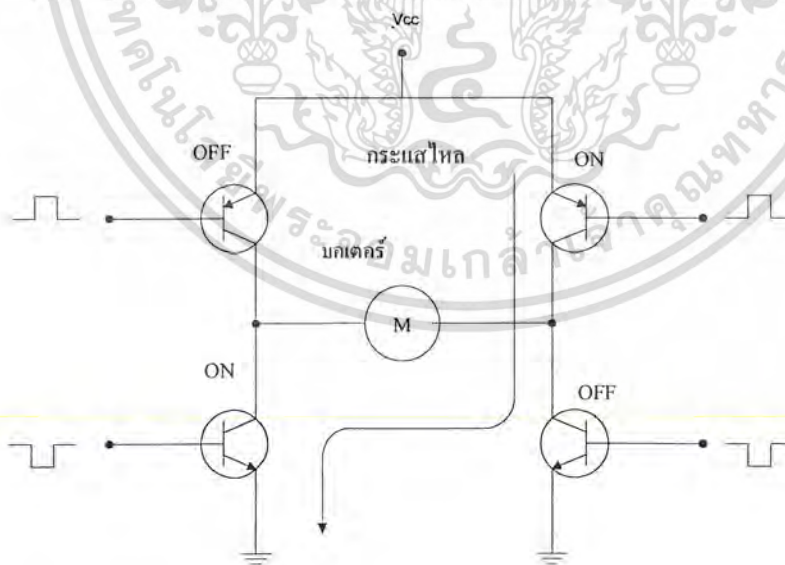
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.3 ไดรเวอร์ แบบใช้ MOSFET ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ไดรเวอร์แบบสองทาง

ไดรเวอร์แบบสองทาง จะใช้กับอุปกรณ์ หรือ โหลด ที่ต้องบังคับกระแสไปและกลับได้ ทั้งสองทิศทาง คือ สามารถกลับขั้วของโหลดได้นั้นเอง เช่น การขับมอเตอร์ให้หมุนไปและหมุนกลับ วงจรไดรเวอร์แบบนี้จะออกแบบยุ่งยากกว่าแบบแรกมาก เพราะต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว ต่อ โหลด 1 ตัว ขณะที่ไดรเวอร์แบบทางเดียวใช้อุปกรณ์ขับแค่ 1 ตัวเท่านั้น

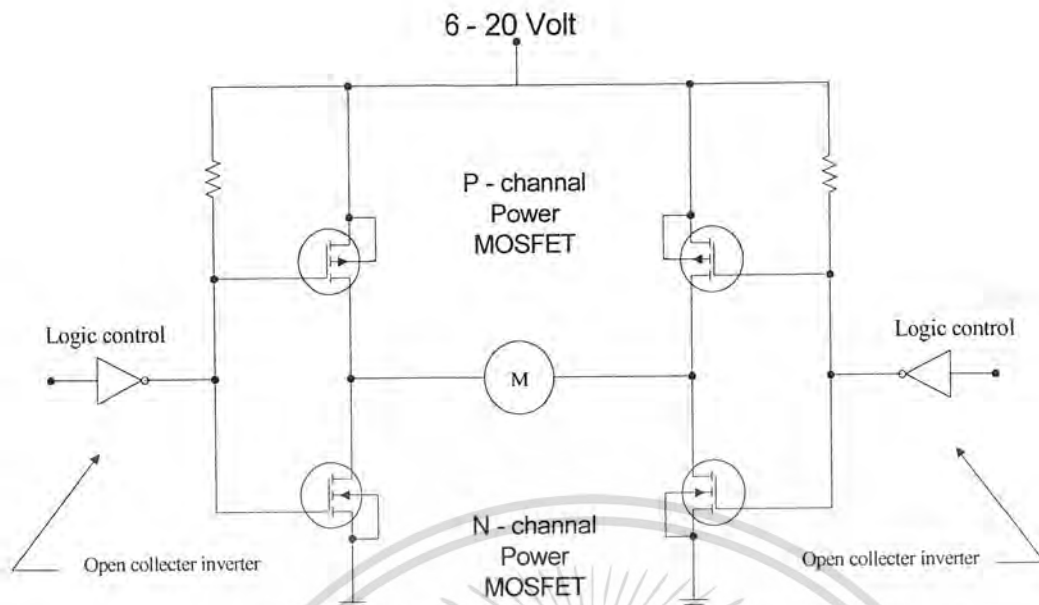


รูปที่ 2.4 A การบังคับทิศทางของกระแสของ ไดรเวอร์แบบสองทาง



รูปที่ 2.4 B การบังคับทิศทางของกระแสของ ไดรเวอร์แบบสองทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



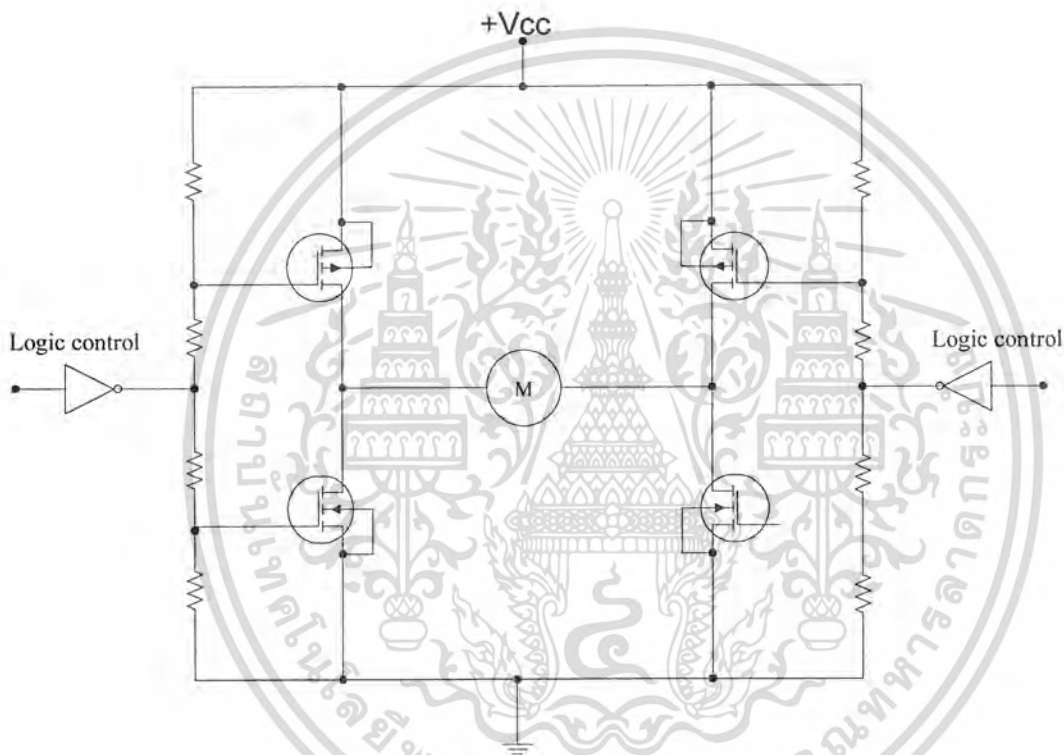
รูปที่ 2.5 วงจร ไลต์เวอร์สองทางโดยใช้ Power MOSFET

ข้อแตกต่างของวงจร Drive แบบทรานซิสเตอร์ มอสเฟต และ IC

โดยทั่วไปแล้วเรานิยมนำทรานซิสเตอร์มาทำเป็นวงจร Driver มากกว่าอย่างอื่น เพราะข้อดีที่หาง่ายและราคาถูก เช่น เบอร์ 2N3055 และ MJ2955 เบอร์ยอคนิยม แต่ถ้าพึ่งทรานซิสเตอร์กำลังไม่อาจนำมาเชื่อมต่อกับระบบ Control ได้โดยตรงเพราะทรานซิสเตอร์ขนาดกำลังสูงจะมีอัตราขยายต่ำ (ประมาณ 20) ถ้าเราต้องการนำไปขับ Motor ขนาด 2 A เราต้องใช้กระแสเบสถึง 100 mA ซึ่งเป็นกระแสที่สูงเกินกว่าที่วงจร Digital จะจ่ายได้ จึงต้องต่อทรานซิสเตอร์ขนาดกลางมาช่วยขยายอีกทอดหนึ่ง หรือต่อแบบคาร์ลิงตันแทน ซึ่งจะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น และความน่าเชื่อถือของวงจรก็ลดลง ข้อเสียอีกประการหนึ่งที่สำคัญคือ กระแสเบสของทรานซิสเตอร์เป็นการสูญเสียโดยเปล่าประโยชน์ จากข้อเสียต่าง ๆ ของวงจรทรานซิสเตอร์ เราจึงนำ Power MOSFET มาออกแบบเป็นวงจร Drive จะดูเหมาะสมกว่า ในแง่ของการควบคุม ขนาดของวงจร ความทนทาน และความถี่ในการใช้งาน แต่ในปัจจุบันวงจร Driver ที่สำเร็จรูปจะเป็น IC มีให้เลือกใช้งานหลายเบอร์ ทั้งแบบภายในเป็นทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต หรือมีวงจร PWM เพื่อปรับ Speed อยู่ภายใน เป็นต้น แต่ยังมีข้อเสียที่ราคายังแพงอยู่มากและทนกระแสได้ไม่มากนัก (ประมาณ 2-3 A) แต่ถ้าต้องการวงจรขนาดเล็กและใช้งานง่าย ให้เลือกใช้ IC จะดีที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วก็ตามถึงขั้นตอนการออกแบบ เมื่อเราเลือก MOSFET เป็นตัวขับแล้วเราก็ต้องพิจารณาแรงดันของ Motor และกระแส ซึ่งคุณสมบัติของมอเตอร์ที่เรากำหนดจะใช้แรงดัน 12 V กระแสไม่เกิน 2 A พิจารณาจากรูปในวงจรที่ 2.1 จะพบว่าที่ขา Gate ของ MOSFET ต่อกับตัวต้านทานแล้วต่อกับไฟเลี้ยงของมอเตอร์ หากเราใช้ไฟเลี้ยงมอเตอร์ที่ 24 V แล้ว MOSFET อาจเสียหาย เนื่องจาก V_{GS} ของ Motor จะต้องไม่เกิน ± 20 V ตามที่กำหนดไว้ใน Data Sheet ดังนั้นเราจึงต้องออกแบบวงจรใหม่เพื่อควบคุมแรงดันที่ขา Gate ไม่ให้เกินที่กำหนด โดยเราจะเพิ่มตัวต้านทานเข้าไปเพื่อแบ่งแรงดัน ตามรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจร Driver ที่แก้ไขให้ใช้กับแรงดันสูงได้

ขั้นตอนการคำนวณค่าตัวต้านทานมีดังนี้

1. คิดที่แรงดัน 24 V ตัว MOSFET มี V_{TH} (ประมาณ 4 V ในชนิด N และ -4 V ในชนิด P) และ $V_{GS(max)}$ ไม่เกิน ± 20 ดังนั้นพิจารณา MOSFET ตัวบน (P-Channel) V_{GS} คือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 และที่ MOSFET ตัวล่าง (N-Channel) V_{GS} คือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_4 และ MOSFET ทั้ง 2 ตัวจะต้องไม่ On พร้อมกัน แต่จะสลับกันทำงานตาม Logic ที่ได้รับมาจาก inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เมื่อมี Logic 1 เข้ามาจาก Buffer (เนื่องจากเป็น inverter แบบ Open Collector เมื่อ Logic 1 จึงมีสถานะเป็น High Impedance ไม่มีกระแสไหลผ่าน inverter) แรงดันที่ตกคร่อม R_1 จะต้องน้อยกว่า 4 V เพื่อ Off MOSFET ตัวบน และแรงดันที่ตกคร่อม R_4 จะต้องมากกว่า 4 V เพื่อ On MOSFET ตัวล่าง และเมื่อมี Logic 0 เข้ามาจาก Buffer กระแสจะไม่ไหลผ่าน R_3 และ R_4 เพราะถูก Inverter Sink ไป ทำให้ V_{GS} ของ MOSFET ตัวล่างเป็น 0 V MOSFET ตัวล่างจึง Off แต่แรงดันตกคร่อม R_1 จะต้องมากกว่า 4 V เพื่อ On MOSFET ตัวบน ในที่นี่เราจะใช้ V_{GS} ประมาณ 12 V เพื่อ On MOSFET ในกรณีนี้ V_{GS} เป็น 0 V ไม่ได้ เพราะหากเป็น 0 V ขา Gate ของ MOSFET จะต้องต่อกับไฟเลี้ยง (ต่อเข้ากับขา S) จะทำให้เปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{GS} ไม่ได้ เราจะใช้ V_{GS} ของ Off MOSFET ตัวบนนี้ประมาณ -2 V (แรงดันตกคร่อม R_1 เท่ากับ 2 V)
3. จากข้อ 1 และ 2 เขียนตารางสรุประดับแรงดันที่ตกคร่อม $R_1 - R_4$ ที่ระดับ Logic 0 และ 1 ได้ดังนี้

Logic แรง ดันที่	0	1
R_1	12 V	2 V
R_2	12 V	X
R_3	0 V	Y
R_4	0 V	12 V

เหลือแรงดัน X และ Y คือแรงดันที่ตกคร่อม R_2 และ R_3 ที่เรายังไม่ได้กำหนด แต่จะกำหนดให้เหมาะสมได้ดังนี้ พิจารณาที่ Logic 0 เมื่อมีแรงดันตกคร่อม $R_1 = 12$ V ส่วน $R_3, R_4 = 0$ V ดังนั้น R_2 จะมีแรงดันตกคร่อม เท่ากับ 12 V (เพราะ $V_{CC} = 24$ V) ดังนั้นค่าของ R_2 จึงต้องเท่ากับ R_1 และแรงดัน X จึงเท่ากับ 2 V

หาแรงดัน Y ได้จาก

$$24 = 2 + 2 + Y + 12$$

$$Y = 8 \text{ V}$$

จะได้ตารางแบบสมบูรณ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Logic แรงดัน ที่	0	1
R_1	12 V	2 V
R_2	12 V	2 V
R_3	0 V	8 V
R_4	0 V	12 V

จากตารางเราจะเห็นได้ว่าเราสามารถให้ Motor 12 V ได้ด้วย ซึ่งจะใช้ $V_{CC} = 12$ V ค่าแรงดันที่ตกคร่อม $R_1 - R_4$ จะลดลงมาครึ่งหนึ่งทุกค่าแรงดัน 12 V ที่ตกคร่อม R จะลดลงเหลือ 6 V แต่ที่ยังพอที่จะใช้ Turn On MOSFET ได้อยู่ดี (MOSFET มี V_{TH} เท่ากับ -4 V ในแบบ P และ 4 V ในแบบ N)

4. นำแรงดันที่ตกคร่อม R มาหาค่า R โดยเป็นอัตราส่วนตามแรงดันซึ่ง

$$R_1 : R_2 : R_3 : R_4 \text{ เท่ากับ } 2 : 2 : 8 : 12$$

หมายความว่าเราต้องการแรงดันตามตาราง เราจะเลือกค่า R เท่าใดก็ได้ให้มีอัตราส่วนตามนี้ เช่น อาจเลือก $2k : 2k : 8k : 12k$ หรือ $20k : 20k : 80k : 120k$ หรือ $100\Omega : 100\Omega : 400\Omega : 600\Omega$ ก็ได้ ก็จะได้ออกมา $2V : 2V : 8V : 12V$ ที่ $V_{CC} = 24$ V เท่ากัน ดังนั้นการเลือกค่า R จึงพิจารณาจากความเร็วในการ On-Off ของ MOSFET และ Loss เป็นสำคัญ คือ ถ้าเราเลือกค่า R น้อย ๆ จะมีกระแสไหลมาก การประจุ Gate ของ MOSFET จะทำได้เร็ว MOSFET จึง On-Off ได้เร็ว แต่เมื่อกระแสไหลมากจะเกิด Loss มากเช่นกัน และอาจต้องใช้ R ที่มีค่า Watt สูง ๆ ด้วย แต่ถ้าเราเลือก R ค่ามาก ๆ กระแสจะไหลน้อย แม้ว่า MOSFET จะทำงานด้านแรงดัน แต่กระแสจะมีส่วนของความเร็วในการ On-Off ทำให้ On-Off ได้ช้า แต่วางจะมี Loss น้อย เนื่องจากกระแสไหลลงกราวด์น้อย ในวงจรนี้เราจึงเลือกค่า R เป็น $1.2K : 1.2K : 4.7K : 8.2K$

ซึ่งกำลังพอดีกับกระแส Loss ไม่มากนัก และสามารถทำ Pulse Width เพื่อควบคุมความเร็ว Motor ได้ความถี่สูงพอสมควร ซึ่งอันที่จริงแล้วเรานำ Pulse Width ที่ความถี่ต่ำก็สามารถควบคุมความเร็ว Motor ได้เช่นกัน แต่จะไม่ Smooth เท่ากับที่ความถี่สูง ๆ

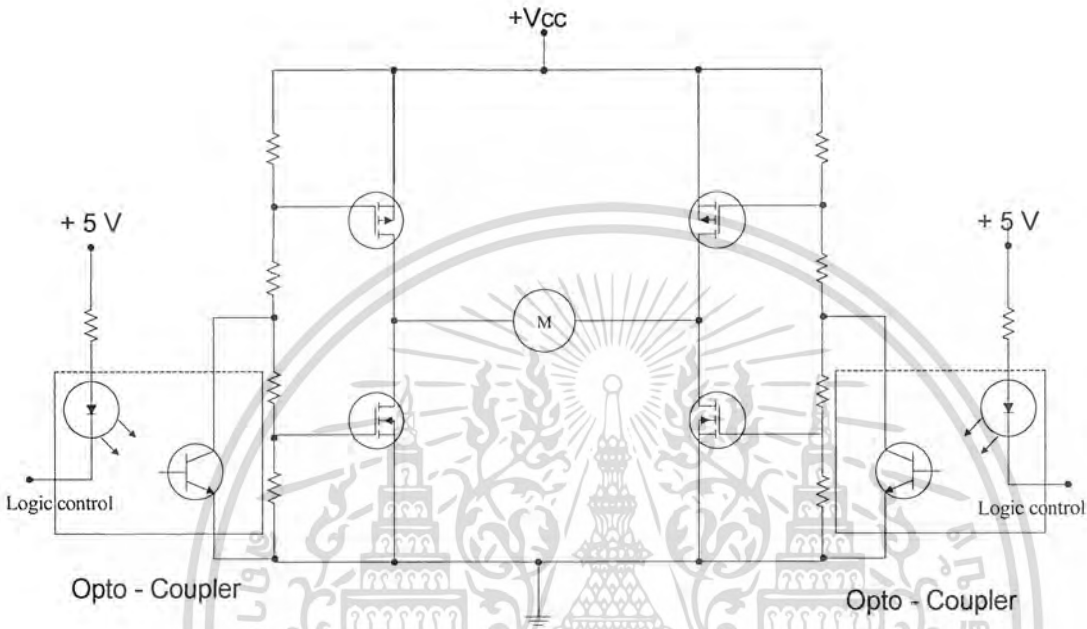
เมื่อได้ค่า R มาเรียบร้อยแล้ว เราก็มาพิจารณาที่วงจร Interface ระหว่างวงจร Drive กับวงจร Control จะเห็นได้ว่า Inverter(อาจจะใช้ Buffer แทนก็ได้) ที่ใช้จะเป็นแบบ CMOS หรือ TTL ก็ได้ แต่ต้องมี Output แบบ Open Collector เพื่อไม่ให้มีระดับแรงดันในขณะที่เป็น Logic 1 เพราะวงจรภายนอกมีระดับแรงดันอยู่แล้ว ซึ่งจะไม่เท่ากับแรงดันจาก Inverter เนื่องจากว่าขณะที่ Motor

หมุนจะเกิดแรงดันย้อนกลับ และอาจเกิดกระแสกระชาก หรือสัญญาณรบกวนปะปนเข้าไปยังภาคอิเล็กทรอนิกส์ส่วนอื่น ๆ ได้ เราควรใช้การป้องกัน เช่น ใส่ไดโอดขนานกับมอเตอร์เพื่อป้องกันการกระชาก หรือใส่ตัวเก็บประจุเพื่อกรองสัญญาณรบกวน เป็นต้น นอกจากนี้ยังควรใส่ตัวต้านทานที่ขาของ MOSFET เพื่อป้องกันการกระชากอีกด้วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Control ได้ และระดับไฟเลี้ยงที่แตกต่างกัน จึงสมควรที่จะแยกกราวด์ของภาค Drive และ Control ออกจากกัน โดยเราจะใช้ Opto-Coupler มาทำเป็น Buffer แทน ซึ่งเป็นการเชื่อมโยงทางแสง ทำให้กราวด์ของทั้ง 2 วงจร แยกจากกัน ได้อย่างเด็ดขาด

จะได้รูปวงจร Drive ที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจร Drive ที่สมบูรณ์

การควบคุมวงจร Drive

จากวงจรรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่า หาก Logic ที่ A และ B เป็น Logic เหมือนกันแล้ว จะไม่มีกระแสไหลผ่าน Motor เพราะ MOSFET ที่เป็นชนิดเดียวกันจะ On พร้อมกัน หาก Logic ที่ A และ B ต่างกัน จึงจะทำให้ Motor หมุนไปกลับได้ ดังตาราง

A	B	สถานะ
0	0	หยุด
0	1	หมุนตามเข็มนาฬิกา
1	0	หมุนทวนเข็มนาฬิกา
1	1	หยุด

หมายเหตุ การหมุนตามเข็มนาฬิกาและทวนเข็มนาฬิกาอาจสลับกันได้ จากการสลับขั้วสายไฟฟ้าของมอเตอร์
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 Opto Detector

Opto detector เป็นวงจรที่มีหน้าที่ซึ่งตำแหน่งว่าหัวเชื่อมหมุนไปครบ 1 รอบแล้ว โดยเราจะเจาะรูไว้ที่เฟือง 2 รูและใช้ LED Infrared 2 ตัวยิงลำแสงทะลุผ่านรูไปยัง Photo Diode ตัวรับได้ที่ตำแหน่งเริ่มต้น หากว่าเฟืองหมุนไปที่ตำแหน่งอื่นๆ Photo Diode ทั้ง 2 ตัวไม่มีทางจะได้รับแสงจาก IR LED ได้พร้อมๆกัน ดังนั้นเราจึงสามารถตรวจสอบได้ว่าเฟืองหมุนไปครบรอบแล้วหรือยัง

ภาครับของวงจรมีจะใช้ Op-Amp ต่อในลักษณะ comparator โดยที่ขา – เราจะต่อเข้ากับตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อปรับแรงดันอ้างอิง ส่วนขา + เราจะต่อเข้ากับ Photo Diode ลงกราวด์โดยมีตัวต้านทาน pull up ไว้ ซึ่งถ้าหาก Photo Diode ได้รับแสงจะนำกระแสส่วนหนึ่งลงกราวด์แรงดันตกคร่อมตัวมันจึงต่ำกว่าแรงดันอ้างอิง ทำให้ Op-Amp มี output logic 0 ออกมา

2.3 Motion MCU

Motion MCU คือหัวใจสำคัญของวงจรควบคุมมอเตอร์ ซึ่งจะเป็นส่วนที่รับผิดชอบเกี่ยวกับการควบคุมการเคลื่อนที่ของมอเตอร์และตรวจสอบสถานะของมอเตอร์เพียงอย่างเดียว จึงเรียกว่า Motion MCU โดยมีหน้าที่ดังนี้

- 2.3.1 สร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์
- 2.3.2 ติดต่อกับ Center MCU (MCU ส่วนที่ควบคุมเครื่องเชื่อม)
- 2.3.3 ควบคุมจำนวนรอบการหมุนของหัวเชื่อม

2.4 การเลือกใช้ Microcontroller

ปัจจุบันในท้องตลาดนั้นมี Microcontroller มากมายหลายเบอร์ให้เลือกใช้และเบอร์ใหม่ๆก็จะมีประสิทธิภาพสูงขึ้นไปด้วย โดย Microcontroller ที่สามารถหาซื้อได้และนิยมใช้จะมีอยู่ 3 ตระกูล คือ

1. ตระกูล AT89CXX และ AT89CXXX ของบริษัท ATMEL ซึ่งเป็น Microcontroller ที่มีเข้ามาจำหน่ายนานแล้ว เขียนโปรแกรมด้วยภาษาแอสเซมบลี ในรูปแบบของ Intel (เข้ากันได้กับภาษาของ MCS-51 ของ Intel) ซึ่งศึกษาเข้าใจได้ง่ายและทำความเข้าใจง่ายในการเขียนโปรแกรม และยังสามารถเขียนโปรแกรมด้วยภาษา C ได้อีกด้วย แต่เนื่องจากเป็นสถาปัตยกรรมเก่า จึงทำงานได้ค่อนข้างช้ากว่าตระกูลอื่น ๆ คือ 12 สัญญาณนาฬิกาต่อ 1 คำสั่งในกรณีคำสั่งแบบธรรมดา หากเป็นคำสั่งกระโดดจะใช้จำนวนสัญญาณนาฬิกามากกว่านี้ Microcontroller ตระกูลนี้เป็นที่นิยมมากในประเทศไทย เพราะความคุ้นเคย ความง่ายของภาษาที่ใช้ และมีตำราศึกษาและชุดทดลองให้เลือกใช้ได้มาก
2. ตระกูล PIC ของบริษัท Microchip เป็น Microcontroller รุ่นใหม่ซึ่งมีสถาปัตยกรรมภายใน

แบบใหม่ ซึ่งเรียกว่า Rise ซึ่งทำให้ทำงานได้เร็วขึ้นเพียง 4 สัญญาณนาฬิกาต่อ 1 คำสั่งเท่า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้น ซึ่งจะเร็วกว่า 89CXX ถึง 3 เท่าที่สัญญาณนาฬิกาเท่า ๆ กัน และเบอร์ใหม่ ๆ เช่น 18FXX สามารถใช้สัญญาณนาฬิกาได้สูงถึง 40 MHz ประมวลผลด้วยความเร็ว 10 MIPS (Million Instruction Per Second) ซึ่งนำไปใช้ในงานที่ต้องการความเร็วสูงๆ ได้สบาย ทั้งยังรวมเอาวงจร PWM, ADC, I²C, SPI นำเข้ามาไว้รวมกันอีกด้วย ซึ่งทำให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นไปอีกมาก อีกทั้งคำสั่งใช้งานก็น้อยเพียง 33-35 คำสั่งเท่านั้น เบอร์ที่นิยมใช้ในประเทศไทยคือ 16F84A ซึ่งมีหน่วยความจำโปรแกรมภายในเป็น Flash โปรแกรมเข้าได้นับพันครั้ง ทำงานที่ 20 MHz มี 13 I/O แต่ไม่มี PWM, ADC, I²C, SPI แต่ด้วยเหตุผลที่หาเครื่องโปรแกรมได้ยากและราคาแพง หนังสือหาศึกษาได้น้อยจึงไม่นิยมเท่า 89CXX ในประเทศไทย แต่ในต่างประเทศจะนิยมใช้กันมาก

3. ตระกูล 68HC11 ของบริษัท Motorola เป็น Microcontroller ที่มีความสามารถมากและเป็น Microcontroller รุ่นแรก ๆ ที่มีการใส่วงจร ADC ขนาด 8 bit 8 Channel แบบ Successive Approximate ไว้ภายใน จึงทำการแปลงสัญญาณได้เร็ว เพราะเหตุนี้เมื่อต้องมีการต่อวงจรกับวงจรนอก คนจึงนิยมใช้ Microcontroller เบอร์นี้ ทั้งยังมีบางรุ่นที่มีหน่วยความจำภายในเป็น eeprom ซึ่งมีความทนทานการ โปรแกรมนับล้านครั้งและรวมไปถึงชื่อเสียงของบริษัท Motorola ทำให้มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น Microcontroller เบอร์นี้จึงเป็นที่นิยมใช้กันมากที่สุด ในต่างประเทศ แต่ในประเทศไทยเป็นที่ไม่ค่อยนิยมเพราะหาเครื่อง โปรแกรมยาก และตัวชิปมีราคาแพง

ซึ่งจากทั้ง 3 ตระกูลที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่า ในงานขนาดเล็กและขนาดกลางแล้ว

Microcontroller ตระกูล PIC นำใช้ที่สุด เนื่องจากจากมี Function ต่าง ๆ มากมาย แต่ติดตรงที่ว่าไม่สามารถหาเครื่อง โปรแกรมมาใช้ได้และมีราคาแพง เราจึงเลือก Microcontroller ของ ATMEL แทน ซึ่งหาซื้อได้ง่ายมากในเมืองไทย และหาเครื่อง โปรแกรมได้ง่ายอีกด้วย

เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก จึงใช้ Microcontroller ขนาด 20 ขา ซึ่งมี Port I/O 2 Port ก็เพียงพอแก่การใช้งาน โดยเลือกใช้ Microcontroller เบอร์ 89C2051 ของ ATMEL ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

- มีโครงสร้างและชุดคำสั่งเหมือนตระกูล MCS-51
- หน่วยความจำโปรแกรมเป็น Flash Memory โปรแกรมได้นับพันครั้ง
- 128 byte internal RAM
- ทำงานที่ระดับแรงดัน 2.7-6 โวลต์
- 0Hz-24MHz clock speed
- 15 bit I/O (port1 และ port3)
- Sink กระแสได้ 20mA ต่อ bit
- มี port อนุกรม 1 port (UART)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สามารถโปรแกรมข้อมูลเพื่อป้องกันการอ่านได้ 2 ระดับ
- Timer/Counter ขนาด 16 bit 2 Channel
- รับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ได้ 5 แพล่งแบ่งความสำคัญได้ 2 ระดับ
- Analog Comparator 1 Channel
- มี Power Down Mode

จากวงจร R_1 และ C_1 ทำหน้าที่เป็นวงจร Power On Reset เพื่อทำการ Reset MCU ขณะจ่ายไฟเลี้ยง โดยขณะจ่ายไฟเลี้ยงกระแสจะไหลผ่าน C_1 ลงไปยัง R_1 ทำให้ที่ขา Reset ของ MCU มี Logic “1” MCU จึงทำการ Reset ตัวเอง โดยจะ Clear ค่าใน Register ต่าง ๆ ให้เป็นสถานะ Reset พอ C_1 ประจุจนเต็มแล้วก็จะไม่มีกระแสไหลไปยัง R_1 อีก จึงไม่มีแรงดันที่ขา Reset จึงมี Logic “0” MCU จึงเริ่มต้นทำงาน ซึ่งช่วงเวลาของการ Reset ที่กำหนดโดย C_1 และ R_1 นี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของ MCU ว่าต้องการให้เป็น Logic ใด นานกี่เมกซ์วินไซเกิล ซึ่ง MCU เบอร์ 89C2051 นี้ต้องการ Logic “1” ระยะเวลาประมาณ 12 เมกซ์วินไซเกิล

การกำเนิดสัญญาณ PWM

เราจะกำหนดการผลิตสัญญาณ PWM ให้ได้ความละเอียดขนาด 6 bit (64ระดับ) โดยเขียนขึ้นจาก ซอฟต์แวร์ โดยตัว Motion MCU จะรอ PWM Level จาก Control MCU ซึ่งรับค่ามาจากผู้ใช้งานอีกที แล้ว Motion MCU จะกำเนิดสัญญาณ PWM ที่มีระดับคาบเวลาดำเนินเพื่อควบคุมมอเตอร์ให้มีความเร็วตามต้องการ

การเกิด PWM นั้น เราได้ใช้ Register 5 เก็บค่า 64 เอาไว้ และ Register 6 เก็บค่าที่เราสั่งมาจาก Volume เมื่อเก็บค่าเข้ามาแล้ว โปรแกรมจะทำการนับจาก 0 ถึงค่าที่เราเก็บไว้ใน Register กล่าวคือ Register 5 จะกำหนดความกว้างของคาบ PWM

Register 6 จะกำหนดความกว้างของ Amplitude PWM (สั่งให้ Motor On)
เช่น สมมติว่ารับค่าจาก volume มา 32

R5 จะทำการนับจาก 0 – 64

และ R6 จะทำการนับจาก 0 – 32

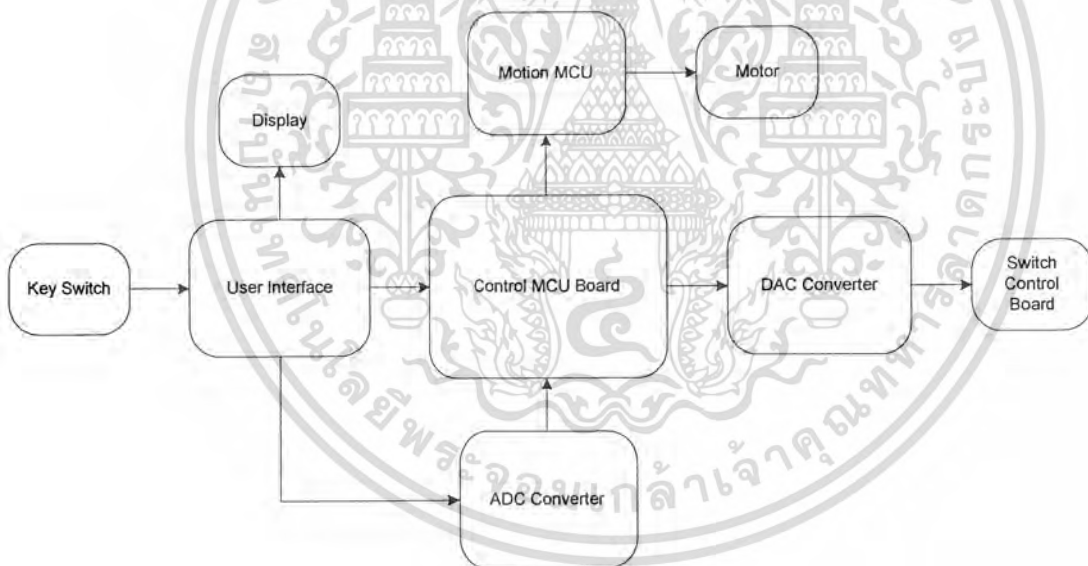
ทำให้เกิดสัญญาณ PWM จ่ายไฟให้กับ Motor มีความเร็ว 50%

บทที่ 3

Control MCU

Control MCU มีหน้าที่ควบคุมการทำงานของ Switching Control Board ให้มี Output Pulswidth ที่เหมาะสมกับงานแต่ละประเภท (หมายถึงผิวโลหะหนาหรือบาง , ชนิดของโลหะ เป็นต้น) และใช้เป็นศูนย์กลางในการเชื่อมภาคต่างๆเข้าด้วยกัน และที่สำคัญอีกอย่างก็คือ เป็นตัวควบคุม User Interface เพื่อการติดต่อกับผู้ใช้ที่ง่ายขึ้น โดยเราจะแยกออกเป็นส่วนย่อยๆ ได้ดังนี้

- 3.1. Control MCU Board
- 3.2. ADC and DAC Converter
- 3.3. User Interface



รูปที่ 3.1 Block Diagram ของ Control MCU

3.1. Control MCU Board

Control MCU Board เป็นบอร์ดควบคุมด้วย Microcontroller แกนหลักเบอร์ 89S8252 ซึ่งโครงสร้างภายในคล้ายเบอร์ 89C52 ชุดคำสั่งเหมือนกันกับตระกูล MCS-51 แต่แตกต่างกันตรงที่ว่า มี EEPROM ที่ลบเขียนได้ด้วยไฟฟ้าซึ่งมีขนาด 2 KB อยู่ใน เพื่อเอาไว้ Save Data ได้ แม้ขณะไม่ได้จ่ายไฟเลี้ยง ข้อมูลยังคงไม่สูญหาย และคุณสมบัติข้อที่สำคัญที่สุดก็คือ SPI Serial เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Downloading ข้อมูลจาก PC ได้โดยตรง ในแบบอนุกรม โดยใช้สายสัญญาณเพียง 4 เส้นเท่านั้น ซึ่งสามารถโปรแกรมลง Microcontroller ได้ในวงจรใช้งานจริง ทำให้ประหยัดเวลาในการพัฒนางานจริงได้มาก ไม่ต้องคอยถอด IC เข้าออก เพื่อ Burn โดยเครื่องโปรแกรม

คุณสมบัติทาง Hardware ของ Microcontroller 89S8252

- Compatible with MCS-51™ Products
- 8K Bytes of In-System Reprogrammable Downloadable Flash Memory
 - SPI Serial Interface for Program Downloading
 - Endurance: 1,000 Write/Erase Cycles
- 2K Bytes EEPROM
 - Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
- 4V to 6V Operating Range
- Fully Static Operation: 0 Hz to 24 MHz
- Three-level Program Memory Lock
- 256 x 8-bit Internal RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Three 16-bit Timer/Counters
- Nine Interrupt Sources
- Programmable UART Serial Channel
- SPI Serial Interface
- Low-power Idle and Power-down Modes
- Interrupt Recovery From Power-down
- Programmable Watchdog Timer
- Dual Data Pointer
- Power-off Flag

คุณสมบัติของบอร์ด

1. AT89S8252 (internal memory 8 KB flash ROM, 256 Byte RAM, 2 KB EEPROM) with 22.118 MHz clock speeds
2. Integrate 8 bits LED logic display at Port 1
3. 1 Serial port with RS232 interface on board
4. 1 Port ISP interfacing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. 1 Port Interrupt applications
6. Power on reset circuit
7. 4 IDE 10 pin connectors
8. 1 interrupt switch on board (int0 or P3.2)

3.2. ADC and DAC Converter

3.2.1. ADC Converter

หน้าที่ของวงจร ADC Converter คือ เปลี่ยนสัญญาณ Input ที่เข้ามาแบบ Analog ให้เป็นสัญญาณแบบ Digital เพื่อนำไปประมวลผลต่อไป ADC Converter จะมีหลายแบบซึ่งแบ่งได้ตามวิธีในการแปลงค่า เช่น Flash , Slop , Dual Slop , Successive Approximate เป็นต้น ซึ่งแต่ละแบบก็จะมีความเร็วในการแปลงที่แตกต่างกันไป ซึ่งการเลือกใช้ ADC Converter เราจะต้องคำนึงถึงจุดนี้เป็นสำคัญ ซึ่งในความเป็นจริงแล้ว หาก ADC Converter มีความเร็วในการแปลงสูงๆจะยิ่งดี แต่ราคาก็จะสูงเพิ่มตามไปด้วย ในวงจรนี้เราต้องการความเร็วในการทำงานสูงปานกลาง จึงเลือก IC ADC Converter แบบ Successive Approximate

จำนวน Bit ในการใช้งานจะขึ้นอยู่กับงานที่เราใช้ว่าต้องการความละเอียดมากน้อยเพียงใด ถ้าเราใช้จำนวน Bit มาก ความละเอียดในการวัดระดับแรงดันก็จะมากขึ้นด้วย ในวงจรนี้เราเลือกใช้ ADC Converter แบบ 8 Bit ซึ่งจะ ได้ระดับแรงดันถึง 256 ระดับ ก็เพียงพอต่อการใช้งาน และไม่ยุ่งยากในการ Interface ด้วย เพราะ Bus ของ MCU ก็เป็น 8 Bit ซึ่งเราจะใช้จำนวน 8 ช่อง โดยรับสัญญาณจาก Feedback และสัญญาณจาก User Interface ซึ่งจะเป็นค่าที่ให้นำไปปรับค่าต่างๆที่ใช้ควบคุมเครื่องเชื่อมต่อไป

ความแม่นยำในการทำงาน ก็เป็นปัจจัยที่มีผลพอสมควร ในการเลือก ADC Converter ซึ่งอาจมีตั้งแต่ $\frac{1}{4}$ LSB , $\frac{1}{2}$ LSB , 1 LSB เป็นต้น ซึ่งจะบ่งบอกถึงค่าความผิดพลาดที่ได้จากการแปลงนั้นๆ เราจะเห็นว่าค่ายิ่งน้อยจะยิ่งดี แต่ในวงจรนี้ไม่จำเป็นต้องใช้ความแม่นยำในการแปลงสูงมากนัก เราจึงเลือกแบบ 1 LSB ซึ่งมีราคาถูกกว่า

ดังนั้นเราจึงเลือก ADC Converter เบอร์ ADC0809 ซึ่งมีคุณสมบัติตามต้องการ และการเลือกช่องการแปลงสัญญาณของ ADC Converter ใช้การ Multiplex ที่ขา Add0 , Add1 , Add2 ตามตาราง (ดูใน Data Sheet ประกอบ)

CH	Add	Add2	Add1	Add0
CH0		0	0	0
CH1		0	0	1
CH2		0	1	0
CH3		0	1	1
CH4		1	0	0
CH5		1	0	1
CH6		1	1	0
CH7		1	1	1

3.2.2. DAC Converter

หน้าที่ของวงจร DAC Converter คือเปลี่ยนระดับสัญญาณแบบ Digital ให้เป็นสัญญาณ Analog เพื่อส่งออกไปควบคุมอุปกรณ์ Output ที่ต้องการสัญญาณควบคุมแบบ Analog ซึ่งวงจรนี้เราต้องการ Output ออกมา 0-5 Volt ความละเอียดอยู่ที่ 0.1 Volt ซึ่งเราจะเลือกใช้ DAC Converter แบบ R2R Ladder ซึ่งเป็น DAC ขนาด 8 Bit จึงมีความละเอียดสูงสุดอยู่ที่

$$\frac{1}{256} \times 5 = 0.0195 \text{ Volt}$$

ซึ่งเป็นความละเอียดที่มากเพียงพอกับความต้องการ

3.3. User Interface

User Interface เป็นภาคที่ใช้ติดต่อกับผู้ใช้งาน เพื่อควบคุมการทำงานของเครื่อง , การตั้งค่าต่างๆ รวมไปถึงการแสดงผลให้รู้ว่าเครื่องอยู่ที่สถานะใด และกำลังทำอะไรอยู่

3.3.1. อุปกรณ์ Input

- สวิตช์กดรับค่าต่างๆ
- Volume ใช้ปรับค่าต่างๆ ซึ่งมีดังนี้
 - 1) ปรับความเร็วของ Motor
 - 2) ปรับช่วงเวลาหน่วงในการปิด-เปิดวาล์วแก๊ส
 - 3) ปรับ Background Current

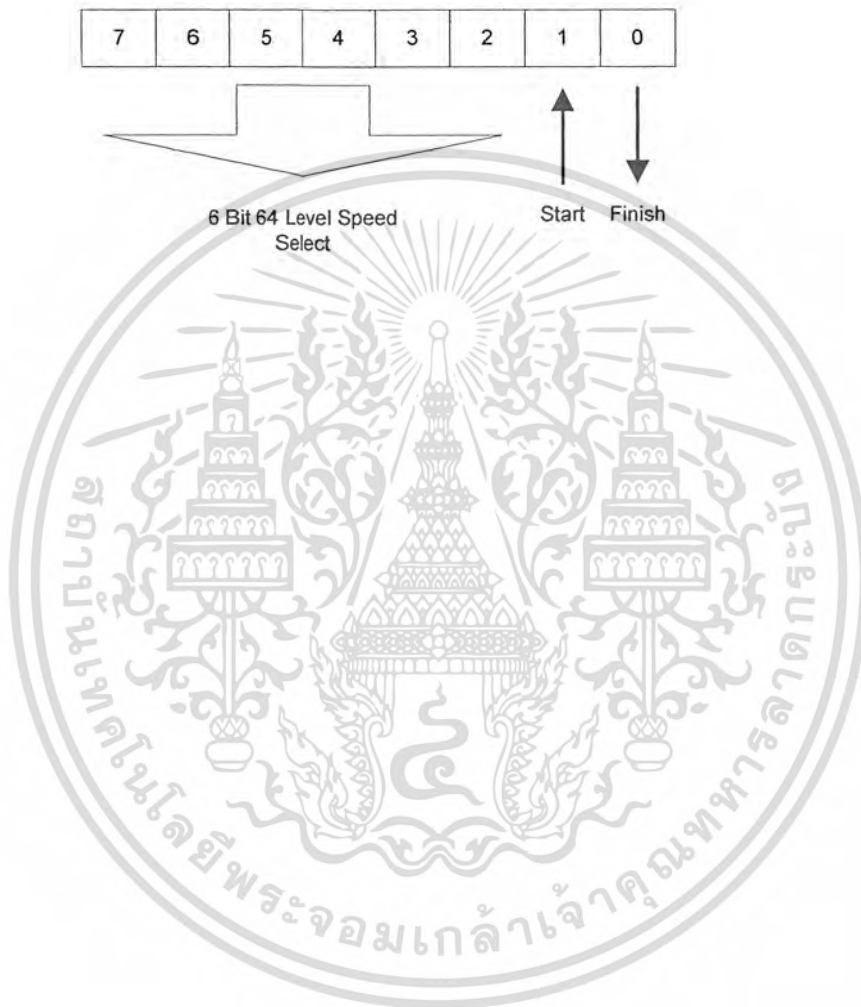
3.3.2. อุปกรณ์ Display

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- LED แสดงผล จะแสดงสถานะต่างๆ เช่น Standby , Operate , Finish เป็นต้น

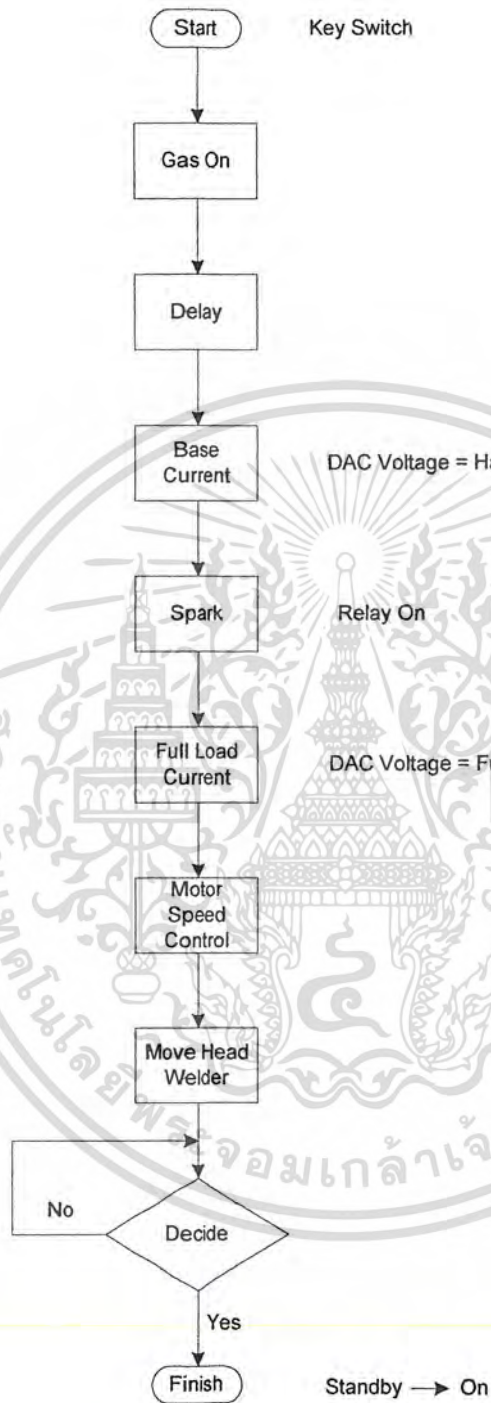
การเชื่อมต่อ Control MCU กับ Motion MCU

หน้าที่ของ Bit ต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับการทำงานของโปรแกรม



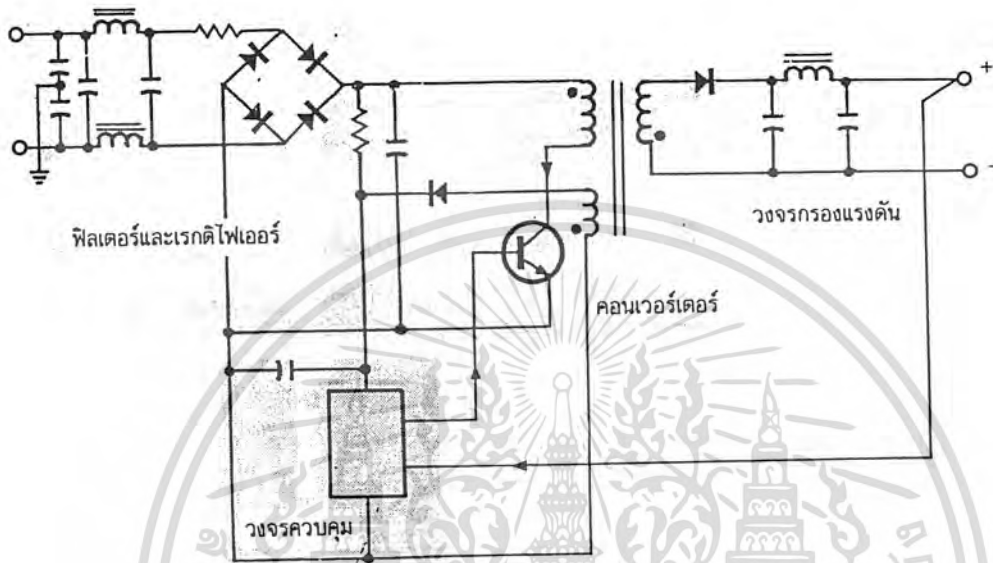
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

พื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Introduction to Switching power supply)

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือ เครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้เกี่ยวข้องกับการงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 1-1

องค์ประกอบต่างๆในรูปที่ 1-1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาการจัดวงจรและการทำงานขององค์ประกอบเหล่านี้ให้ดี ซึ่งจะได้อธิบายไว้โดยละเอียดต่อไป

1.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆที่จะใช้ในสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 1.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.1 แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

Output Power	:	300W
Efficiency	:	65% at full load
Input Voltage	:	94-132V _{AC} (nominal 115 V _{AC}) 184-264V _{AC} (nominal 220 V _{AC})
Output Voltage and Current	:	+5V 6A (min) 30A (max) +12V 0A 6A -12V 0A 6A
Line Regulation at 50% load	:	+5V 0.5% +12V 0.5% -12V 0.5%
Load Regulation	:	+5V +/- 1% of setting voltage +12V +/- 2% of setting voltage -12V +/- 2% of setting voltage
Ripple and Noise	:	+5V 50mV p-p max +12V 120mV p-p max -12V 120mV p-p max
Hold up Time at low line full load	:	+5V 10 ms.min
RFI/EMI	:	meet FCC part 15 J class B VDE 0875
Transient response	:	< 200 mV ripple at 50% load change <400 s recovery time
Isolation	:	input to ground 2 kV rms. Output to ground 500 V rms.
Switching Frequency	:	100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับ โหลดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่ โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยัง โหลดที่เอาต์พุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่ จ่ายให้กับ โหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65-80%

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต ที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่น ที่ 90-132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180-260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ +/- 5 โวลต์ และ +/- 12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อม คือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูงๆที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่า จะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัฟนี้จะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตชิ่งเพาเวอร์อาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูงๆของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองโพลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโพลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโพลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโพลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัด โดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกัน ได้เพื่อป้องกันอันตรายการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกควาน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก

การจะกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้คิก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามที่ต้องการ

1.3 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย

ข้อได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบากว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ค่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแส และคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูง และต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆจะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65% - 80%

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโวลต์อ็อปประมาณ $20 \cdot 10^{-3}$ ถึง $50 \cdot 10^{-3}$ วินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ $2 \cdot 10^{-3}$ วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลาย เมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายและให้ผลดีได้เช่นกัน ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักจะนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

2. คอนเวอร์เตอร์ (Converter)

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้ คือ

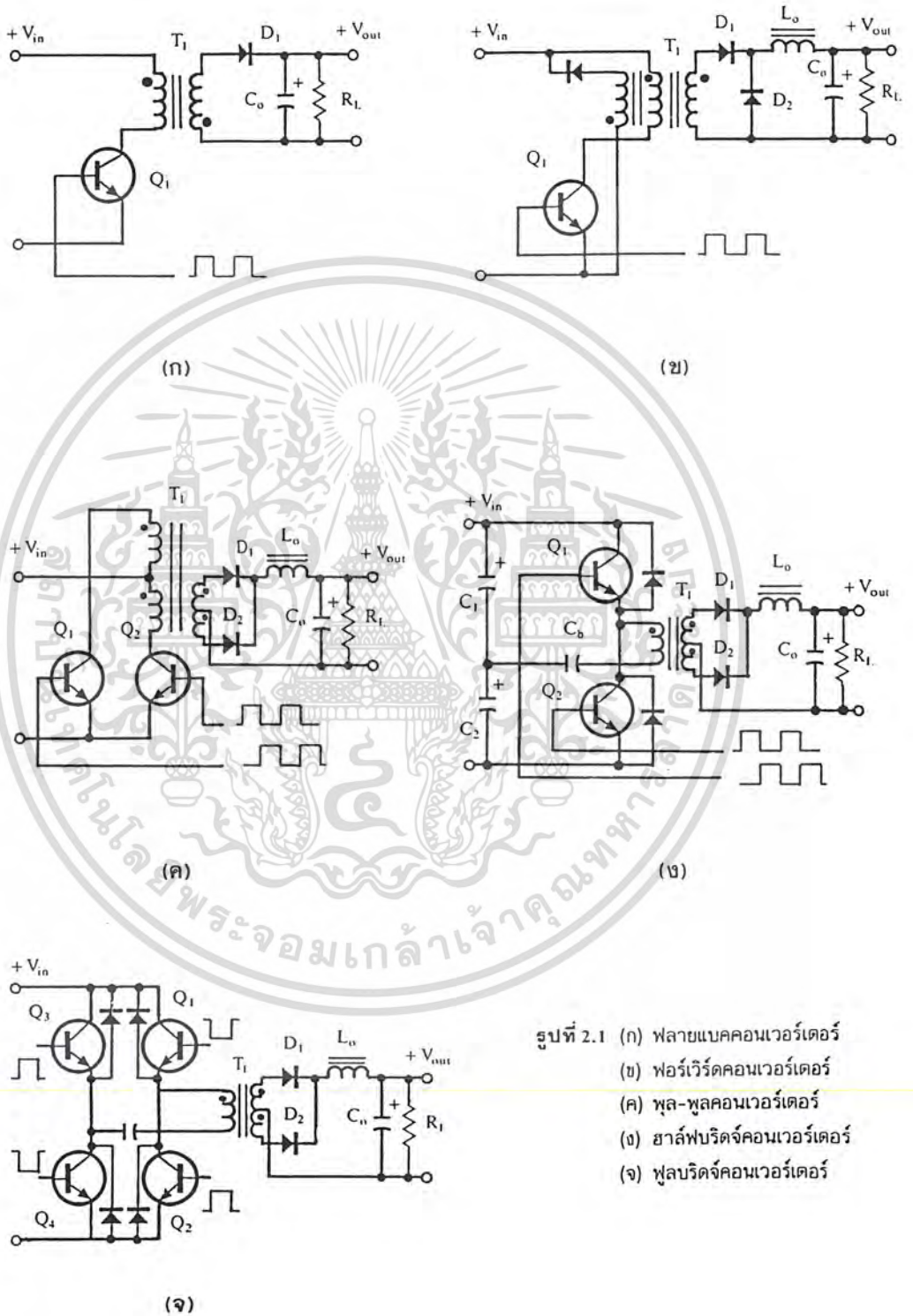
1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันกรณีสที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย แต่ในรายงานนี้จะกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้เป็นหลักในตลาดอุตสาหกรรมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 ชนิดนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันมากเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษา คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ แสดงไว้ในรูปที่ 2.1(ก) ถึง 2.1(จ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเผยแพร่ความรู้ไปยังหน่วยงานที่เกี่ยวข้องเท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 (ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
 (ข) ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
 (ค) ฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์
 (ง) ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
 (จ) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.1(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดไพรมารีและเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไคโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารีของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารีและเซคันดารี D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่าน ไคโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ค่าของแรงดันเอาต์พุตที่คอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.1(ข) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดไพรมารีและขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไคโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่าน ไคโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่มิกระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไคโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่คกคร่อมตัวมันอยู่ ไคโอด D_2 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมัน และ D_2 ออกไปยัง โหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสผ่าน โหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.1(จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 นำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไฟโรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับแรงดันอินพุต

กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

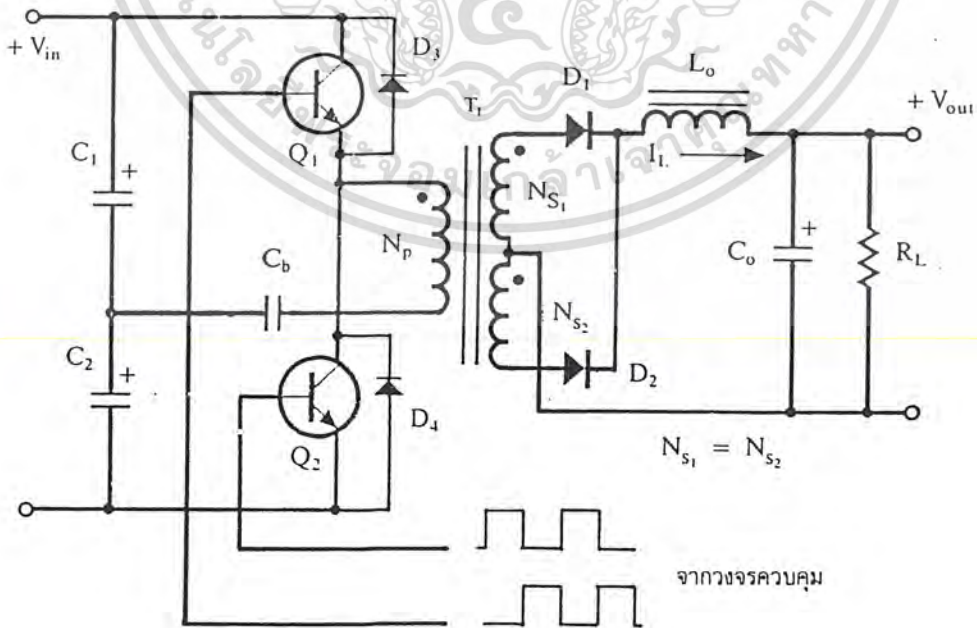


3 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

อาจกล่าวได้ว่าฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half – Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจับวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อม ขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงๆ เช่น ที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงมา รวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

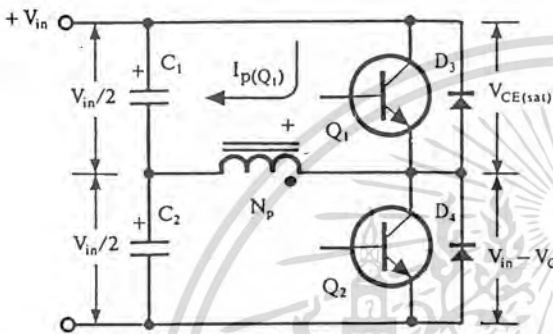
3.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 6.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้

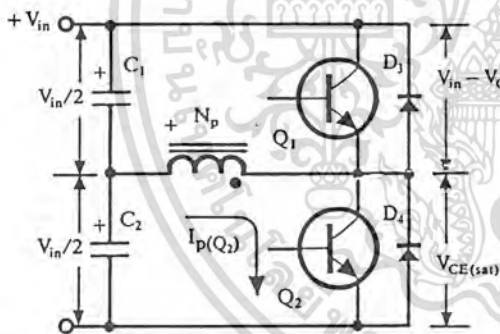


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2(ก) ในขณะที่ Q_1 นำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อม Q_2 เท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$



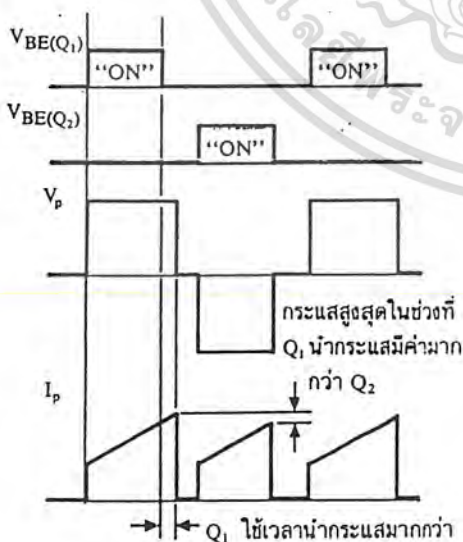
รูปที่ 4.2(ข) ในขณะที่ Q_2 นำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อม Q_1 เท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5 - 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคันดารีจะมีลักษณะเดียวกันกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่ขออธิบายในที่นี้ อีก เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

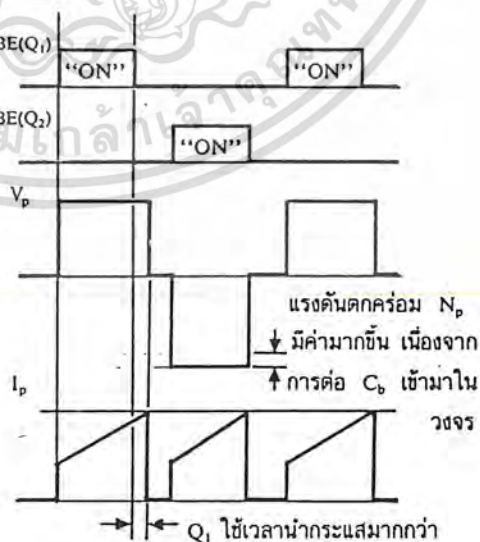
3.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลัก คือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตช์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไฟรอมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อมใน C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีความมากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไฟรอมารีให้มีความมากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 4.3 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน

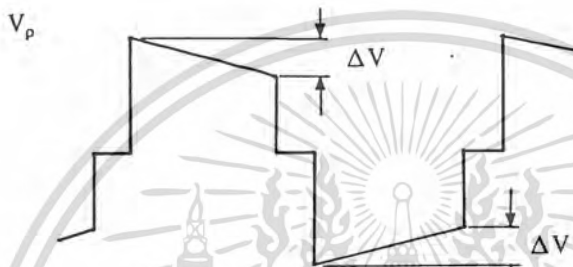


รูปที่ 4.3 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2



รูปที่ 4.3 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เข้ามาในวงจร เพื่อลดความไม่สมมาตรฟลักซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการสื่อสารเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{roop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกรวมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_b คั้นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_b คั้นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกรวมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง (ดูรูปที่ 6.4) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำสุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = \frac{I_{p(pk)} (0.4) T}{\Delta V}$$

โดย $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี

ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์(4.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรในรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟโรมารี จะมีการกลับขึ้นแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโรมารีและลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

3.4 ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเวลาเพื่อ t_D เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ Q_1 และ Q_2 นั้น ถ้าหาก Q_1 และ Q_2 นำกระแสพร้อมๆกัน จะเกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตทันทีซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่นๆในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q_1 และ Q_2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเพื่อ เช่นเดียวกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนั้น

$$t_{ON(max)} = 0.4T \quad \dots\dots(4.2)$$

3.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถหาได้จากสมการของพหุ-พูลคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรทำงานในลักษณะเดียวกัน แต่ในกรณีฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจึงเป็น

$$V_{out} = \frac{2t_{on}N_s}{T.N_p} \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{ce(sat)} \right) - V_D$$

กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2

การคำนวณค่าสูงสุด สามารถทำได้ตามสมการของพหุ-พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต ดังนั้น

$$I_p = \frac{P_{out}T}{\eta V_{in(min)}t_{ON(max)}} + \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{ce(sat)} \right) t_{ON(max)}}{L_p}$$

ถ้ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าน้อยๆ จะเห็นได้ว่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารีของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็น 2 เท่าของวงจรพหุ-พูลคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน (แต่ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบ)

อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s

ถ้าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s หาได้จากสมการที่ (4.4) ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{ce(sat)} \right)}{V_{out} + V_D} \times \frac{2t_{on(max)}}{T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากขดลวดไพรมารี N_p ของฮอลล์ฟริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ N_p จะหาได้จาก

$$N_p = \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{ce(sat)} \right) t_{ON(max)}}{\Delta B_{max} A_e} \times 10^8$$

เอาต์พุตโวลต์ L_0 และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_0

ค่าของเอาต์พุตโวลต์ L_0 และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_0 สามารถทำได้เช่นเดียวกับพูลคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากวงจรทางด้านเอาต์พุตเหมือนกัน

$$L_{0(min)} = \frac{V_{out} + V_D}{4 I_{O(min)}} \left(T - 2t_{ON(max)} \frac{V_{in(min)}}{V_{in(max)}} \right)$$

ค่าต่ำสุดของ L_0 ที่กำหนดจากค่าแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาต์พุต จะหาได้จาก

$$L_{0(min)} = \frac{(V_{out} + V_D) ESR}{2V_{ripple}} \left(T - 2t_{ON(max)} \frac{V_{in(min)}}{V_{in(max)}} \right)$$

และค่าสูงสุดที่ L_0 ที่ค่าเวลาคืนตัวเท่ากับ t_R จะหาได้จาก

$$L_{0(max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(T - t_{ON(max)})}{\Delta I_o \times 2t_{ON(max)}} \times t_R$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงาน ด้วยการเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส และส่งผ่านพลังงานออกไปในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส โดยในแต่ละช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ขดไพรมารี (E) จะมีค่า

$$E = \frac{1}{2} L_p I^2 P(PK)$$

และ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้น กำลังงานที่ใช้ไปหนึ่งคาบเวลาจึงมีค่าเท่ากับ

$$P = \frac{\frac{1}{2} L_p I^2 P(PK)}{T}$$

จาก (3.3) แทนค่าลงใน (3.11) จะได้ว่า

$$P_{IN} = \frac{[(V_{IN(MIN)} - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)}]^2}{2TL_p}$$

ถ้าประสิทธิภาพการส่งผ่านพลังงานของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ η (ประมาณ 65-80% สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย) กำลังที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถจ่ายให้กับโหลดได้จะมีค่า

$$P_{OUT} = \eta P_{IN} = \frac{\eta [(V_{IN(MIN)} - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)}]^2}{2TL_p}$$

ดังนั้น เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังงานได้เท่ากับกำลังงานที่ต้องการด้านเอาต์พุต P_{out} ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p ต้องมีค่าอย่างต่ำเท่ากับ

$$L_p = \frac{[(V_{IN(MAX)} - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)}]^2}{2TP_{OUT}}$$

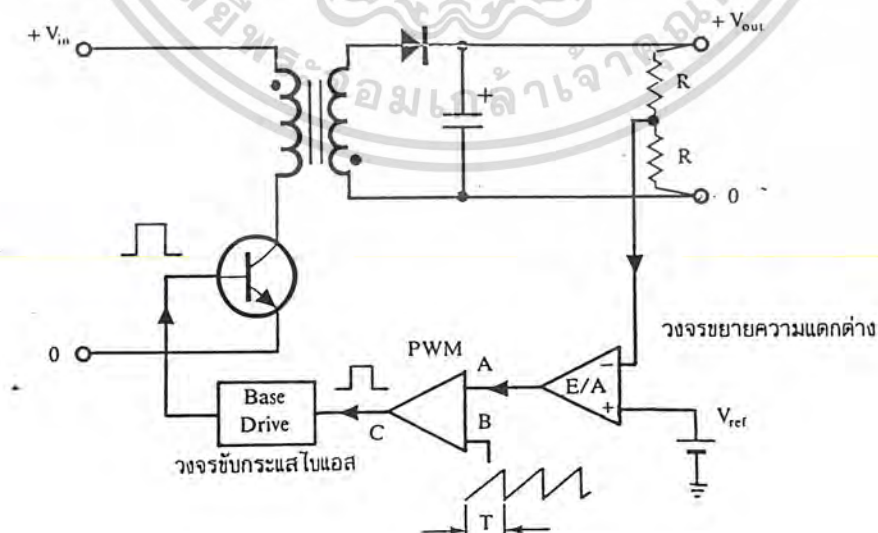
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Mode Control For Switching Power Supply)

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ ใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

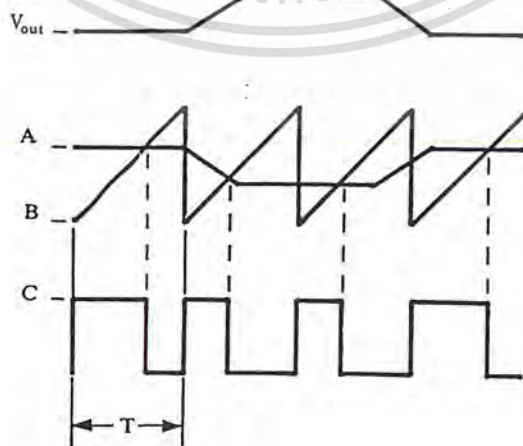
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 5.1



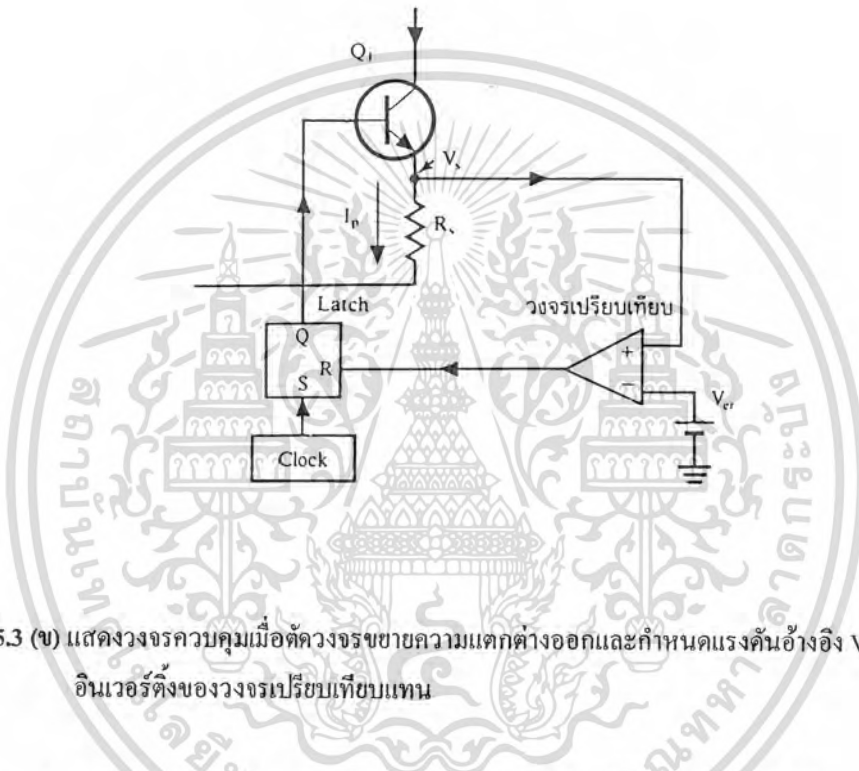
เอกสารนี้เป็นรูปที่ 5.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{out} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ดังนั้น ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 5.2 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 (ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยขยความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

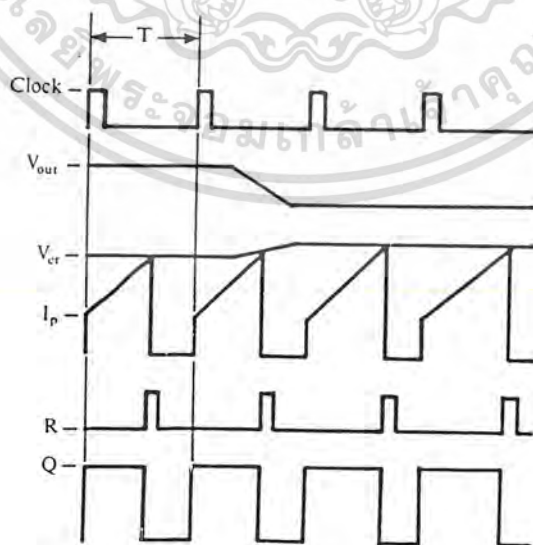
เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะทำให้เกิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารีและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจรถ่าย Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_{ss} ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_{ss} นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_{ss} จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสสั้นลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_{ss} จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรถ่ายควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 5.3 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรถ่ายขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_{ss} มากกว่าแรงดันเอาต์พุตที่วงจรถ่ายขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรถ่ายขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่ยังทำงานจะเป็นดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะการทำงานที่ขั้วต่างๆของวงจรถ่ายควบคุมในโหมดควบคุมกระแส โยชน์ด้านการค้า เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท เทคโนโลยี ประสิทธิภาพสูง จำกัด ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและเงื่อนไขการใช้งาน ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
 2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ชดไพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
 3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
 4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ชดไพรมารี ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของพูช – พูล คอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
 5. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน
- ตัวอย่าง ไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมคควบคุมจากกระแสได้แก่ เบอร์ UC

3842/3/4/5 และ MC 34129 เป็นต้น



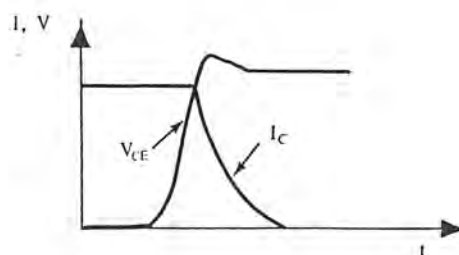
5 วงจร snubber

วงจร snubber (Snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งเรียกกันว่า วงจร RCD snubber

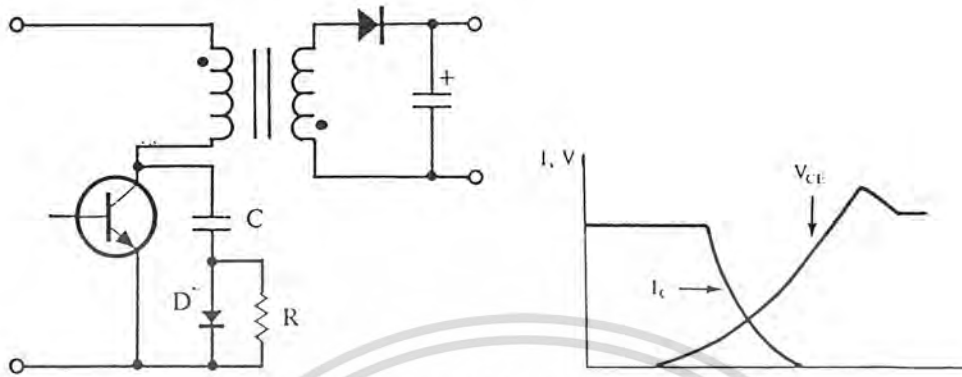
5.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 5.1 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจร snubber อาจทำได้ดังในรูปที่ 6.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 6.1 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วยแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้น ถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ที่ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = I_{p(PK)} \times t_{OFF} / 2V_{in}$$

$$R_1 = t_{ON(min)} / 2 \cdot 3 C_1$$

เมื่อ $I_{p(PK)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

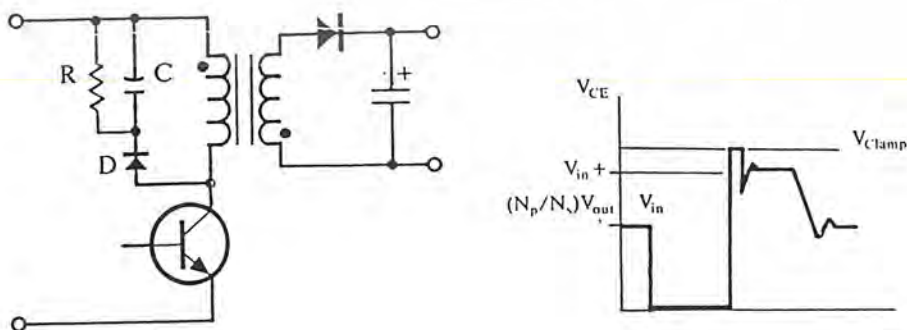
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง คิวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1(2V_{in})}{2T}$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

5.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอร์ดเพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของสแน็บเบอร์กั้นแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสแน็บเบอร์กั้นแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C, แทนนั้นคือ

$$\frac{CV_C^2}{2} = \frac{L_l I_{p(PK)}^2}{2}$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{CEO} - V_{Clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_l I_{p(PK)}^2}{(V_{CE} - V_{CLAMP})^2}$$

เมื่อ L_l คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (leakage inductance)

$I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราตันทแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก $R = t_{OFF(min)} / 2 \cdot 3C$

กำลังงานสูญเสียใน R_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{L_l I_{p(PK)}^2}{2T}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

Diode in Switching Power Supply

6.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์ตัวหนึ่งของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดจะเกิดขึ้นได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานไดโอดที่ความถี่ต่างๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดให้ถูกต้อง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย

ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน โดยไดโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

$$P_D = V_F I_F$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

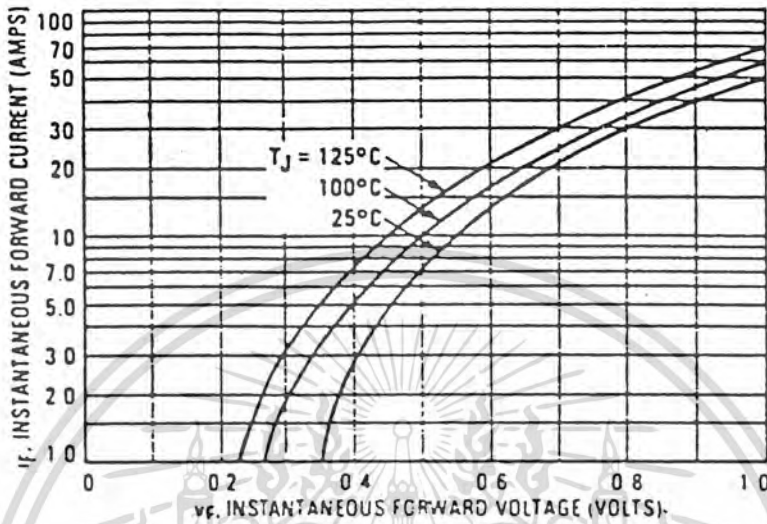
I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดในขณะที่มีแรงดันไบแอสกับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลด

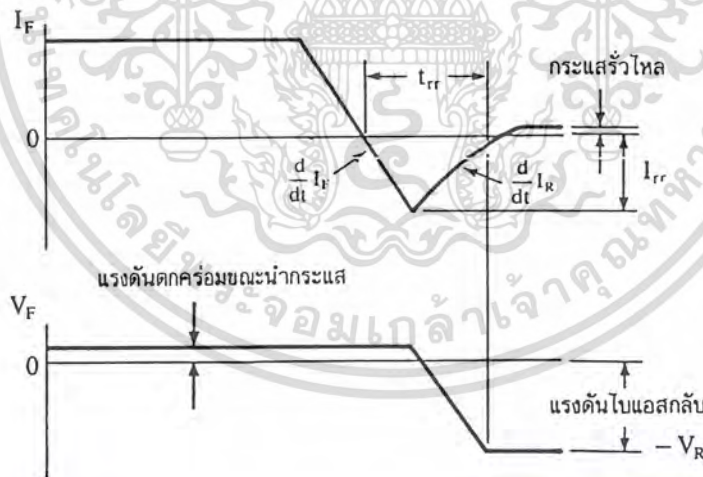
ประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่าช่วงเวลาคืนตัว (reverse recovery time) หรือ t_{rr} ลักษณะตอบสนองต่อแรงดันและกระแสของไดโอดจะเป็นดังรูปที่ 7.2



รูปที่ 7.1 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F I_F$



รูปที่ 7.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

ช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่าง ๆ กันจะให้ค่า t_{rr} ที่แตกต่างกันออกไปด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา t_{rr} นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันแตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้นไปประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งของไดโอดก็คือ ความนุ่มนวลในการคืนตัว (softness recovery) ที่ความถี่สูงๆ ลักษณะการคืนตัวของไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFI ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ค่าความนุ่มนวลในการคืนตัวของไดโอดจะกำหนดโดยค่าความชันที่ขอบขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาคืนตัว dI_r / dt ไดโอดที่มีค่าความชัน dI_r / dt น้อยๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน เกิดขึ้นต่ำๆ แต่จะมีช่วงเวลาคืนตัวมาก และเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย

6.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

- (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- (2) มีช่วงเวลาคืนตัว t_r สั้น
- (3) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอน ไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวน้อยมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

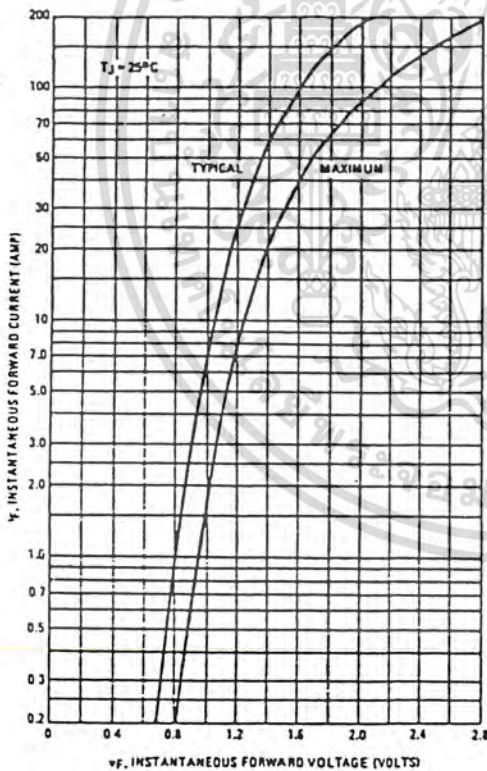
1. ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี ไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุลตราฟาสต์ – รีคัฟเวอรี ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ซอตต์กี ไดโอด (Schottky Diode)

ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี และอุลตราฟาสต์ – รีคัฟเวอรี ไดโอด

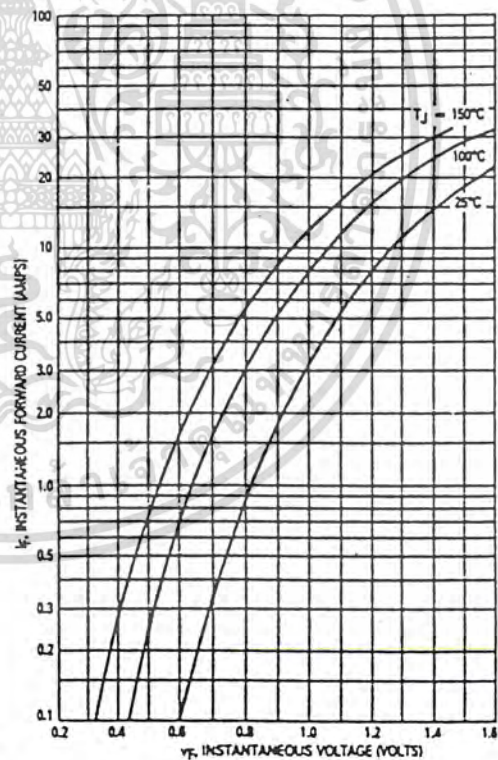
ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว t_r ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟาสต์ – รีคัฟเวอรี ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์ – รีคัฟเวอรี ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว t_r ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์ – รีคัฟเวอรี และอุลตราฟาสต์ – รีคัฟเวอรี แสดงไว้ในรูปที่ 7.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์ – ริกซ์เวอรี และอูลตราฟอสต์ – ริกซ์เวอรีไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



รูปที่ 7.3 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์ – ริกซ์เวอรี (ที่มา : Motorola)



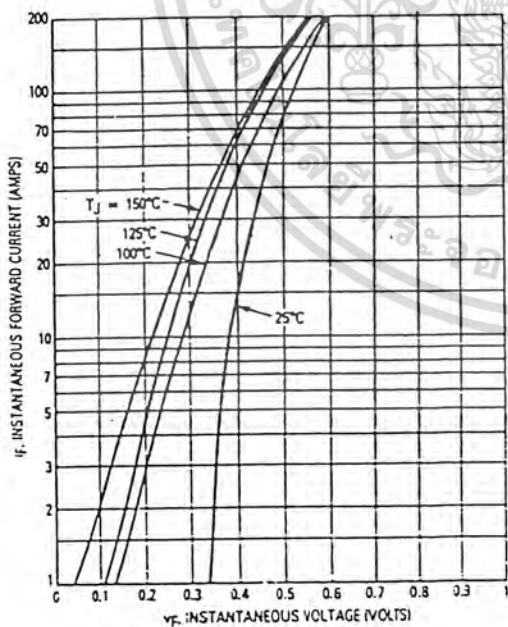
รูปที่ 7.3 (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอูลตราฟอสต์ริกซ์เวอรีไดโอด (ที่มา : Motorola)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

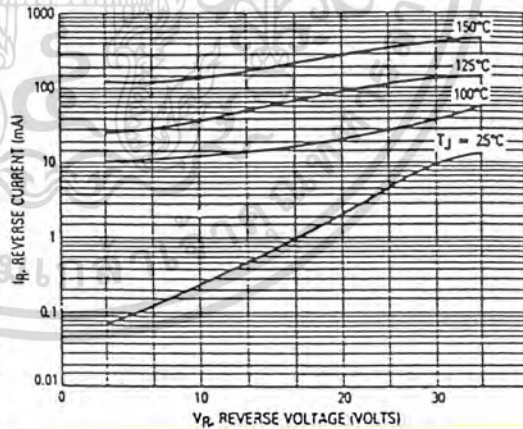
ขอตักไดโอด

ขอตักไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ (ดูรูปที่ 7.4 ประกอบ) จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจาก ฟอสต์ - รีคิฟเวอรีและอูลตราฟอสต์ - รีคิฟเวอรีไดโอด ขอตักไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสม ขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_r ของขอตักไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าขอตักไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ขอตักไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ขอตักไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบัน มีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และขอตักไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 7.4 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมีปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อนำขอตักไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่ง คือ ขอตักไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป



(ก)



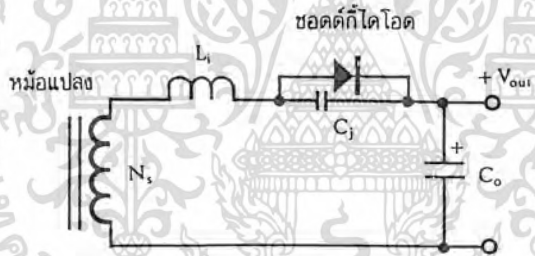
(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ด้วยลิขสิทธิ์และเผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น โปรดอย่าตีพิมพ์หรือแจกจ่ายโดยไม่ได้รับอนุญาต
รูปที่ 7.4 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของขอตักไดโอด (ก) และค่ากระแสรั่วไหลของขอตักไดโอด (ข)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

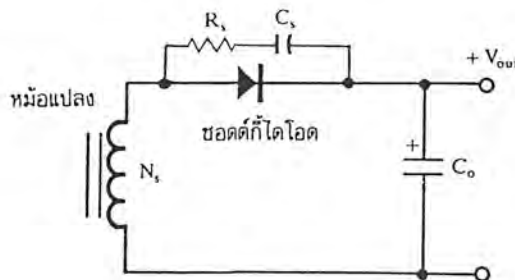
6.3 สนับเบอร์สำหรับชอตต์กีไดโอด

เพราะว่าค่าความจุที่รอยต่อภายใต้ตัวชอตต์กีไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจับวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเซคันดรีมีค่าเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรดังรูปที่ 7.5 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นขณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ชอตต์กีไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สนับเบอร์คร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วย การต่อวงจร RC สนับเบอร์เพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.5 แสดงวงจรรวมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_1 และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_1 ในชอตต์กีไดโอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อจุดประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 7.6 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมชอตต์กีไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวชอตต์กีไดโอด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า R_s ของวงจรสับเบอร์ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$R_s = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{L_l}{C_j}}$$

เมื่อ L_l คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage inductance)

C_j คือ ค่าความจุที่รอยต่อของขดตักที่ไดโอด

N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง

N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนค่าของ C_j จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R_s หาได้จาก

$$P_D = \frac{C_s}{2T} \left(\frac{V_{in} N_s}{N_p} \right)^2$$

เมื่อ V_{in} คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง

T คือ ค่าเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

6.4 การระบายความร้อน

ขณะที่ไดโอดนำกระแสสูงๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไดโอดมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไดโอดจะต้องตัดแผ่นระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อนให้กับไดโอดด้วย ปกติไดโอดจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด T_j อยู่ที่ 150 °C ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิตัวถังต่างๆ ของไดโอดมาในแผ่นคาต้าชีด ก่อนการใช้งานไดโอดจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันการพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและยืดอายุการทำงานของไดโอด

7 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1. ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์ จะมีอัตราทนแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32,60,125,250,300,500,600 และ 700 โวลต์ การกำหนดใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับเป็นสิ่งสำคัญโดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะใช้ ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะลัดวงจร ถ้าอัตราทนแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดอาร์กภายในตัวฟิวส์อาจเป็นไปได้จนอย่างรุนแรงและตัวฟิวส์จะแตกออกได้ ซึ่งเสี่ยงต่อการลัดวงจรไฟภายในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

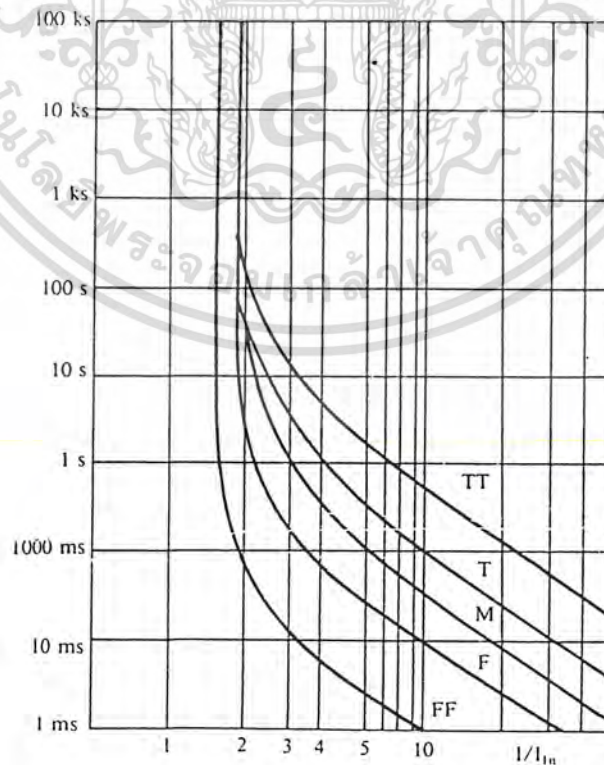
2. ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้ จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอส ด้านอินพุตของวงจรเรกติไฟเออร์ จากรูปที่ 8.4 (ก) จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของวงจรเรกติไฟเออร์ $I_{IN(rms)}$ จะขึ้นกับค่าของโหลด ค่าความต้านทาน R_L และค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ การพิจารณาอัตราทนกระแสของฟิวส์จึงอาจกำหนดได้จากค่า $I_{IN(rms)}$ ของวงจรเรกติไฟเออร์นั่นเอง โดยให้เผื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 เปอร์เซ็นต์ด้วย เพื่อเพิ่มอายุการใช้งาน

ชนิดของฟิวส์ในงานอิเล็กทรอนิกส์

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์อาจแบ่งออกได้เป็น 5 ชนิด ขึ้นอยู่กับความเร็วในการตัดวงจรของฟิวส์ ดังนี้คือ

1. ฟิวส์ขาดเร็วมาก FF (Very Quick Acting)
2. ฟิวส์ขาดเร็ว F (Quick Acting or Normal Blow)
3. ฟิวส์ขาดช้าปานกลาง M (Medium Time Lag)
4. ฟิวส์ขาดช้า T (Time Lag / Time Delay or Slow Blow)
5. ฟิวส์ขาดช้ามาก TT (Long Time Lag)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 8.7 แสดงตัวอย่างภาพแสดงความเร็วในการตัดวงจรที่ค่ากระแสแสดงต่างๆของฟิวส์ทั้ง 5 ชนิด
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟิวส์ชนิดขาดเร็วมาก (FF) เหมาะสมสำหรับใช้ป้องกันอุปกรณ์พวกสารกึ่งตัวนำเนื่องจากฟิวส์จะตัดวงจรอย่างรวดเร็วเมื่อกระแสเกิน ฟิวส์ชนิดขาดเร็ว (F) มักใช้สำหรับป้องกันการลัดวงจรทั่วไปและวงจรที่ไม่มีกระแสกระชากขณะเริ่มทำงาน ฟิวส์ชนิดขาดช้าปานกลาง (M) จะมีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำจึงมักใช้ในวงจรที่มีแรงดันใช้งานต่ำ และสามารถทนกระแสกระชากขณะเริ่มทำงานได้ที่ค่าไม่สูงนัก ฟิวส์ชนิดขาดช้า (T) และฟิวส์ชนิดขาดช้ามาก (TT) สามารถยอมให้กระแสกระชากผ่านตัวมันที่ค่าสูงกว่าค่าอัตราทนกระแสปกติของมันได้ในช่วงเวลาสั้นๆ โดยไม่ตัดวงจร และกระแสกระชากที่ฟิวส์ชนิดนี้ยอมให้ผ่านตัวมันได้ อาจมีค่าสูงได้ถึง 20 เท่าของค่าอัตราทนกระแสปกติของมัน

โดยทั่วไปแล้ว สวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้า (T) สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์ เพราะในขณะเริ่มทำงานมักมีกระแสกระชากเนื่องจากตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ การใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้าจะทำให้ฟิวส์ไม่ตัดวงจรขณะเปิดเครื่อง

ข้อสังเกตสำหรับฟิวส์ที่ดีก็คือ จะต้องมีการ์หมายแสดงค่าอัตราทนแรงดัน อัตราทนกระแส และชนิดของฟิวส์ แสดงอยู่บนตัวฟิวส์ด้วยเพื่อป้องกันการสับสน ฟิวส์จัดเป็นอุปกรณ์เพื่อความปลอดภัยและจะต้องมีความเชื่อถือได้ในแง่ความปลอดภัยสูง การเลือกใช้ฟิวส์ควรเลือกใช้ฟิวส์ที่ได้มาตรฐานความปลอดภัยด้วย เช่น ฟิวส์ที่มีเครื่องหมายรับรองคุณภาพของ UL, VDE หรือ BSI เป็นต้น (ดูรูปที่ 8.8 ประกอบ)



UL



CSA



BSI



VDE

เอกรูปที่ 8.8 แสดงเครื่องหมายมาตรฐานความปลอดภัยของประเทศต่างๆ คือ UL/อเมริกา, CSA/แคนาดา, BSI/อังกฤษ และ VDE/เยอรมนี ในด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง สำหรับเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

เริ่มต้นที่แหล่งจ่ายไฟของส่วนคอนเวอร์เตอร์ แรงดันกระแสสลับ 220 โวลต์ ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริจิด์ และผ่านการกรองของตัวเก็บประจุ ได้ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 310 โวลต์ แบ่งแรงดันด้วยความต้านทาน และผ่านเข้าคอนเวอร์เตอร์ซึ่งคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เป็นสวิตซ์สร้างพัลส์ความถี่ประมาณ 22 kHz มีขนาด 310 Vpp และลดขนาดลงเป็นพัลส์ขนาด 60 Vpp ออกทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

ความถี่ในการสวิตชิงของคอนเวอร์เตอร์ จะถูกควบคุมจากไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งเป็น PWM ทำหน้าที่สร้างพัลส์ ขนาด 15 Vpp ผ่านเข้าทางวงจรไดรเวอร์(ทรานซิสเตอร์ TIP 31 ,TIP 32) แล้วไปควบคุมขาเกจของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อควบคุมการสวิตชิง

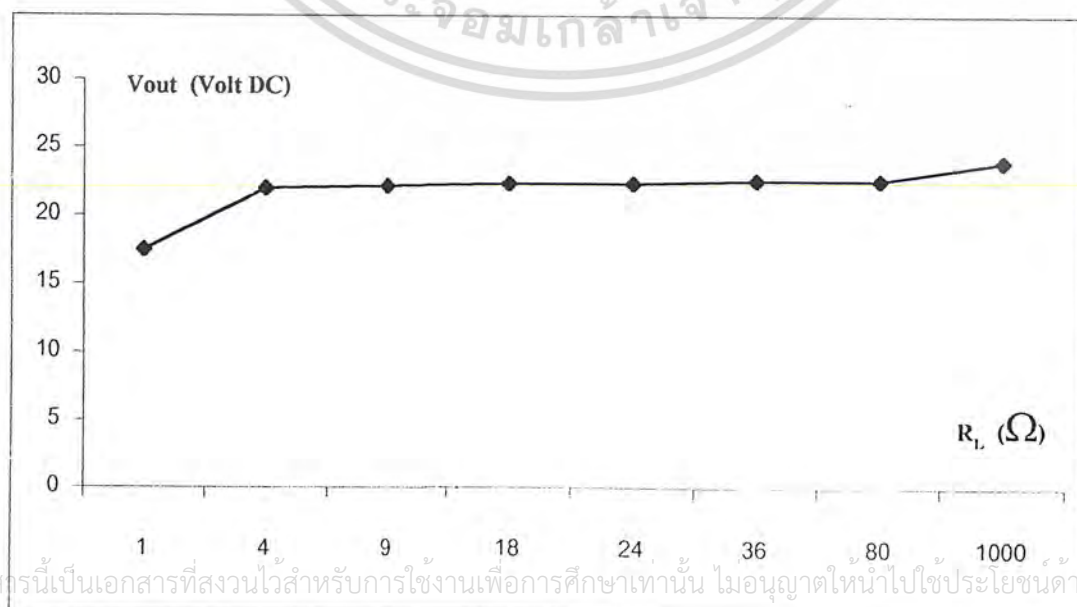
ทางด้านเอาพุตของหม้อแปลงสวิตชิงซึ่งเป็นแบบเซ็นเตอร์แทป ต่อกับฮัลฟบริจิด์เพื่อเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น จะได้พัลส์เต็มคลื่นซึ่งมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่เดิมคือ 44 kHz กรองแรงดันและกระแสด้วยตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้ได้แรงดันที่เอาพุตเป็นกระแสตรง ขนาด 24 โวลต์

การควบคุมกระแสทางด้านเอาพุต ทำได้โดยการควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ออกมาจากวงจร PWM โดยถ้าพัลส์มีความกว้างมากจะทำให้กระแสออกทางด้านเอาพุตมาก และถ้าพัลส์แคบกระแสที่ออกจะมีน้อย การควบคุมความกว้างของพัลส์นั้นทำโดยการป้อนกลับด้วยแรงดันจากทางด้านเอาพุต Shunt ซึ่งจะเป็นแรงดันมีค่าน้อยมาก มาขยายขึ้นด้วยวงจรขยาย(LM 358) เปรียบเทียบกับคอมพาราเตอร์ (LM 339) และมาลบกับสัญญาณที่ส่งมาจาก MCS51 ด้วยวงจร Error Amp ซึ่งเป็น Op Amp ที่อยู่ใน SG3526 เพื่อควบคุมความกว้างของพัลส์

ผลการทดลอง

ตารางที่ 1 การทดลองหา Load Regulation , กำลังสูงสุด , ประสิทธิภาพ , แรงดันเอาต์พุต และ กระแสขณะ Short Load ที่เพาเวอร์ซัพพลายสามารถจ่ายได้

R_L Ω	Input		Out Put			ประสิทธิภาพ (%)
	I_{in} (A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	$Po/Pi \times 100$
No Load	0	0	24.0	0	0	-
80	0.05	11.00	22.6	0.28	6.34	57.64
36	0.10	22.00	22.6	0.62	14.01	63.68
24	0.14	30.80	22.4	0.93	20.83	67.63
18	0.18	39.60	22.4	1.24	27.78	70.16
9	0.29	63.80	22.2	2.47	54.83	85.94
4	0.62	316.40	22.00	5.50	121.00	88.71
1	1.98	435.60	17.50	17.50	306.25	70.30
0				20.00		



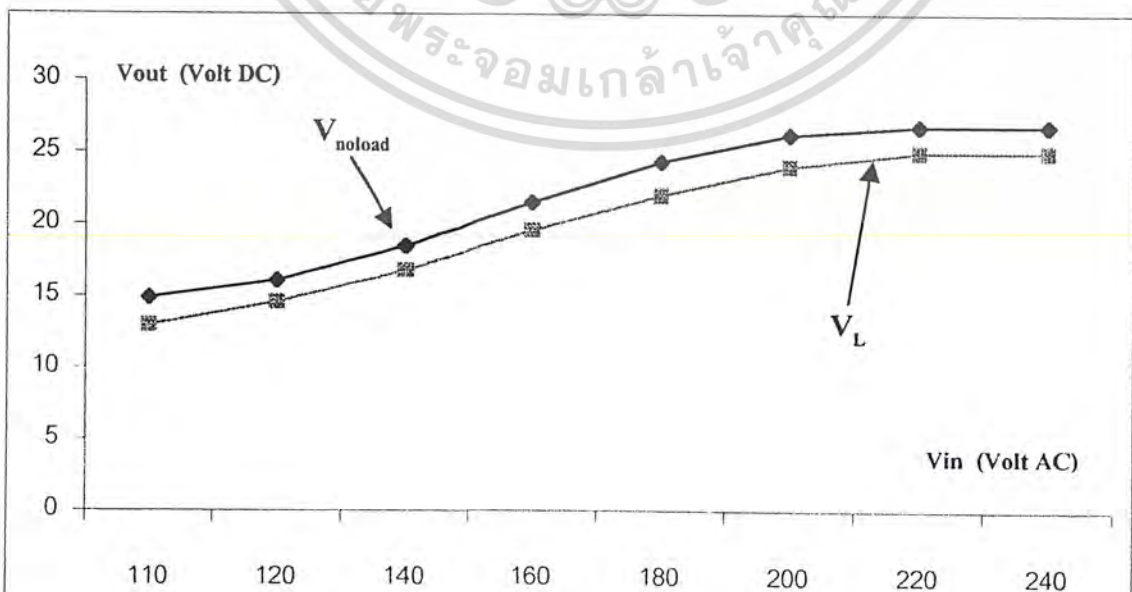
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟที่ 1

แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_{out} กับ โหลด R_L

ตารางที่ 2 การทดลองหาช่วงแรงดันอินพุตที่ยอมรับได้ และ Line Regulation ($R_L = 19.6 \Omega$)

V_{in} (Vac)	Input		Out Put				ประสิทธิภาพ (%)
	I_{in} (A)	P_{in} (W)	V_{noload}	V_L (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	
110	0.13	14.3	14.90	13.0	0.66	8.58	60.0
120	0.15	18.0	16.10	14.6	0.74	10.80	60.0
140	0.18	25.2	18.50	16.8	0.86	14.45	57.34
160	0.21	33.6	21.50	19.6	1.00	16.60	49.41
180	0.23	41.4	24.30	22.0	1.12	24.71	59.69
200	0.25	50.0	26.20	24.0	1.22	29.38	58.75
220	0.23	50.6	26.80	25.0	1.28	32.00	63.24
240	0.24	57.6	26.80	25.0	1.28	32.00	55.56



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟที่ 2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเข้าพุต (V_{out}) กับแรงดันอินพุต (V_{in})

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองตารางที่ 1 และ กราฟรูปที่ 1 จะได้ว่า

$$\%Load - regulation = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta R_L} \times 100 = \frac{22.6 - 22}{80 - 4} \times 100 = 0.79\%$$

ที่โหลดเท่ากับ 1 Ω

Out Put

กระแสเอาต์พุต	:	i_{out}	=	17.5 A
Normalize Power	:	P_{Norm}	=	306.25 Watt

In Put

กระแสอินพุต	:	i_{in}	=	1.98 A
แรงดันอินพุต	:	V_{in}	=	220 Vac
Power - Input	:	P_{in}	=	435.6 Watt

กระแสขณะ Short Load เท่ากับ 20 A

ดังนั้นประสิทธิภาพเท่ากับ

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{435.6}{306.25} \times 100 = 70.30\%$$

จากตารางที่ 2 และ กราฟที่ 2 จะพบว่า

ที่แรงดันอินพุตระหว่าง 200 ถึง 240 โวลต์ (Norminal = 220 Vac) สามารถให้ค่าแรงดันเอาต์พุต (กระแสตรง) เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 24 ถึง 25 โวลต์ ซึ่งเป็นช่วงที่ยอมรับได้(สังเกตได้จากกราฟที่ 2 ในช่วง 200 – 240 โวลต์ กราฟจะมีความชันน้อยมาก)

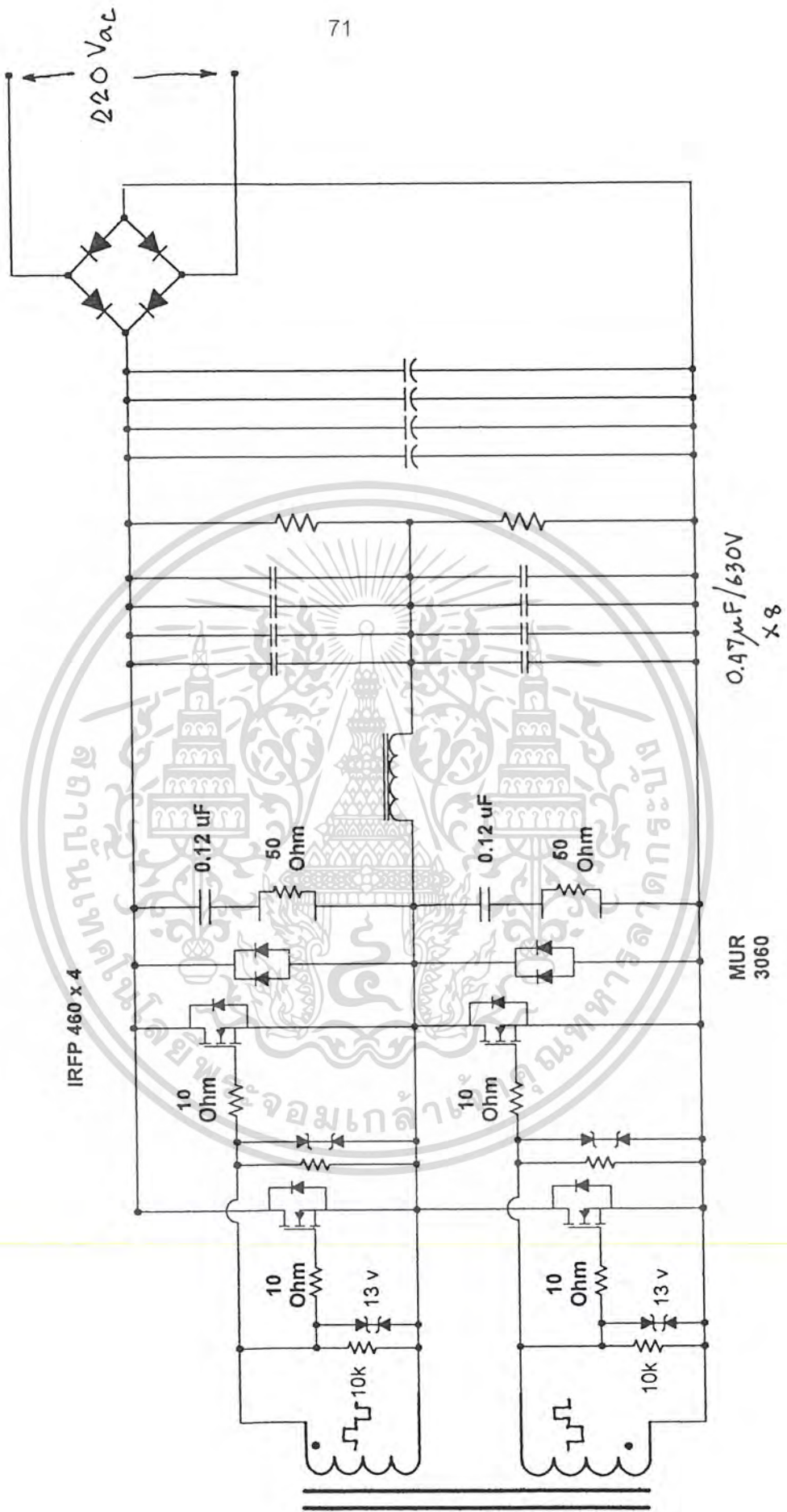
เมื่อ $V_{in} = 200 \text{ Vac}$ จะได้ $V_{out} = 24 \text{ Vdc}$ และ ประสิทธิภาพเท่ากับ 58.75%

และ $V_{in} = 240 \text{ Vac}$ จะได้ $V_{out} = 25 \text{ Vdc}$ และ ประสิทธิภาพเท่ากับ 55.56%

ดังนั้นจะได้

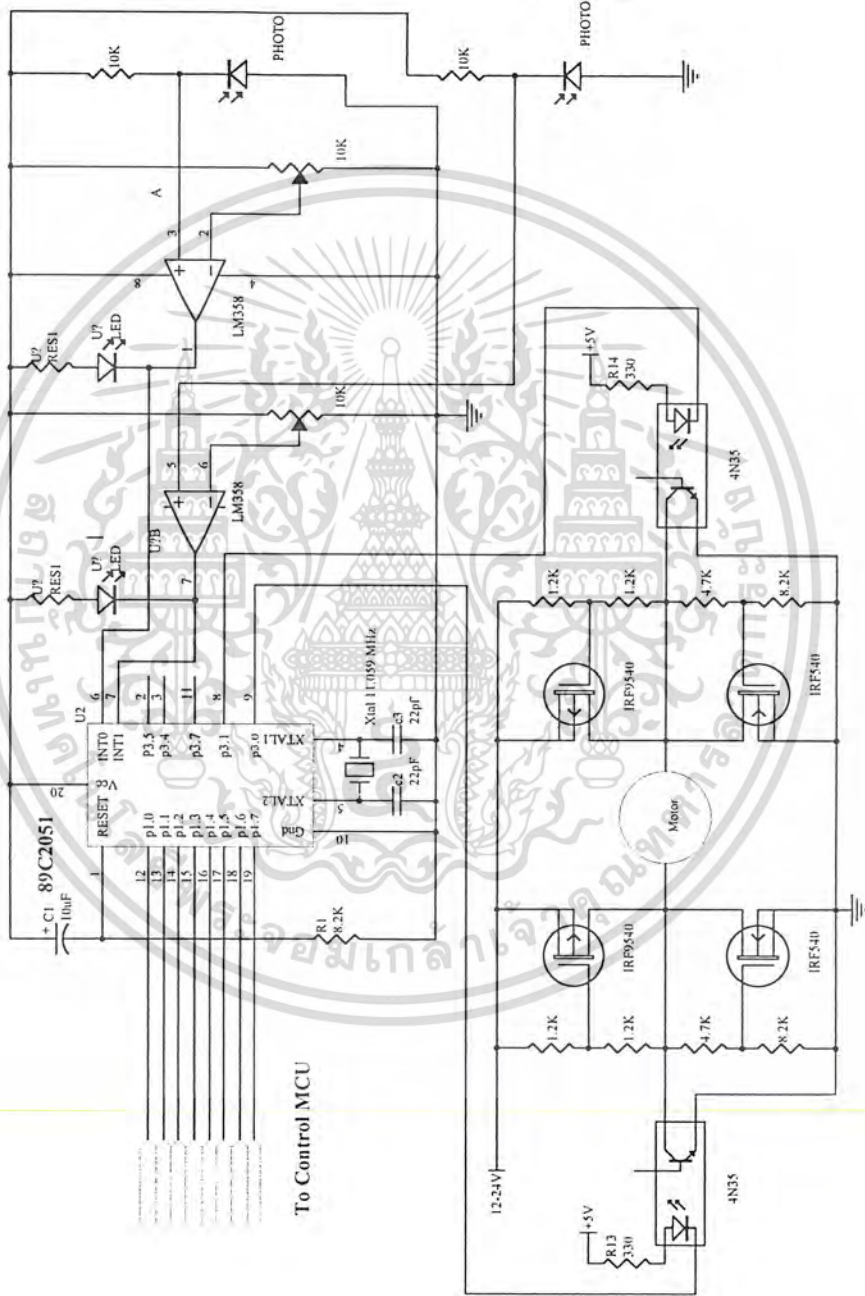
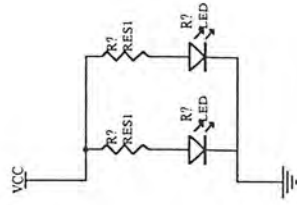
$$\%Line + regulation = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \times 100 = \frac{25 - 24}{240 - 200} \times 100 = 2.5\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ผู้อื่นนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรมอนิเตอร์เสียง

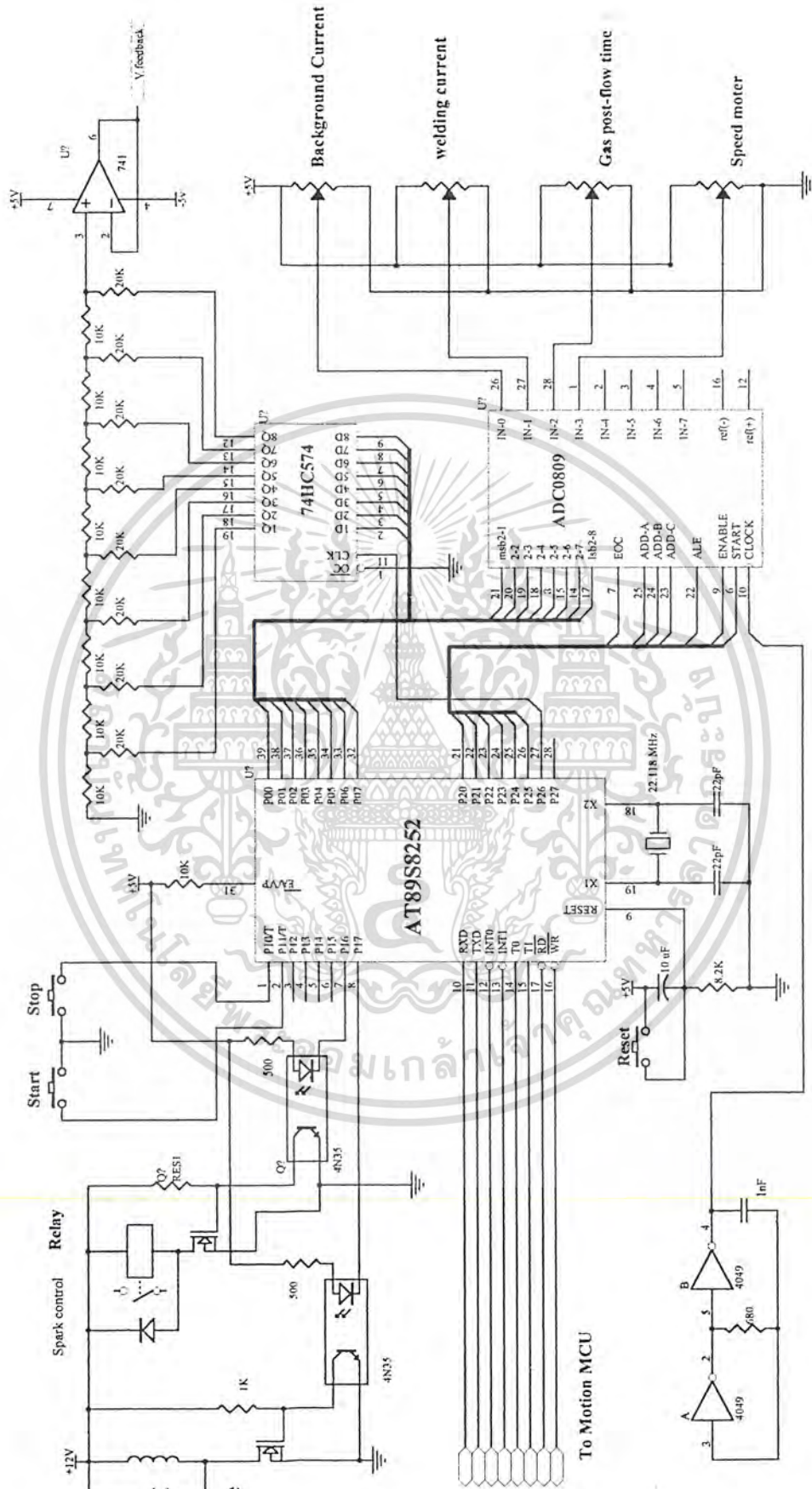
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างชื่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



To Control MCU

Motion MCU Board

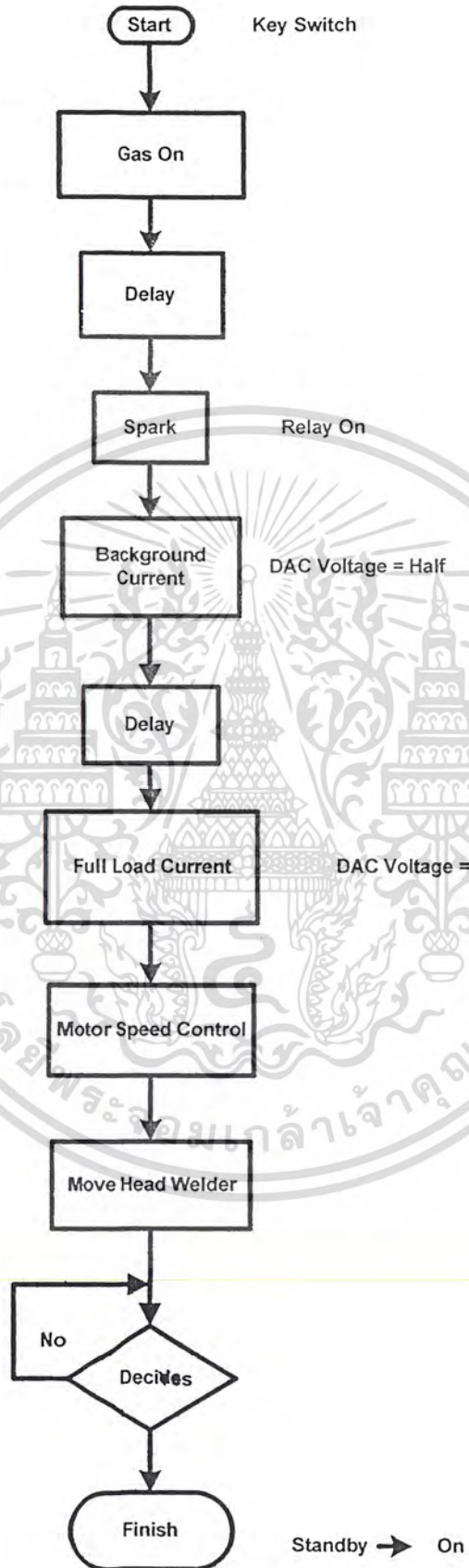
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



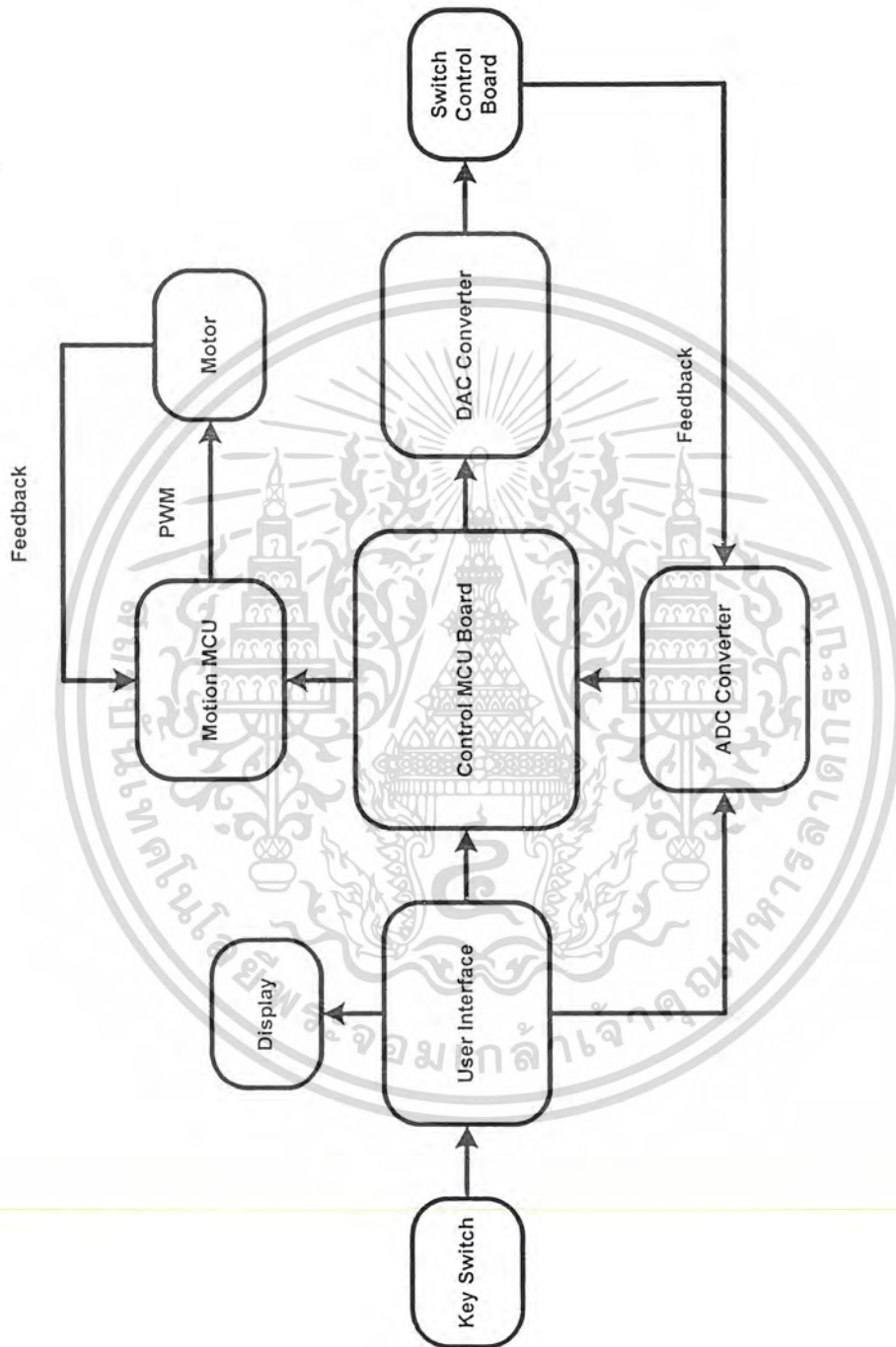
Control MCU Board

Title	Size	Number
	B	

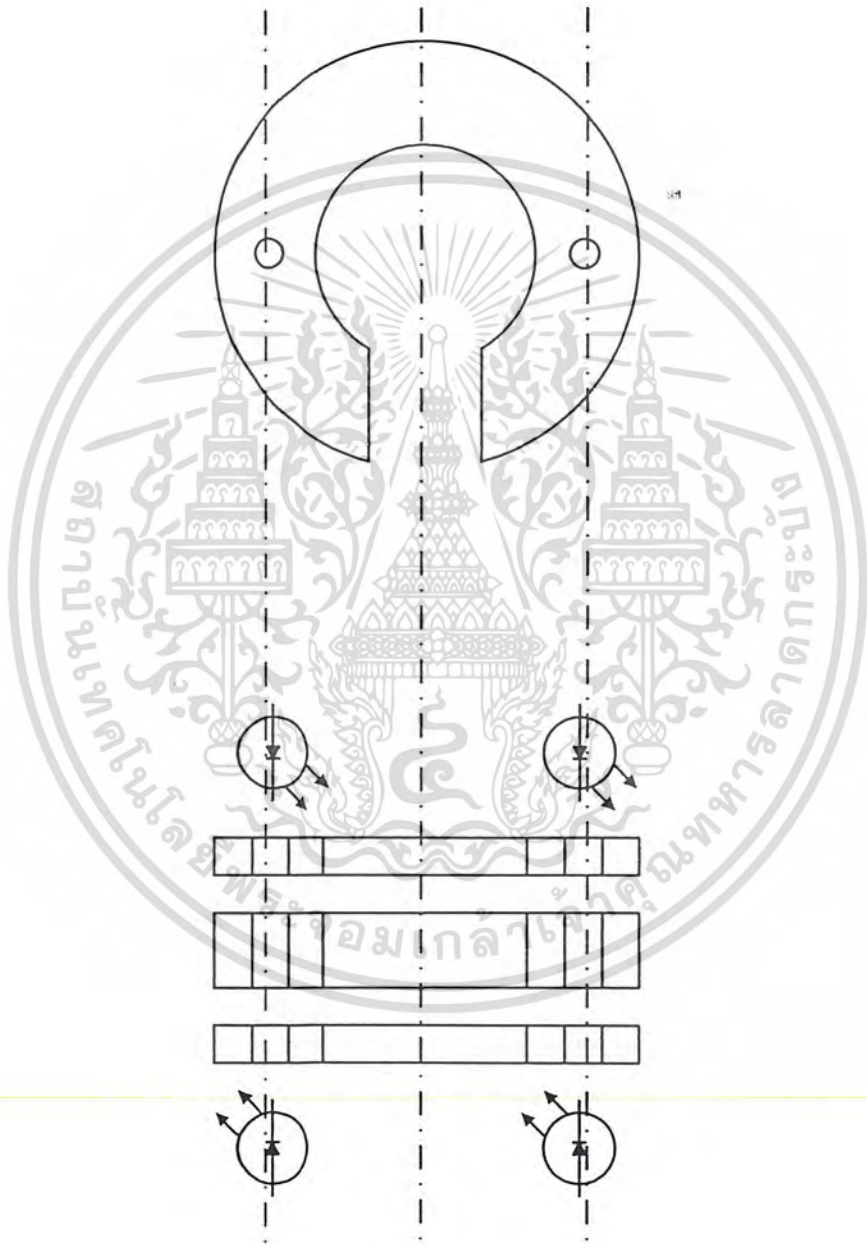
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

rogram Control MCU
:9s8252 at 22.118 Mhz

```
org 0000h
add0 equ p2.0
add1 equ p2.1
add2 equ p2.2
eoc equ p2.3
startb equ p2.4
oe equ p2.5
ch0 equ 08h ;gas pre-flow time
ch1 equ 09h ;background current
ch2 equ 0ah ;gas post-flow time
ch3 equ 0bh ;moter speed
gas_bit equ p1.7 ;active high
spark_bit equ p1.6 ;active high
dac_out equ p2.6
moter_start equ p3.6 ;active low
finish_bit equ p3.7 ;active low
start_bit equ p1.0 ;active low
stop_bit equ p1.1 ;active low
led_operate equ p1.5 ;active low
led_standby equ p1.4 ;active low
```

***** main *****

```
main: acall initial
start: jb start_bit,$
      jnb start_bit,$
      setb led_standby
      clr led_operate ; LED status
      acall adc
      acall gaspre
      acall bg
      acall spark_on
      acall full
      acall spark_off
      acall speed
check: jnb stop_bit,stop
      jb finish_bit,check ;active low
stop: setb moter_bit
      acall bg ;down to background
      acall delay10m ;slop
      acall off ;down to 0
      acall gaspost ;gas post time
      setb led_operate
      clr led_standby ;LED status
      ajmp start
```

***** subroutine *****

```
initial: mov sp,#20h
        mov p1,#00111111b
        clr oe
        mov p0,#00000000b
        clr dac_out
        set dac_out
        mov p3,#11111111b
        clr led_standby
        setb led_operate
        ret
```

```
adc: mov p2,#11111101b ;base chx adc
chx: call conver
      mov ch1,a
      mov p2,#11111100b
      call conver
      mov ch2,a
      mov p2,#11111111b
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารราชการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อบกพร่องทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

call conver
mov ch3,a
mov p2,#11111110b
call conver
mov ch0,a
ret
conver: setb startb
nop
clr startb
jb eoc,$
jnb eoc,$
setb oe
nop
mov a,p0
clr oe
ret
*****
gaspre: mov r2,ch0 ;gas pre-flow time 0-2.5s
setb gas_bit ;open gas
call delay_gas
ret
*****
bg: mov p0,ch1 ;out background current
clr dac_out
setb dac_out
ret
*****
gaspost: mov r2,ch2 ;gas post-flow time 0-25s
g0: call delay100m
djnz r2,g0
clr gas_bit ;close gas
ret
*****
speed: push a
mov a,ch3
mov b,#4
div ab
orl a,#11000000b
clr moter_start ;active low
pop a
ret
*****
full: mov p0,#1111111b
clr dac_bit
setb dac_bit
ret
*****
spark_on: setb spark_bit
ret
*****
park_off: clr spark_bit
ret
*****
off: mov p0,#0000000b
clr dac_bit
setb dac_bit
ret
*****
elay_gas: call delay10m
djnz r2,delay_gas
ret
elay100m: mov r4,#10
d2: call delay10m
djnz r4,d2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมายและต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ret
delay10m: mov r3,#9
           dx: call delay1m
           djnz r3,dx
delay1m:  mov r1,#20
           dl: mov r0,#100
           djnz r0,$
           djnz r1,d1
           ret
           end
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Motion MCU
39c4051 at 22.118 Mhz
org 000h

; reset	1	U	20	vcc
; rx p3.0	2		19	p1.7
; tx p3.1	3		18	p1.6
; xtall	4		17	p1.5
; xtal2	5		16	p1.4
; i1 p3.2	6		15	p1.3
; i2 p3.3	7		14	p1.2
; t0 p3.4	8		13	p1.1
; t1 p3.5	9		12	p1.0
; gnd	10		11	p3.7

start_bit equ p1.6 ;active low
finish_bit equ p1.7 ;active low
dir_m1 equ p3.0
m1 equ p3.1
led1 equ p3.4 ;active low
led2 equ p3.5 ;active low

***** main *****

main: call delay
start: call initial
call wait
jz start ;if speed=0 wait for value
setb finish_bit
d0: call pwm
mov r5,#100
d1: mov r6,#100
djnz r6,\$
djnz r5,d1
djnz r4,d0 ;delay for start time
call pwm
call check
call reverse
jmp start

***** subroutine *****

initial: mov p1,#1111111b
mov p3,#1111111b
mov r4,#100
clr finish_bit
ret

check: jb start_bit,pause
call pwm
jb led1,check
jb led2,check
setb m1 ;if led2 active
setb dir_m1 ;stop moter
jmp return

pause: call wait

return: ret

reverse: clr finish_bit
clr dir_m1
setb m1 ;reverse

jnb led1,reverse

loop: setb dir_m1

call delay

clr dir_m1

call delay

call delay

jb led1,loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติมให้ติดต่อขอข้อมูลจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        jb led2,loop
        setb dir_m1                ;stop moter
        ret
*****
        pwm: mov r1,#65            ;total pwm value
            mov r2,a              ;logic 1 value
high:   clr m1                    ;start moter
        dec r1
        djnz r2,high
        low: setb m1              ;stop moter
            dec r7
            djnz r1,low
            clr m1                ;finish pwm
            ret
*****
        wait: jnb start_bit,value
        stop: setb m1
            setb dir_m1
            jmp wait
        value: mov a,p1
            anl a,#00111111b
            ret
*****
        delay: mov r0,#100
            djnz r0,$
            ret
        end

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

General Description

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

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

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

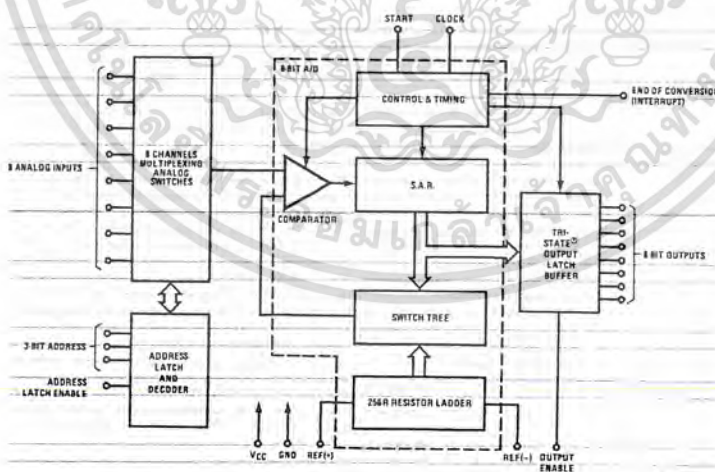
Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

Key Specifications

- Resolution 8 Bits
- Total Unadjusted Error $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Single Supply 5 V_{DC}
- Low Power 15 mW
- Conversion Time 100 μ s

Block Diagram

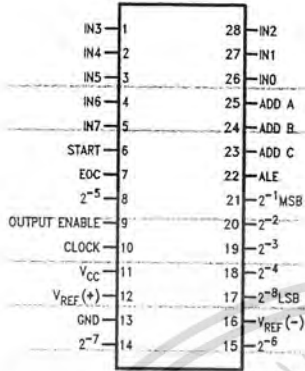


See Ordering Information

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

Connection Diagrams

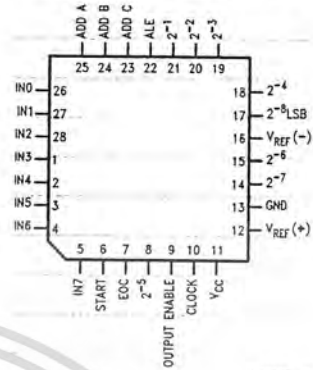
Dual-In-Line Package



DS005672-11

Order Number ADC0808CCN or ADC0809CCN
See NS Package J28A or N28A

Molded Chip Carrier Package



DS005672-12

Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV
See NS Package V28A

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		-40°C to +85°C			-55°C to +125°C
Error	±½ LSB Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCV	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	±1 LSB Unadjusted	ADC0809CCN	ADC0809CCV		
Package Outline		N28A Molded DIP	V28A Molded Chip Carrier	J28A Ceramic DIP	J28A Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 2, 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin Except Control Inputs	-0.3V to ($V_{CC}+0.3V$)
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A=25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C

Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 8)	400V

Operating Conditions (Notes 1, 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
Range of V_{CC} (Note 1)	4.5 V_{DC} to 6.0 V_{DC}

Electrical Characteristics

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

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

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V$ $I_{OUT} = -360\mu A$ $I_{OUT} = -10\mu A$		2.4 4.5		V(min) V(min)
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	μA μA

Electrical Characteristics

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μs
t_{H1}, t_{H0}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 6)		125	250	ns
t_{1H}, t_{0H}	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 6)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μs
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		8+2	μs Clock Periods
C_{IN}	Input Capacitance	AI Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	AI TRI-STATE Outputs		10	15	pF

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

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

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

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

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

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

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

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Functional Description

Multiplexer. The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. *Table 1* shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE 1.

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

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

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

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

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

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

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

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

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

Functional Description (Continued)

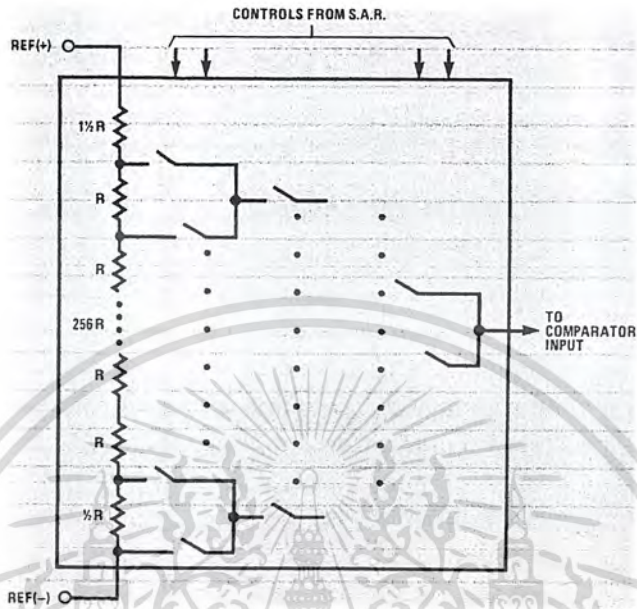


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

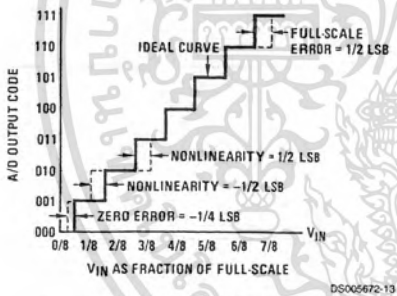


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

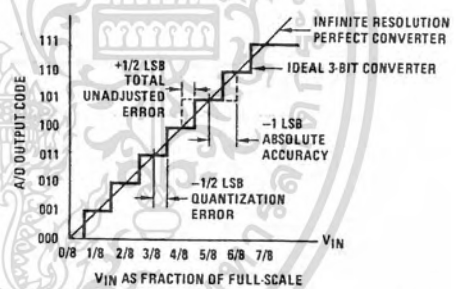


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve



FIGURE 4. Typical Error Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timing Diagram

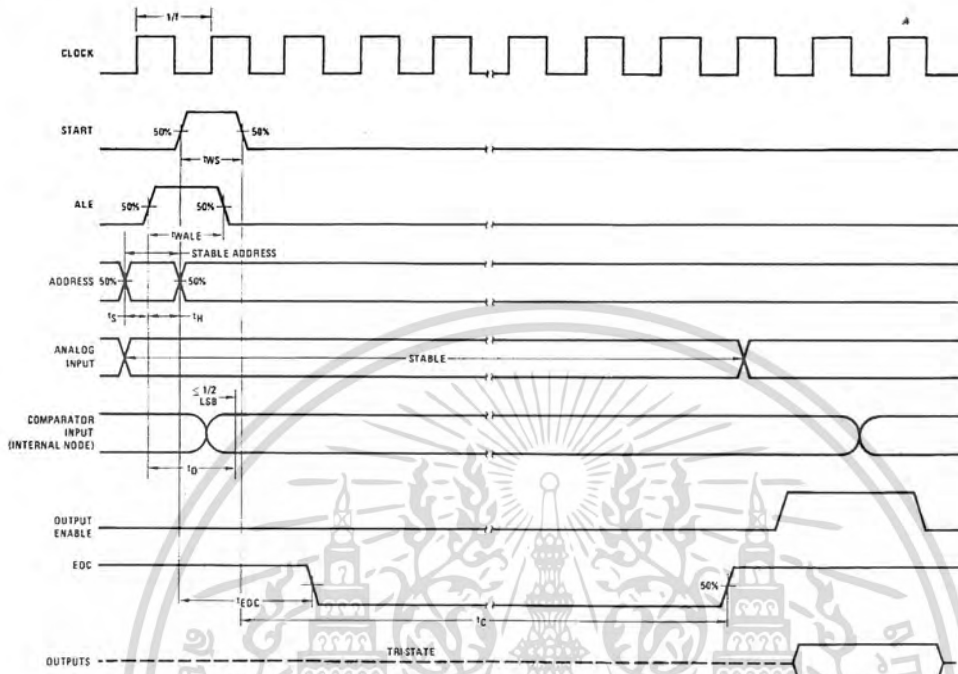


FIGURE 5.

DS00672-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

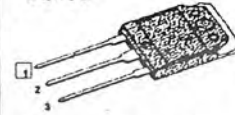
- ◆ Avalanche Rugged Technology
- ◆ Rugged Gate Oxide Technology
- ◆ Lower Input Capacitance
- ◆ Improved Gate Charge
- ◆ Extended Safe Operating Area
- ◆ Lower Leakage Current: 10µA (Max.) @ $V_{DS} = 500V$
- ◆ Lower $R_{DS(ON)}$: 0.197Ω (Typ.)

$$BV_{DSS} = 500 V$$

$$R_{DS(on)} = 0.25\Omega$$

$$I_D = 22 A$$

TO-3P



1.Gate 2. Drain 3. Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Characteristic	Value	Units
V_{DSS}	Drain-to-Source Voltage	500	V
I_D	Continuous Drain Current ($T_C=25^\circ C$)	22	A
	Continuous Drain Current ($T_C=100^\circ C$)	13.4	
I_{DM}	Drain Current-Pulsed (1)	88	A
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (2)	2151	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (1)	22	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (1)	27.8	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (3)	3.5	V/ns
P_D	Total Power Dissipation ($T_C=25^\circ C$)	278	W
	Linear Derating Factor	2.22	
T_J, T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ C$
T_L	Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8. from case for 5-seconds	300	

Thermal Resistance

Symbol	Characteristic	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.45	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

©1999 Fairchild Semiconductor Corporation

Rev. B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics ($T_c=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Characteristic	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Condition
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta BV/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coeff.	—	0.69	—	V/°C	$I_D=250\mu A$ See Fig 7
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=5V, I_D=250\mu A$
I_{GSS}	Gate-Source Leakage, Forward	—	—	100	nA	$V_{GS}=30V$
	Gate-Source Leakage, Reverse	—	—	-100		$V_{GS}=-30V$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	10	μA	$V_{DS}=500V$
		—	—	100		$V_{DS}=400V, T_c=125^\circ\text{C}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-State Resistance	—	—	0.25	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=11A$ (4)
g_{fs}	Forward Transconductance	—	17.31	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=11A$ (4)
C_{iss}	Input Capacitance	—	3940	5120	pF	$V_{GS}=0V, V_{DS}=25V, f=1\text{MHz}$ See Fig 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	465	535		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	215	250		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	27	65	ns	$V_{DD}=250V, I_D=22A,$ $R_G=5.3\Omega$ See Fig 13 (4) (5)
t_r	Rise Time	—	30	70		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	150	310		
t_f	Fall Time	—	43	95		
Q_g	Total Gate Charge	—	182	236	nC	$V_{DS}=400V, V_{GS}=10V,$ $I_D=22A$ See Fig 6 & Fig 12 (4) (5)
Q_{gs}	Gate-Source Charge	—	26	—		
Q_{gd}	Gate-Drain (Miller) Charge	—	79.6	—		

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

Symbol	Characteristic	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Condition
I_S	Continuous Source Current	—	—	22	A	Integral reverse pn-diode in the MOSFET
I_{SM}	Pulsed-Source Current (1)	—	—	88		
V_{SD}	Diode Forward Voltage (4)	—	—	1.4	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=22A, V_{GS}=0V$
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	528	—	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=22A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	8.35	—	μC	$di_F/dt=100A/\mu\text{s}$ (4)

Notes:

- (1) Repetitive Rating: Pulse Width Limited by Maximum Junction Temperature
- (2) $L=8\text{mH}, I_{AS}=22A, V_{DD}=50V, R_G=27\Omega$, Starting $T_J=25^\circ\text{C}$
- (3) $I_{SD} \leq 22A, di/dt \leq 300A/\mu\text{s}, V_{DD} \leq BV_{DSS}$, Starting $T_J=25^\circ\text{C}$
- (4) Pulse Test: Pulse Width = $250\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$
- (5) Essentially Independent of Operating Temperature

Fig 1. Output Characteristics

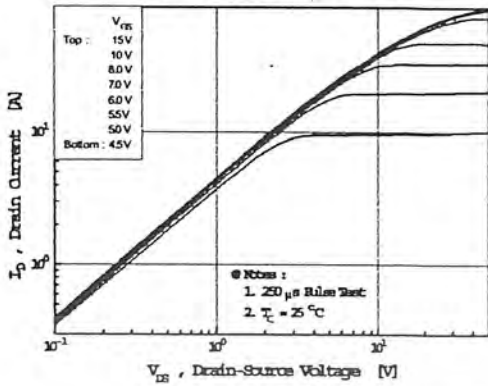


Fig 2. Transfer Characteristics

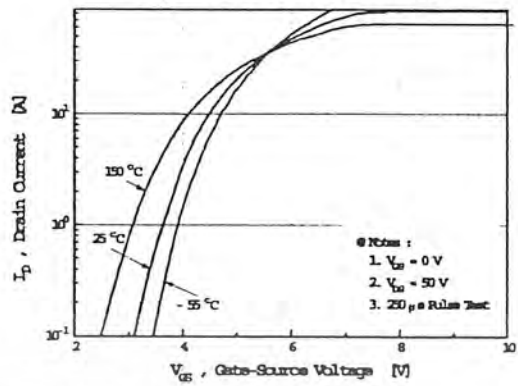


Fig 3. On-Resistance vs. Drain Current

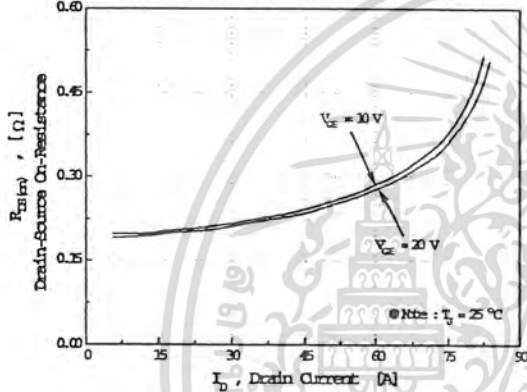


Fig 4. Source-Drain Diode Forward Voltage

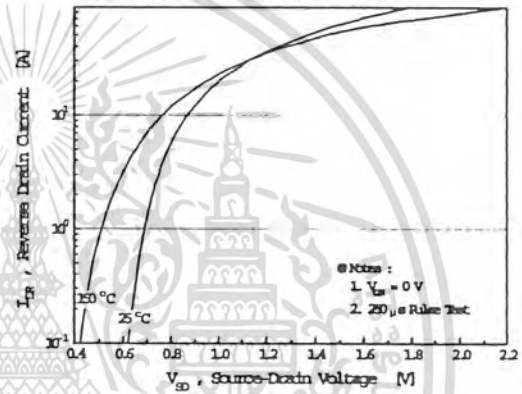


Fig 5. Capacitance vs. Drain-Source Voltage

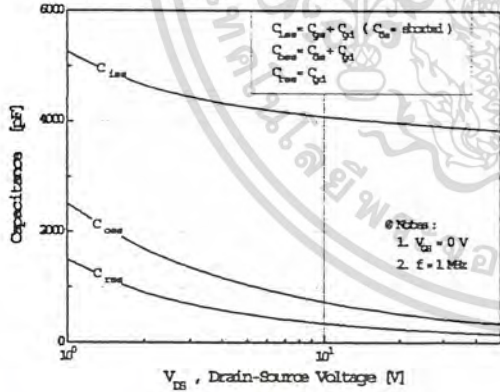


Fig 6. Gate Charge vs. Gate-Source Voltage

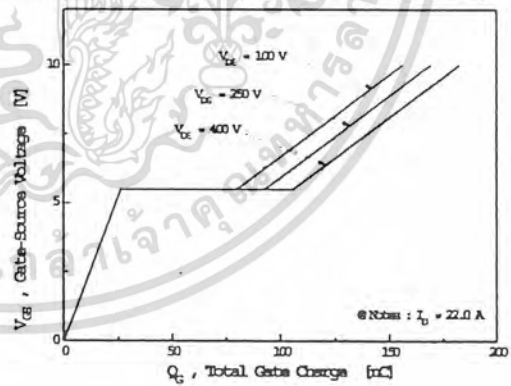


Fig 7. Breakdown Voltage vs. Temperature

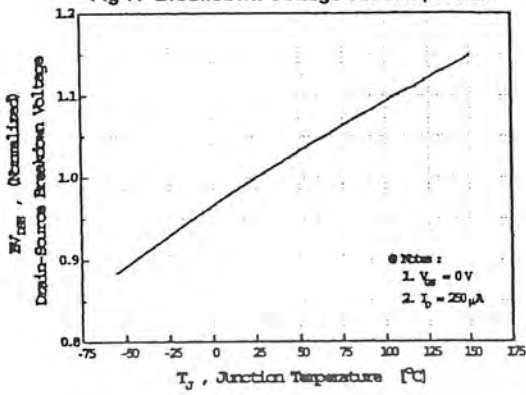


Fig 8. On-Resistance vs. Temperature

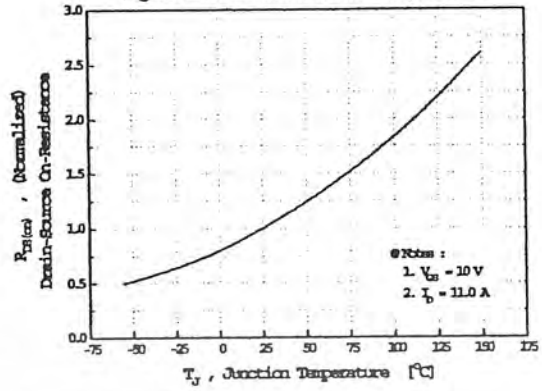


Fig 9. Max. Safe Operating Area

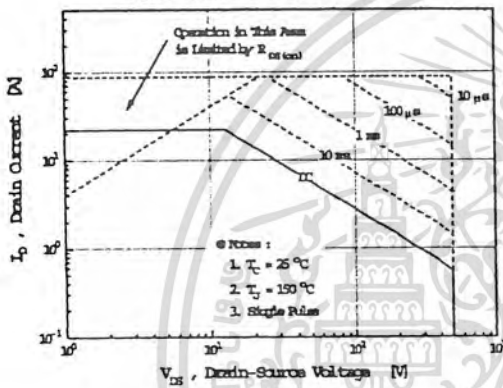


Fig 10. Max. Drain Current vs. Case Temperature

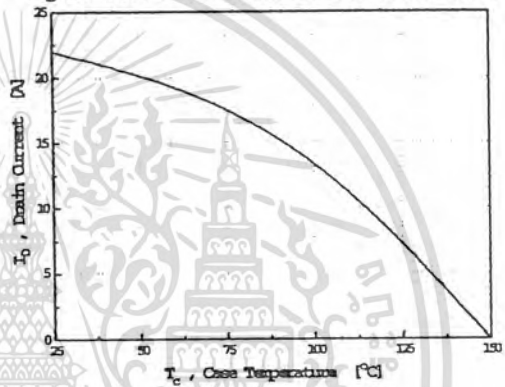


Fig 11. Thermal Response

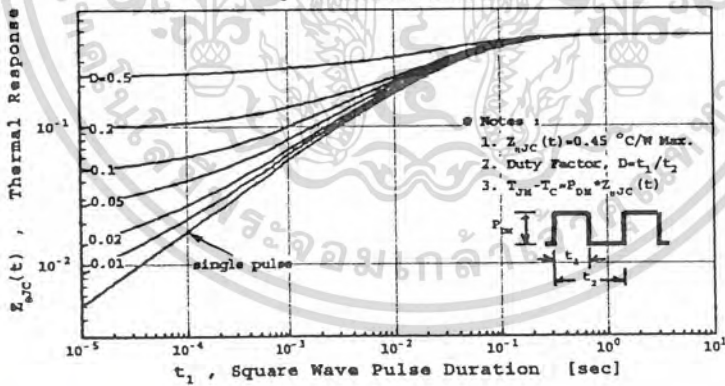


Fig 12. Gate Charge Test Circuit & Waveform

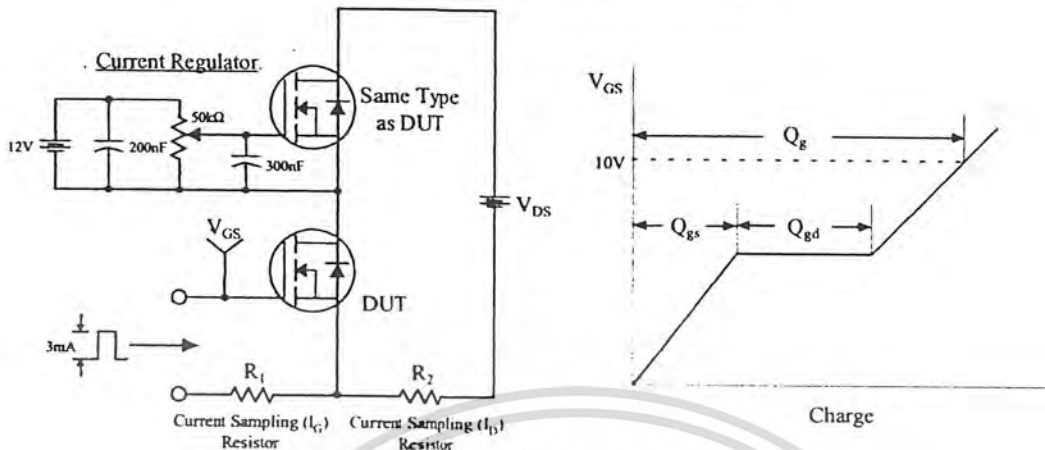


Fig 13. Resistive Switching Test Circuit & Waveforms

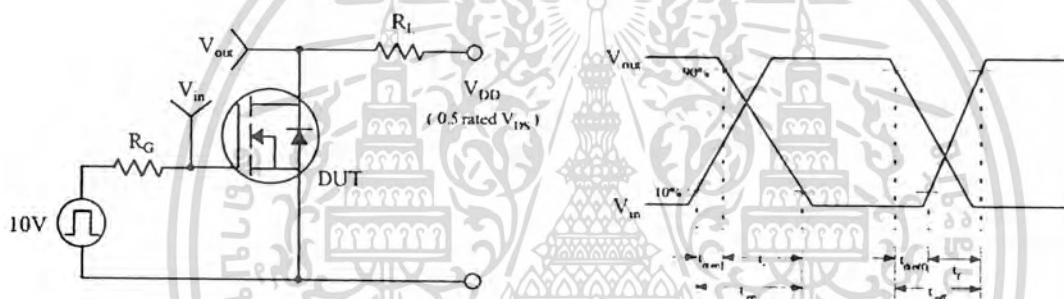
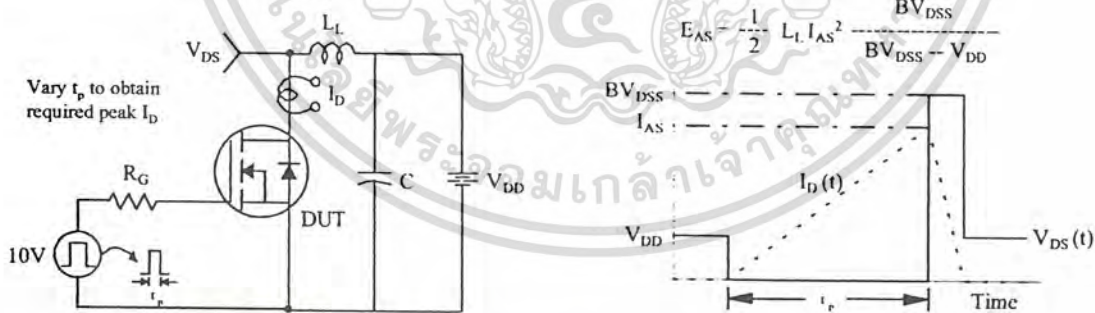
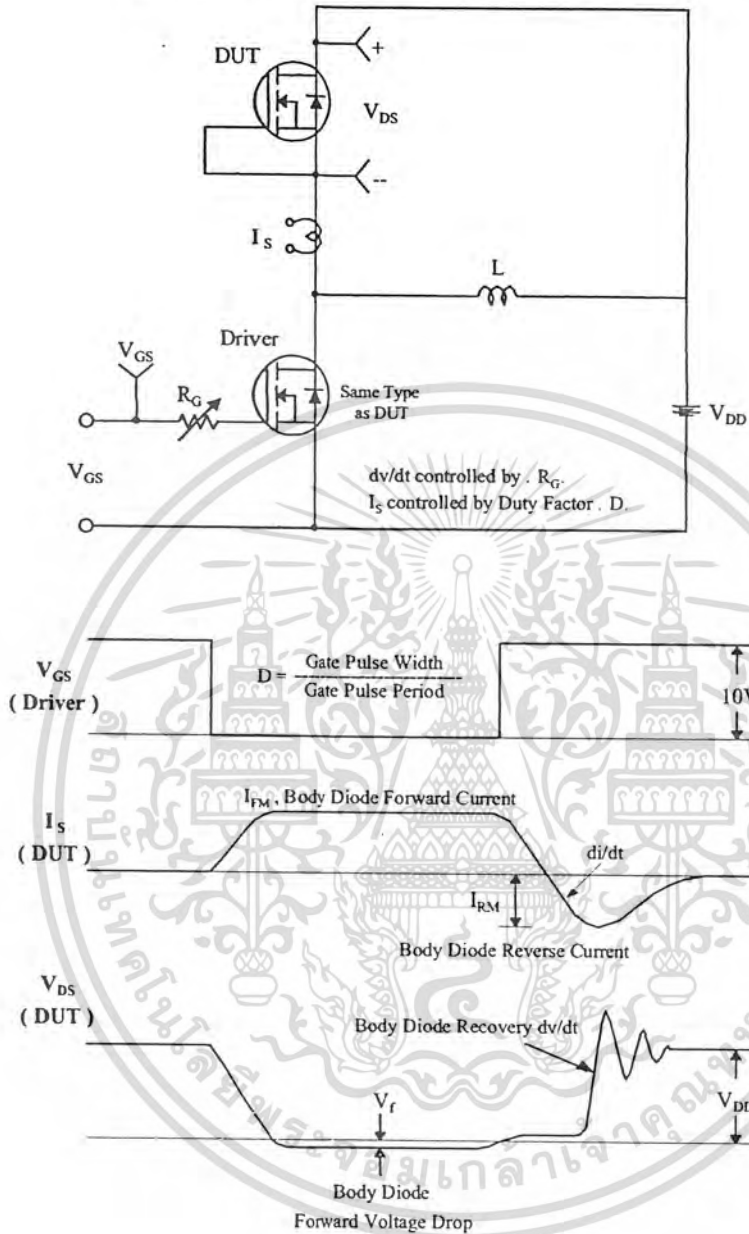


Fig 14. Unclamped Inductive Switching Test Circuit & Waveforms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig 15. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms



REGULATING PULSE WIDTH MODULATOR

DESCRIPTION

The SG1526 is a high performance monolithic pulse width modulator circuit designed for fixed-frequency switching regulators and other power control applications. Included in an 18-pin dual-in-line package are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two low impedance power drivers. Also included are protective features such as soft-start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, a data latch for single pulse metering, adjustable deadtime, and provision for symmetry correction inputs. For ease of interface, all digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active LOW logic design allows wired-OR connections for maximum flexibility. This versatile device can be used to implement single-ended or push-pull switching regulators of either polarity, both transformerless and transformer coupled. The SG1526 is characterized for operation over the full military ambient junction temperature range of -55°C to +150°C. The SG2526 is characterized for operation from -25°C to +150°C, and the SG3526 is characterized for operation from 0°C to +125°C.

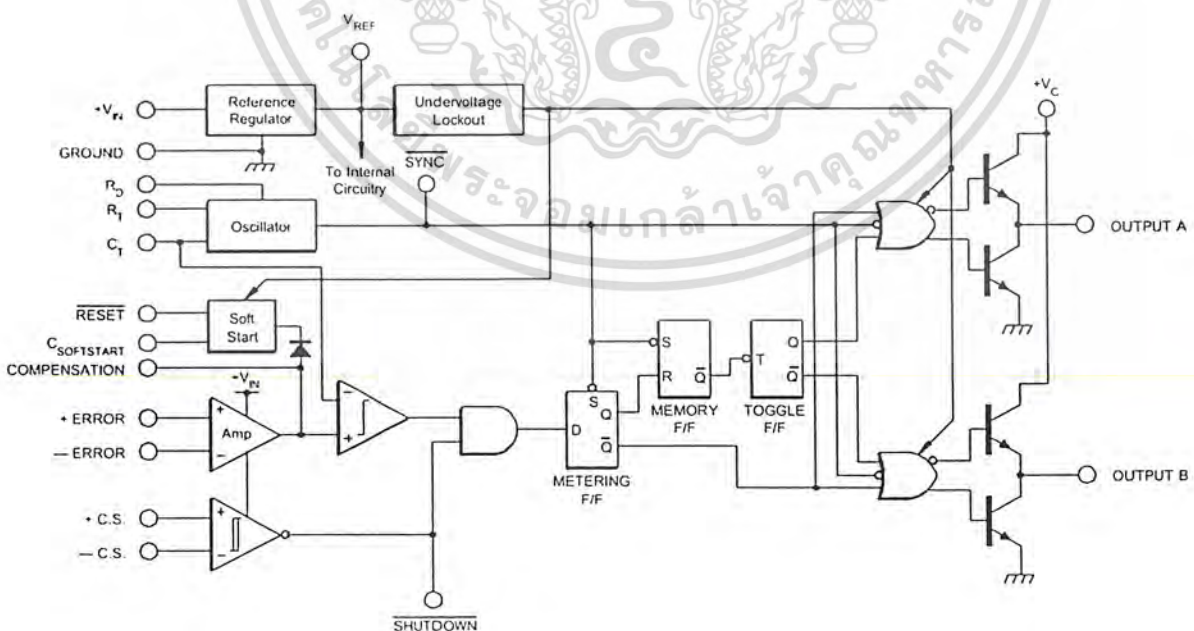
FEATURES

- 8 to 35 volt operation
- 5V reference trimmed to ±1%
- 1Hz to 350KHz oscillator range
- Dual 100mA source/sink outputs
- Digital current limiting
- Double pulse suppression
- Programmable deadtime
- Undervoltage lockout
- Single pulse metering
- Programmable soft-start
- Wide current limit common mode range
- TTL/CMOS compatible logic ports
- Symmetry correction capability
- Guaranteed 6 unit synchronization

HIGH RELIABILITY FEATURES - SG1526

- ◆ Available to MIL-STD-883B and DESC SMD
- ◆ Radiation data available
- ◆ LMI level "S" processing available

BLOCK DIAGRAM



SG1526/SG2526/SG3526

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage (V_{IN})	40V
Collector Supply Voltage (V_C)	40V
Logic Inputs	-0.3V to 5.5V
Analog Inputs	-0.3V to V_{IN}
Source/Sink Load Current (each output)	200mA
Reference Load Current	50mA

Logic Sink Current	15mA
Operating Junction Temperature	
Hermetic (J, L Packages)	150°C
Plastic (N, DW Packages)	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	300°C

Note 1. Exceeding these ratings could cause damage to the device.

THERMAL DATA

J Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	25°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	70°C/W

N Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	30°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	60°C/W

DW Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	90°C/W

L Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	120°C/W

Note A. Junction Temperature Calculation: $T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$.

Note B. The above numbers for θ_{JC} are maximums for the limiting thermal resistance of the package in a standard mounting configuration. The θ_{JA} numbers are meant to be guidelines for the thermal performance of the device/pc-board system. All of the above assume no ambient airflow.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (Note 2)

Input Voltage	8V to 35V
Collector Supply Voltage	4.5V to 35V
Sink/Source Load Current (each output)	0 to 100mA
Reference Load Current	0 to 20mA
Oscillator Frequency Range	1Hz to 350KHz
Oscillator Timing Resistor	2K Ω to 150K Ω

Oscillator Timing Capacitor	1nF to 20 μ F
Available Deadtime Range at 40KHz	3% to 50%
Operating Ambient Temperature Range:	
SG1526	-55°C to 125°C
SG2526	-25°C to 85°C
SG3526	0°C to 70°C

Note 2. Range over which the device is functional.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Unless otherwise specified, these specifications apply over the operating ambient temperatures for SG1526 with $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, SG2526 with $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, SG3526 with $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, and $V_{IN} = 15\text{V}$. Low duty cycle pulse testing techniques are used which maintains junction and case temperatures equal to the ambient temperature.)

Parameter	Test Conditions	SG1526/2526			SG3526			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Section (Note 3)								
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$V_{IN} = 8$ to 35V		10	30		10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA		10	30		10	50	mV
Temperature Stability (Note 9)	Over Operating T_J		15	50		15	50	mV
Total Output Voltage Range (Note 9)	Over Recommended Operating Conditions	4.90	5.00	5.10	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0\text{V}$		50	125		50	125	mA
Undervoltage Lockout Section								
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 3.8\text{V}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 4.8\text{V}$	2.4	4.8		2.4	4.8		V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Parameter	Test Conditions	SG1526/2526			SG3526			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Oscillator Section (Note 4)								
Initial Accuracy	$T_J = 25^\circ\text{C}$		±3	±8		±3	±8	%
Voltage Stability	$V_{IN} = 8 \text{ to } 35\text{V}$		0.5	1.0		0.5	1.0	%
Temperature Stability (Note 9)	Over Operating T_J		7	10		5	10	%
Minimum Frequency (Note 9)	$R_T = 150\text{K}\Omega, C_T = 20\mu\text{F}$			1.0			1.0	Hz
Maximum Frequency	$R_T = 2\text{K}\Omega, C_T = 1.0\text{nF}$	350			350			KHz
Sawtooth Peak Voltage	$V_{IN} = 35\text{V}$		3.0	3.5		3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage	$V_{IN} = 8\text{V}$	0.5	1.0		0.5	1.0		V
Error Amplifier Section (Note 5)								
Input Offset Voltage	$R_S \leq 2\text{K}\Omega$		2	5		2	10	mV
Input Bias Current			-350	-1000		-350	-2000	nA
Input Offset Current			35	100		35	200	nA
DC Open Loop Gain	$R_L \geq 10\text{M}\Omega, T_J = 25^\circ\text{C}$	64	72		60	72		dB
High Output Voltage	$V_{PIN1} - V_{PIN2} \geq 150\text{mV}, I_{SOURCE} = 100\mu\text{A}$	3.6	4.2		3.6	4.2		V
Low Output Voltage	$V_{PIN2} - V_{PIN1} \geq 150\text{mV}, I_{SINK} = 100\mu\text{A}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
Common Mode Rejection	$R_S \leq 2\text{K}\Omega$	70	94		70	94		dB
Supply Voltage Rejection	$V_{IN} = 8\text{V to } 35\text{V}$	66	80		66	80		dB
PWM Comparator Section (Note 4)								
Minimum Duty Cycle	$V_{COMPENSATION} = 0.4\text{V}$			0			0	%
Maximum Duty Cycle	$V_{COMPENSATION} = 3.6\text{V}$	45	49		45	49		%
Digital Ports (SYNC, SHUTDOWN, and RESET)								
HIGH Output Voltage	$I_{SOURCE} = 40\mu\text{A}$	2.4	4		2.4	4		V
LOW Output Voltage	$I_{SINK} = 3.6\text{mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
HIGH Input Current	$V_{IH} = 2.4\text{V}$		-125	-300		-125	-300	μA
LOW Input Current	$V_{IL} = 0.4\text{V}$		-225	-500		-225	-500	μA
Current Limit Comparator Section (Note 6)								
Sense Voltage	$R_S \leq 50\Omega, T_J = 25^\circ\text{C}$	90	100	110	80	100	120	mV
Input Bias Current			-3	-10		-3	-10	μA
Soft-Start Section								
Error Clamp Voltage	RESET = 0.4V		0.1	0.4		0.1	0.4	V
C_s Charging Current	RESET = 2.4V	50	100	200	50	100	200	μA
Output Drivers (each output) (Note 7)								
HIGH Output Voltage	$I_{SOURCE} = 20\text{mA}$	12.5	13.5		12.5	13.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	12	13		12	13		V
LOW Output Voltage	$I_{SINK} = 20\text{mA}$		0.2	0.3		0.2	0.3	V
	$I_{SINK} = 100\text{mA}$		1.2	2		1.2	2	V
Collector Leakage	$V_C = 40\text{V}$		50	150		50	150	μA
Rise Time	$C_L = 1000\text{pF}$		0.3	0.6		0.3	0.6	μs
Fall Time	$C_L = 1000\text{pF}$		0.1	0.2		0.1	0.2	μs
Power Consumption Section (Note 8)								
Standby Current	SHUTDOWN = 0.4V		18	30		18	30	mA

Note 3. $I_L = 0\text{mA}$

Note 4. $F_{OSC} = 40\text{KHz}$ ($R_T = 4.12\text{K}\Omega \pm 1\%$, $C_T = .01\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\Omega$)

Note 5. $V_{CM} = 0 \text{ to } 5.2\text{V}$

Note 6. $V_{CM} = 0 \text{ to } 12\text{V}$

Note 7. $V_C = 15\text{V}$

Note 8. $V_{IN} = 35\text{V}$

Note 9. These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not tested in production.

CHARACTERISTIC CURVES

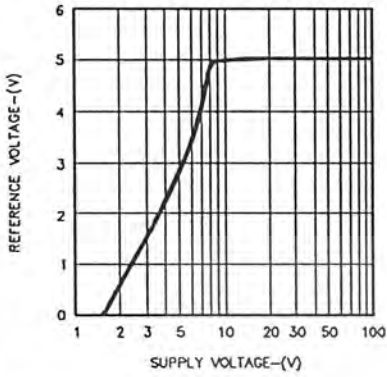


FIGURE 1. REFERENCE VOLTAGE VS. SUPPLY VOLTAGE

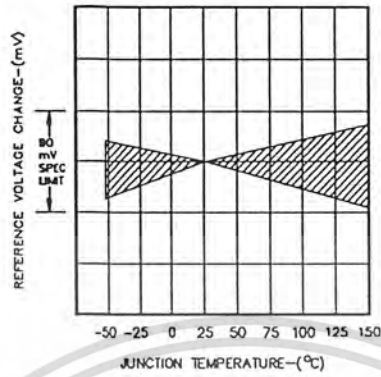


FIGURE 2. REFERENCE TEMPERATURE STABILITY

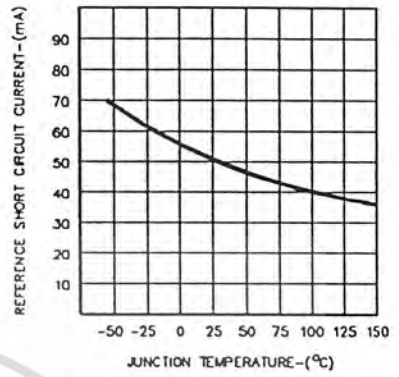


FIGURE 3. REFERENCE SHORT CIRCUIT CURRENT

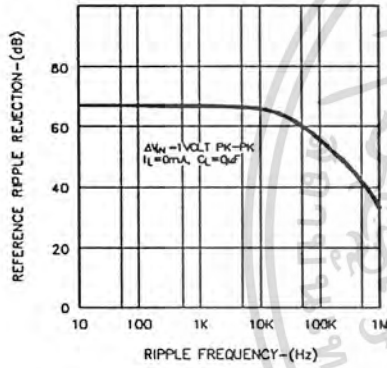


FIGURE 4. REFERENCE RIPPLE REJECTION

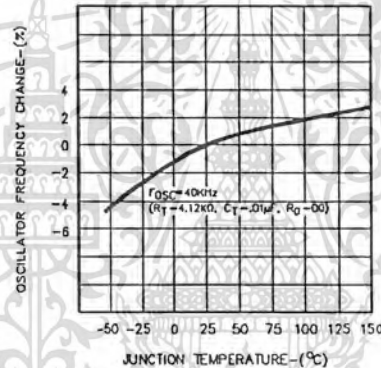


FIGURE 5. OSCILLATOR FREQUENCY TEMPERATURE STABILITY

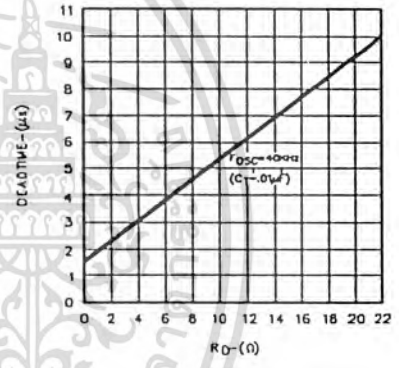


FIGURE 6. OUTPUT DRIVER DEADTIME VS. R_D VALUE

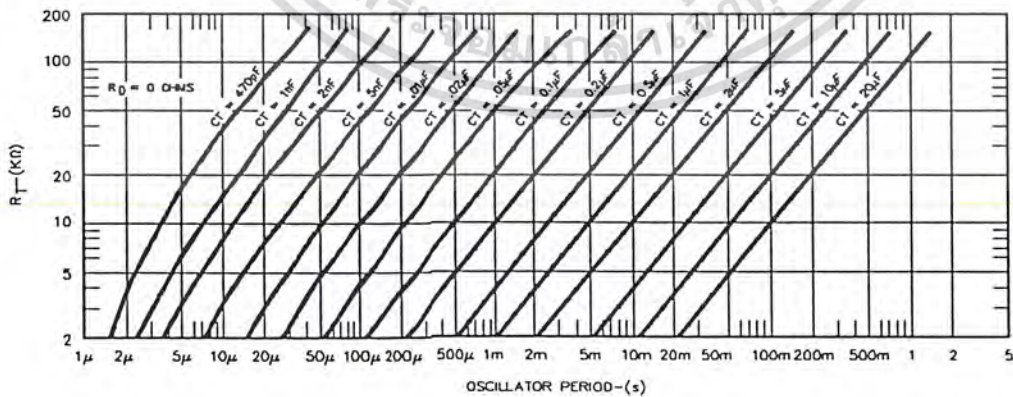


FIGURE 7. OSCILLATOR PERIOD VS. R_T AND C_T

CHARACTERISTIC CURVES (continued)

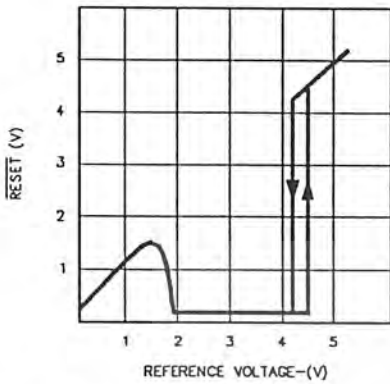


FIGURE 8. UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

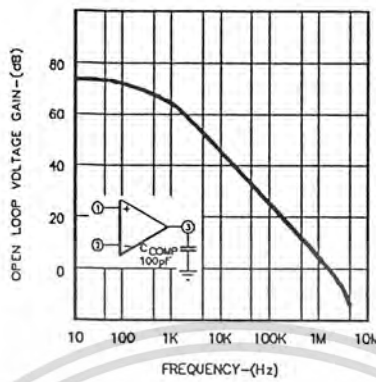


FIGURE 9. ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP GAIN VS. FREQUENCY

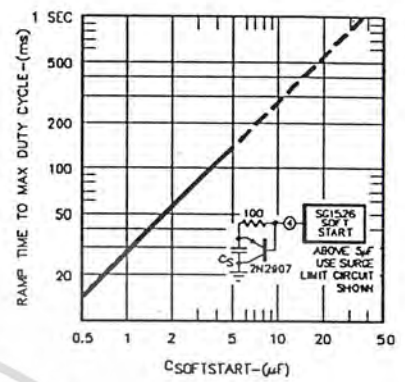


FIGURE 10. SOFTSTART TIME CONSTANT VS. C_S

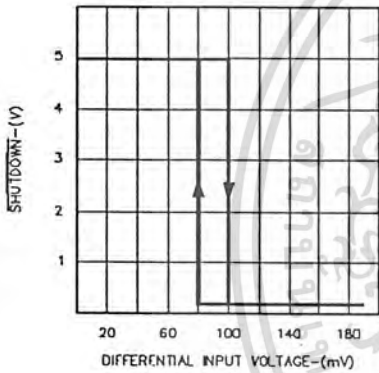


FIGURE 11. CURRENT LIMIT TRANSFER FUNCTION

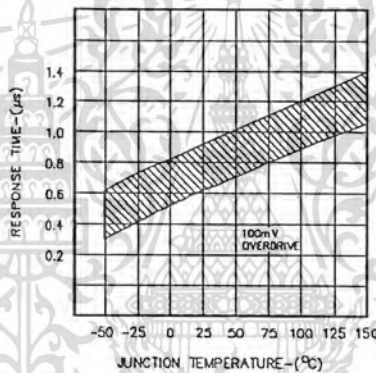


FIGURE 12. COMPARATOR INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

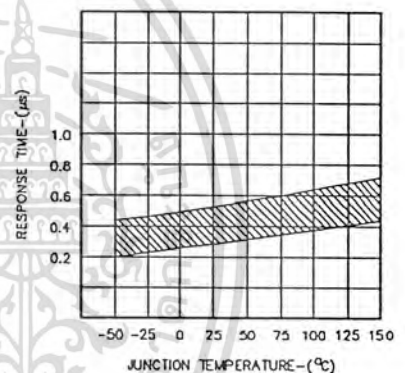


FIGURE 13. SHUTDOWN INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

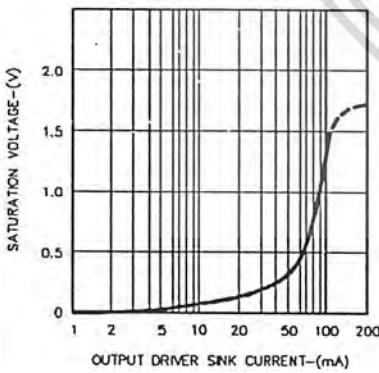


FIGURE 14. OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE VS. I_{SINK}

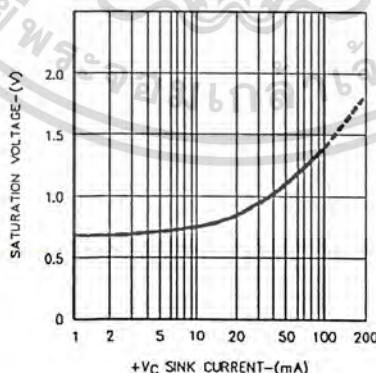


FIGURE 15. OUTPUT SUPPLY SATURATION VOLTAGE VS. I_{SINK}

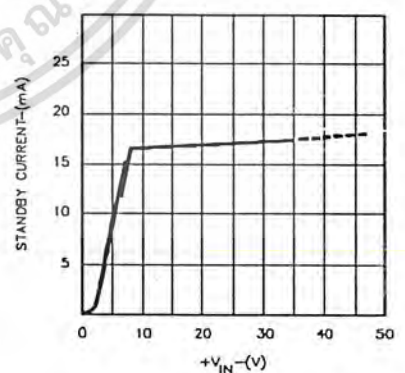


FIGURE 16. STANDBY CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE

APPLICATION INFORMATION

VOLTAGE REFERENCE

The reference regulator of the SG1526 is based on a temperature compensated zener diode. The circuitry is fully active at supply voltages above +8 volts., and provides up to 20mA of load current to external circuitry at +5.0 volts. In systems where additional current is required, an external PNP transistor can be used to boost the available current. A rugged low frequency audio-type transistor should be used, and lead lengths between the PWM and transistor should be as short as possible to minimize the risk of oscillations. Even so, some types of transistors may require collector-base capacitance for stability. Up to 1amp of load current can be obtained with excellent regulation if the device selected maintains high current gain.

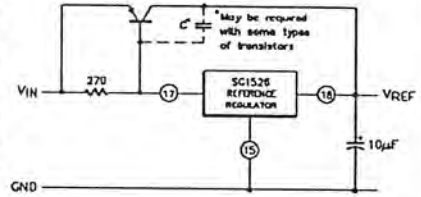


FIGURE 17.
EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

The undervoltage lockout circuit protects the SG1526 and the power devices it controls from inadequate supply voltage. If $+V_{IN}$ is too low, the circuit disables the output drivers and holds the \overline{RESET} pin LOW. This prevents spurious output pulses while the control circuitry is stabilizing, and holds the soft-start timing capacitor in a discharged state.

The circuit consists of a +1.2 volt bandgap reference and comparator circuit which is active when the reference voltage has risen to $3V_{BE}$ or 1.8 volts at 25°C. When the reference voltage rises to approximately +4.4 volts, the circuit enables the output drivers and releases the \overline{RESET} pin, allowing a normal soft-start. The comparator has 200mV of hysteresis to minimize oscillation at the trip point. When $+V_{IN}$ to the PWM is removed and the reference drops to +4.2 volts, the undervoltage circuit pulls \overline{RESET} LOW again. The soft-start capacitor is immediately discharged, and the PWM is ready for another soft-start cycle.

The SG1526 can operate from a +5 volt supply by connecting the V_{REF} pin to the $+V_{IN}$ pin and maintaining the supply between +4.8 and +5.2 volts.

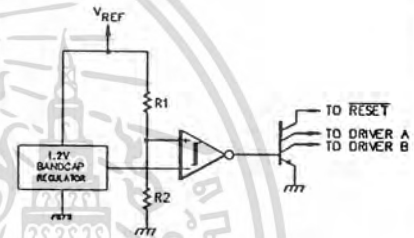


FIGURE 18.
SIMPLIFIED UNDERVOLTAGE LOCKOUT

SOFT-START CIRCUIT

The soft-start circuit protects the power transistors and rectifier diodes from high current surges during power supply turn-on. When supply voltage is first applied to the SG1526, the undervoltage lockout circuit holds \overline{RESET} LOW with Q3. Q1 is turned on, which holds the soft-start capacitor voltage at zero. The second collector of Q1 clamps the output error amplifier to ground, guaranteeing zero duty cycle at the driver outputs. When the supply voltage reaches normal operating range, \overline{RESET} will go HIGH. Q1 turns off, allowing the internal 100µA current source to charge C_S . Q2 clamps the error amplifier output to $1V_{BE}$ above the voltage on C_S . As the soft-start voltage ramps up to +5 volts, the duty cycle of the PWM linearly increases to whatever value the voltage regulation loop requires for an error null. Figure 10 gives the timing relationship between C_S and ramp time to 100% duty cycle.

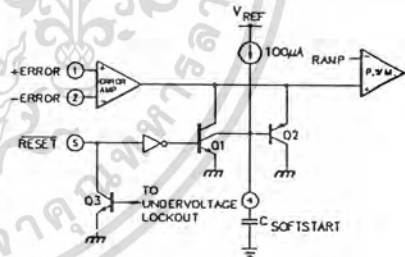


FIGURE 19.
SOFT-START CIRCUIT SCHEMATIC

DIGITAL CONTROL PORTS

The three digital control ports of the SG1526 are bi-directional. Each pin can drive TTL and 5 volt CMOS logic directly, up to a fan-out of 10 low-power Schottky gates. Each pin can also be directly driven by open-collector voltage comparators; fan-in is equivalent to 1 low-power Schottky gate. Each port is normally HIGH; the pin is pulled LOW to activate the particular function. Driving SYNC LOW initiates a discharge cycle in the oscillator. Pulling SHUTDOWN LOW immediately inhibits all PWM output pulses. Holding RESET LOW discharges the soft-start capacitor. The logic threshold is +1.1 volts at 25°C. Noise immunity can be gained at the expense of fan-out with an external 2K pullup resistor to +5 volts.

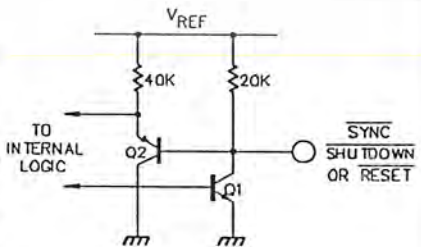


FIGURE 20.
DIGITAL CONTROL PORT SCHEMATIC

APPLICATION INFORMATION (continued)

OSCILLATOR

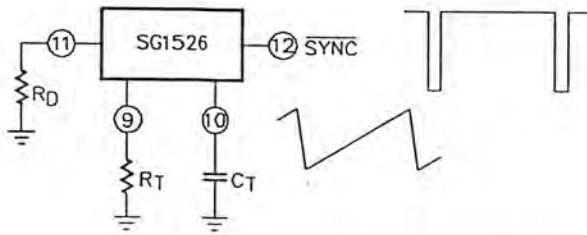


FIGURE 21 - OSCILLATOR CONNECTIONS AND WAVEFORMS

The oscillator is programmed for frequency and deadtime with three components: R_T , C_T , and R_D . Two waveforms are generated: a sawtooth waveform at pin 10 for pulse width modulation, and a logic clock at pin 12. The following procedure is recommended for choosing timing values:

1. With $R_D = 0\Omega$ (pin 11 shorted to ground) select values for R_T and C_T from Figure 7 to give the desired oscillator period. Remember that the frequency at each driver output is half the oscillator frequency, and the frequency at the $+V_c$ terminal is the same as the oscillator frequency.
2. If more dead time is required, select a larger value of R_D using Figure 6 as a guide. At 40kHz dead time increases by 400nSec/ohm.
3. Increasing the dead time will cause the oscillator frequency to decrease slightly. Go back and decrease the value of R_T slightly to bring the frequency back to the nominal design value.

The SG1526 can be synchronized to an external logic clock by programming the oscillator to free-run at a frequency 10% slower than the sync frequency. A periodic LOW logic pulse approximately 0.5 μ Sec wide at the SYNC pin will then lock the oscillator to the external frequency.

Multiple devices can be synchronized together by programming one master unit for the desired frequency, and then sharing its sawtooth and clock waveforms with the slave units. All C_T terminals are connected to the C_T pin of the master, and all SYNC terminals are likewise connected to the SYNC pin of the master. Slave R_T terminals should not be left open nor should they be tied to the +5V reference; at least 50K should be connected to each pin. Slave R_D terminals may be either left open or grounded.

ERROR AMPLIFIER

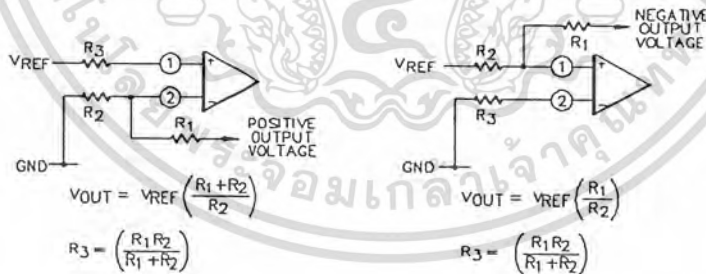


FIGURE 22A

FIGURE 22B

ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

The error amplifier is a transconductance design, with an output impedance of 2 megohms and an effective output capacitance of 100 pF. Since all voltage gain takes place at the output pin, the open-loop gain can be shaped with shunt reactance to ground. For unity gain stability the amplifier requires an additional external 100 pF to ground, resulting in an open-loop pole at 400 Hz.

The input connections to the error amplifier are determined by the polarity of the switching supply output voltage. For positive supplies, the common-mode voltage is +5.0 volts and the feedback connections in Figure 22A are used. With negative supplies, the common-mode voltage is ground and the feedback divider is connected between the negative output and the +5.0 volt reference voltage, as shown in Figure 22B.

APPLICATION INFORMATION (continued)

OUTPUT DRIVERS

The totem-pole output drivers of the SG1526 are designed to source and sink 100mA continuously and 200mA peak. Loads can be driven either from the output pins 13 and 16, or from the +V_c pin, as required. Curves for the saturation voltage at these outputs as a function of load current are found in Figures 14 and 15.

Since the bottom transistor of the totem-pole is allowed to saturate, there is a momentary conduction path from the +V_c terminal to ground during switching. To limit the resulting current spikes a small resistor in series with pin 14 is always recommended. The resistor value is determined by the driver supply voltage, and should be chosen for 200mA peak currents, as shown in Figure 25.

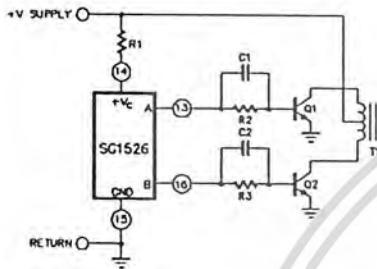


FIGURE 23. PUSH-PULL CONFIGURATION

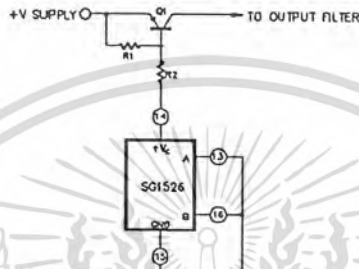


FIGURE 24. SINGLE-ENDED CONFIGURATION

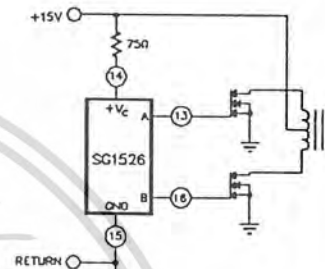
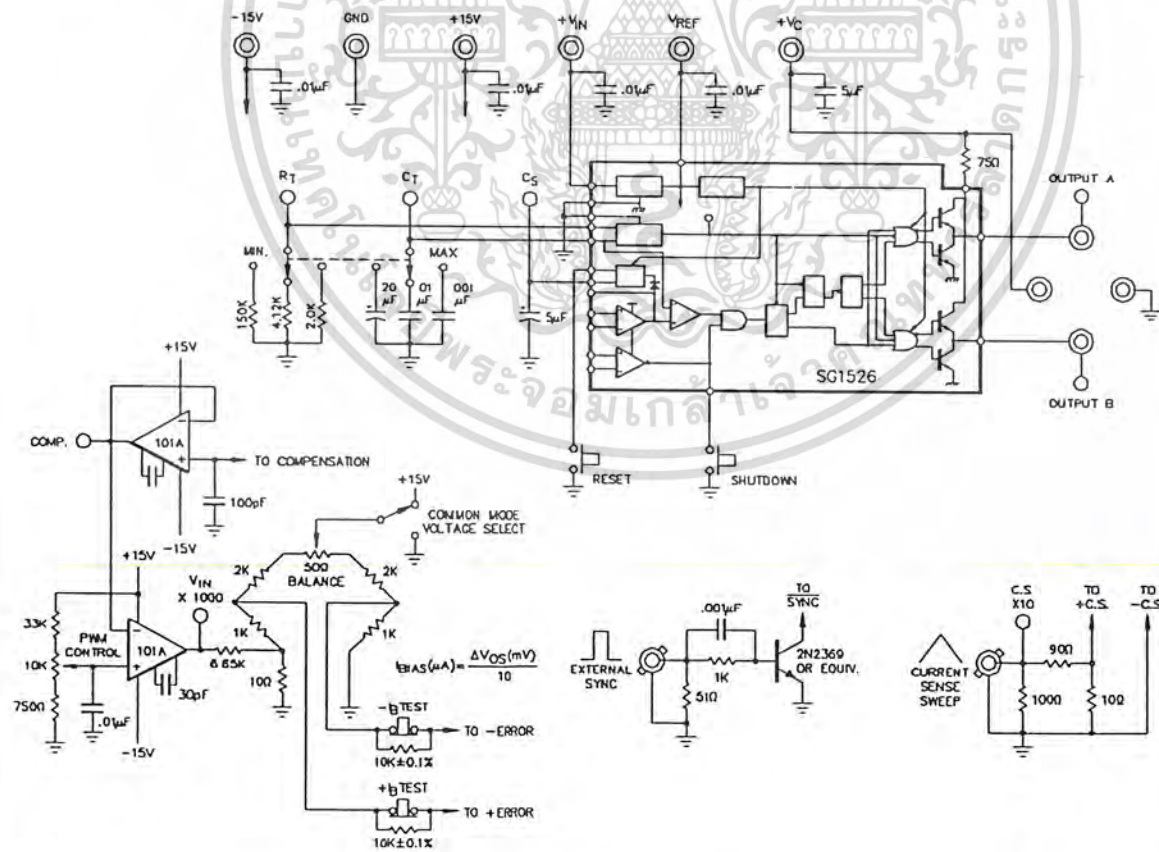


FIGURE 25. DRIVING N-CHANNEL POWER MOSFETS

SG1526 LAB TEST FIXTURE



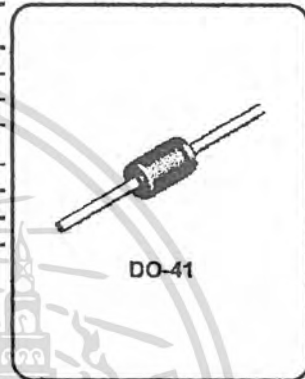
1N4728A - 1N4752A Series One Watt Zeners

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Tolerance: A = 5%

Parameter	Value	Units
Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
Maximum Junction Operating Temperature	+ 200	°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	°C
Total Device Dissipation	1.0	W
Derate above 50°C	8.67	mW/°C
Thermal resistance Junction to Lead	53.5	°C/W
Thermal resistance Junction to Ambient	100	°C/W
Surge Power**	10	W



*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

**Non-recurrent square wave PW= 8.3 ms, TA= 55 degrees C.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Device	V _Z (V)	Z _Z (Ω) @	I _{ZT} (mA)	Z _{ZK} (Ω) @	I _{ZK} (mA)	V _R (V) @	I _R (μA)	I _{SURGE} (mA)	I _{ZM} (mA)
1N4728A	3.3	10	76	400	1.0	1.0	100	1,380	276
1N4729A	3.6	10	69	400	1.0	1.0	100	1,260	252
1N4730A	3.9	9.0	64	400	1.0	1.0	50	1,190	234
1N4731A	4.3	9.0	58	400	1.0	1.0	10	1,070	217
1N4732A	4.7	8.0	53	500	1.0	1.0	10	970	193
1N4733A	5.1	7.0	49	550	1.0	1.0	10	890	178
1N4734A	5.6	5.0	45	600	1.0	2.0	10	810	162
1N4735A	6.2	2.0	41	700	1.0	3.0	10	730	146
1N4736A	6.8	3.5	37	700	1.0	4.0	10	660	133
1N4737A	7.5	4.0	34	700	0.5	5.0	10	605	121
1N4738A	8.2	4.5	31	700	0.5	6.0	10	550	110
1N4739A	9.1	5.0	28	700	0.5	7.0	10	500	100
1N4740A	10	7.0	25	700	0.25	7.6	10	454	91
1N4741A	11	8.0	23	700	0.25	8.4	5.0	414	83
1N4742A	12	9.0	21	700	0.25	9.1	5.0	380	76
1N4743A	13	10	19	700	0.25	9.9	5.0	344	69
1N4744A	15	14	17	700	0.25	11.4	5.0	304	61
1N4745A	16	16	15.5	700	0.25	12.2	5.0	285	57
1N4746A	18	20	14	750	0.25	13.7	5.0	250	50
1N4747A	20	22	12.5	750	0.25	15.2	5.0	225	45
1N4748A	22	23	11.5	750	0.25	16.7	5.0	205	41
1N4749A	24	25	10.5	750	0.25	18.2	5.0	190	38
1N4750A	27	35	9.5	750	0.25	20.6	5.0	170	34
1N4751A	30	40	8.5	1,000	0.25	22.8	5.0	150	30
1N4752A	33	45	7.5	1,000	0.25	25.1	5.0	135	27

V_F Forward Voltage = 1.2 V Maximum @ I_F = 200 mA for all 1N4700 series

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ สำเร็จลงไปได้ด้วยดี เนื่องด้วยได้รับความกรุณาจากท่านรองศาสตราจารย์สมศักดิ์ เชื้อศิริกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของโครงการนี้ โดยท่านได้ให้คำแนะนำทางด้านวิชาการ และให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์เป็นอย่างดี

และขอกราบเท้าขอบพระคุณท่านบิดาและมารดาของผู้จัดทำ ที่ได้ให้ความสนับสนุนทางด้านทุนทรัพย์ เป็นที่ยึดเหนี่ยวทางใจ และ ให้กำลังใจเสมอมา

นายสุรพันธ์ ช่างประดิษฐ์ 41014488

นายไสว ฉัตรประเทืองกุล 41014497

นายอภิชาติ สมสกุล 41014515



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. สุวัฒน์ คั่น " เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ", ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท แอนเทลไทย จำกัด , 245 หน้า , 2538
2. กลุ่ม CNS " ออปแอมป์ " , โครงการตำราเรียนสำนักพิมพ์ฟิสติกส์เซ็นเตอร์ , 183 หน้า 2535
3. รศ. สมยศ จุณณะปิยะ " การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ " , ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 358 หน้า , 2543
4. "กรวุฒิ โรจน์ประเสริฐสุด" ไมโครโปรเซสเซอร์ 2 " บริษัท ซีอีดูเคชั่น จำกัด (มหาชน) , 177 หน้า , 2529

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้