

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

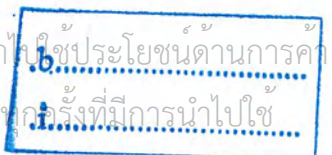
ปีการศึกษา 2546

เลขที่

55472

เลขทะเบียน

วัน,เดือน,ปี 9 พ.ค. 2548



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากท่านใดมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ

INDUCTION HEATING

จัดทำโดย

นางสาว ปรียานุช อมรพันธุ์ 44015244

นาย เผ่าพันธุ์ ฤทธิเทพ 44015245

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

โครงการฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบ โดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2546

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นางสาว ปรียานุช อมรพันธุ์
2. นาย เผ่าพันธุ์ ฤทธิเทพ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

นางสาว ปรียานุช อมรพันธุ์

นายเผ่าพันธุ์ ฤทธิเทพ

รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2546

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรนำเสนอ การออกแบบ การทำงานและผลการทดสอบการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบสวิตซิ่ง โดยใช้ชุด Half Bridge Converter. โครงการนี้พัฒนาโดยการนำไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุม การกำเนิดความถี่ให้อยู่ที่จุดเรโซแนนซ์เสมอ เมื่อโหลดเปลี่ยนไป โดยอาศัยเงื่อนไขโดยรับอินพุตจากการป้อนกลับ เพื่อให้ได้ กระแสเอาต์พุตสูงสุดและเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION HEATING

Miss.Preeyanuch Amronpantang

Mr. Pouapun Rittep

Assoc.Prof Somsuk Cheersirikul (Advisor)

2003

Abstract

This project presents the operation and testing of the heating inductor by uses principle of switching power supply and use the half-bridge power converter. This project is not improve the power of the device but use the micro-controller(MCS-51) to feedback for control the system by use the way to detect the current on fall down when load varied. We use this condition to control frequency at resonance for effect the maximum output current and the maximum efficient.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต	9
2.3 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้งาน	21
2.4 Insulated Gate Bipolar Transister (IGBT)	27
2.5 คอนเวอร์เตอร์	31
2.6 วงจรสับเบอร์	34
2.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51	37
2.8 วงจรดีเอซี (DAC)	59
2.9 วงจรเอดีซี (ADC)	68
บทที่ 3 โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร	73
3.1 โครงสร้างของระบบ	73
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	74
3.3 INVERTER	75
3.4 วงจรสับเบอร์	76
3.5 วงจรควบคุม	76
3.6 วงจรขับเคลื่อน	78
3.7 วงจรโหลด	78
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	85
4.1 ขั้นตอนการทดลอง	85
4.2 ผลการทดลอง	86
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	90
5.1 สรุปผลการทดลอง	90
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น	90
5.3 แนวทางแก้ไข	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงความถี่ที่ใช้ในงานเหนียวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน	4
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าอุณหภูมิวิกฤตของโลหะแต่ละชนิด	8
ตารางที่ 2.3 แสดงคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์	39
ตารางที่ 2.4 แสดงหน้าที่พิเศษของพอร์ต 1 ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบเฟลช	45
ตารางที่ 2.5 รายละเอียดของรีจิสเตอร์แสดงสถานะของ โปรแกรมหรือ PSW	55
ตารางที่ 2.6 แสดงการแปลงรหัสดิจิตอล 3 บิตเป็นฐานสิบ	60
ตารางที่ 2.7 แสดงลอจิกอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.7	61
ตารางที่ 2.8 แสดงการเปรียบเทียบคือซีแบบต่างๆ	69
ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของชุดลวดทองแดงที่ใช้หันหม้อแปลง	80
ตารางผลการทดลอง	86



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ	2
รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่อความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน	6
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.6 ดิฟฟิชั่นมอสเฟตชนิดเอ็น	9
รูปที่ 2.7 ดิฟฟิชั่นมอสเฟตชนิดพี	9
รูปที่ 2.8 เอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟตชนิดเอ็น	10
รูปที่ 2.9 เอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟตชนิดพี	11
รูปที่ 2.10 ลักษณะไอออนย้ายของมอสเฟต	12
รูปที่ 2.11 ลักษณะสมบัติทางอาตัพุของเอ็นฮานซ์เม้นท์	12
รูปที่ 2.12 โมเดลการสวิตชิงที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต	13
รูปที่ 2.13 ไคอะแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์	15
รูปที่ 2.14 กราฟคุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15	17
รูปที่ 2.15 กราฟคุณลักษณะการส่งผ่านของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ MJE15030	18
รูปที่ 2.16 กราฟแสดงคุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟต	19
รูปที่ 2.17 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง r_{ds} ต่อ V_{gs} และ I_D	19
รูปที่ 2.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง $r_{ds(on)}$ ตามกระแสเดรนและอุณหภูมิที่รอยต่อ	20
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ต่อ V_{gs}	20
รูปที่ 2.20 กราฟความต้านทานขณะปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน	23
รูปที่ 2.21 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆ	23
รูปที่ 2.22 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรนถึงซอส	25
รูปที่ 2.23 กราฟฟังก์ชันในการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	26
รูปที่ 2.24 รูปสัญญาณความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ	26
รูปที่ 2.25 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร	27
รูปที่ 2.27 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT	28
รูปที่ 2.28 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส-แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT	29
รูปที่ 2.29 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn-on ในวงจร step-down converter	30
รูปที่ 2.30 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn-off ในวงจร step-down converter	30
รูปที่ 2.31 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	32
รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	35
รูปที่ 2.33 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	35
รูปที่ 2.34 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	36
รูปที่ 2.35 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครโปรเซสเซอร์	38
รูปที่ 2.36 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx	41
รูปที่ 2.37 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Sxx	42
รูปที่ 2.38 แสดงวงจรภายในของแต่ละพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบแฟลช	46
รูปที่ 2.39 การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบแฟลช	50
รูปที่ 2.40 การจัดสรรพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 แบบแฟลช	52
รูปที่ 2.41 การจัดสรรพื้นที่ของหน่วยความจำภายในส่วนกลางของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51	53
รูปที่ 2.42 แสดงวงจรดีเอซีแบบสัดส่วนความต้านทาน	60
รูปที่ 2.43 แสดงกราฟระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของดีเอซีแบบ 3 บิต	62
รูปที่ 2.44 แสดงกราฟอนาล็อกเอาต์พุตกับดิจิตอลอินพุตของดีเอซี	62
รูปที่ 2.45 แสดงแผนผังของดีเอซีและสัญลักษณ์	63
รูปที่ 2.46 แสดงวงจรดีเอซีแบบตัวต้านทาน R-2R	64
รูปที่ 2.47 แสดงวงจรดีเอซีขนาด 4 บิต มีความละเอียด 0.625 โวลต์ต่อบิต	65
รูปที่ 2.48 แสดงการต่อตัวต้านทานแบบ R-2R 8 บิต	67
รูปที่ 2.49 แสดงการต่อวงจรไอซีเบอร์ DAC-08	68
รูปที่ 2.50 แสดงกราฟคุณสมบัติของดีเอซีขนาด 3 บิต	68
รูปที่ 2.51 แสดงแผนผังวงจรดีเอซี	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.52 แสดงแผนผังและรูปของวงจรดีเอซีแบบประมาณค่าต่อเนื่อง	71
รูปที่ 2.53 แสดงวงจรดีเอซีที่ใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์	72
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของระบบ	73
รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	74
รูปที่ 3.3 แสดงรูปวงจรมอเตอร์	75
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG3526	77
รูปที่ 3.5 วงจรขับเคลื่อน	78
รูปที่ 3.6 วงจรโหลด	78
รูปที่ 3.7 วงจร MCS51 PROCESSOR	81
รูปที่ 3.8 PWM CONTROL CIRCUIT	82
รูปที่ 3.9 วงจร Drive Gate โดยใช้แสง	83
รูปที่ 3.10 วงจร HALFBRIDGE CONVERTER	84
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของสัญญาณและเวลาที่ทำให้หลอดร้อนแดงที่ V_{in} ค่าต่างๆ	87
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของสัญญาณและกระแส (full load) ที่ทำให้หลอดร้อนแดงที่ V_{in} ค่าต่างๆ	87
รูปที่ 4.3 สัญญาณ output ของ SG 3526 ขา 13	88
รูปที่ 4.4 สัญญาณขา Gate	88
รูปที่ 4.5 สัญญาณ ที่ขดไฟมาจึ้นของหม้อแปลง output	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันประเทศไทยมีอุตสาหกรรมชุบผิวแข็งจำนวนมาก ซึ่งเป็นพื้นฐานในการพัฒนาประเทศ เช่น อุตสาหกรรมประกอบรถยนต์, ทำเพลาลูกเบี้ยว, ผลิตชิ้นส่วนที่ต้องการความแข็งของผิวในปีหนึ่งๆ ประเทศไทยต้องเสียเงินตราจำนวนมากในการซื้อและซ่อมบำรุงเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในอุตสาหกรรม ถ้าสามารถศึกษาและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้เองก็จะ เป็นประโยชน์อย่างมาก โดยลดการสูญเสียเงินตราออกนอกประเทศและมีการพึ่งพาเทคโนโลยีของ ตัวเองจึงมีความคล่องตัวในการซ่อมบำรุงและเป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์เหนี่ยวนำโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่าถ้าขด ทูตขดเป็นวงจรมีการปิด เมื่อเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าสลับทางขดปฐมภูมิจะก่อให้เกิดการไหลของกระแส เหนี่ยวนำขึ้นทางขดทุติยภูมิโดยไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กต้านกับสนามแม่เหล็กของตัว เหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้นำไปใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า, มอเตอร์และหม้อแปลงเป็นต้น ซึ่งกระแส เหนี่ยวนำจะก่อให้เกิดความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กระแสไหลวน (Eddy current) ที่แกนของหม้อแปลง และมอเตอร์ แต่สิ่งเหล่านี้กลับเป็นประโยชน์ต่อการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วย แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายพลังงานเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำ จากนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจะ สร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงเคลื่อนผ่านชิ้นงาน ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลวนรอบชิ้นงานขึ้น ถ้ากระแสจากการเหนี่ยวนำเท่ากับ I และความต้านทานเสมือนในทิศทางไหลของกระแสเป็นเส้นทางปิด ของชิ้นงานเท่ากับ R ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจึงมีค่า $I^2 R$ พบว่าความร้อนจากการเหนี่ยวนำด้วย สนามแม่เหล็กไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดกับชิ้นงานและเป็นการสร้างความร้อนที่ ชิ้นงานโดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพสูงสามารถกำหนดตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่าย และช่วยลดมลภาวะ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ศึกษานี้ มีจุดประสงค์เพื่อใช้ในการงานชุบแข็งที่ผิว โดยนำ สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูง คือมีค่าพิคัดของ แรงดันและกระแสสูงและทำงานได้ดีที่ความถี่สูง โดยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ

ที่แพร่หลายได้แก่ทรานซิสเตอร์กำลัง, มอสเฟตกำลัง และไทรสเตอร์ ซึ่งแต่ละชนิดมี ขีดจำกัดในกาใช้งานแตกต่างกัน เช่น ไทรสเตอร์จะมีข้อดีในแง่การทนต่อแรงดันและกระแสสูง แต่ สามารถทำงานที่ความถี่สูงไม่มากนัก(ไม่เกิน 10 kHz) ส่วนทรานซิสเตอร์กำลังมีข้อดีในแง่ราคาถูก ง่าย แต่มีข้อจำกัดในแง่ความเร็วในการทำงานคือ ใช้ในช่วงความถี่สูงไม่เกิน 50 kHz และมีการขับ นำที่ยุ่งยากเมื่อต้องการขับนำให้ทำงานที่ความถี่สูงก็ยิ่งทำให้วงจรขับนำมีความซับซ้อนมากขึ้น

ส่วนมอสเฟตกำลังสามารถทำงานในความถี่สูงได้ถึง 200 kHz แต่มีข้อจำกัดในเรื่องการทนต่อแรงดันและกระแส

การให้ความร้อนแบบอินดักทีฟนี้ชิ้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงการถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส และชิ้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านในชิ้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความร้อน (Induction Heating) แก่แท่งเหล็กด้วยกระแสเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งเป็นผลทำให้เหล็กเกิดความร้อนสูงที่ผิว จนถึงจุดที่เปลี่ยนเป็น โครงสร้างอื่น โดยที่บริเวณเนื้อเหล็กที่ลึกลงไปถึงแกนกลางจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อนำเหล็กที่มีความร้อนสูงไปทำให้เย็นตัวโดยรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีความแข็งขึ้นที่บริเวณผิวทนต่อการเสียดสี แลความล้าได้ดีทนต่อการขีดขูดและมีคุณสมบัติทางความเหนียวนำสูง ซึ่งสามารถนำไปใช้กับชิ้นส่วนรถยนต์ เครื่องจักรอื่นๆ ได้มาก

หลักการทำให้เหล็กร้อนได้มีหลักการทำงานดังนี้ จะเริ่มจ่ายกระแสให้กับขดลวดโดยเป็นลักษณะของกระแสสลับ การสร้างกระแสสลับจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพาเวอร์ มอสเฟต ซึ่งเป็นวงจรสวิตซ์ซึ่งทำให้เกิดการจ่ายกระแสไหลไปมาจนเกิดการเหนี่ยวนำที่หม้อแปลงความถี่สูงและหม้อแปลงความถี่สูงจะทำการแปลงกระแสขึ้นที่เหนี่ยวนำสู่ตัวโหลดซึ่งเป็นขดลวด เมื่อนำแท่งเหล็กผ่านเข้าที่ตัวเหนี่ยวนำขดลวดจะทำให้เกิดกระแสความถี่สูงเดินตามผิวหรือที่เรียกว่า “สกินเอฟเฟค” (Skin Effect) ซึ่งแท่งเหล็กจะเกิดความร้อนสูงและเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แท่งเหล็กเมื่อนำมาทำให้เย็นตัวลงโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็งขึ้น การเปลี่ยนแปลงจะเกิดขึ้นเฉพาะบริเวณผิวเหล็กเท่านั้น เนื่องจากแหล่งจ่ายมีความถี่สูงซึ่งจากสูตร “สกิน เคนท์” (Skin Depth) ความถี่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงด้านความลึกซึ่งเมื่อความถี่สูงมากจะยิ่งทำให้กระแสไหลที่บริเวณผิวมากและมีความลึกลึกน้อย

การเกิดกระแสเหนี่ยวนำจะเกิดที่บริเวณผิวถึงความถี่ของกระแสไฟฟ้าสูงจะยิ่งเกิดกระแสขึ้นที่บริเวณผิวเหล็กเข้มข้นมากขึ้น นอกจากนี้ถ้าหากมีการป้องกันกลับเพื่อทำการควบคุมกระแสมิให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อมีอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง จะทำให้ความลึกของชุบแข็งมีความลึกเท่ากันตลอดทั่วทั้งผิวชิ้นงาน

หลักการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าและชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับหนึ่ง เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิกระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ. บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในการเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็งเป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลายเนื่องจากข้อดีหลายประการคือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ เป็นวิธีให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่น
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อน ได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. ใช้เวลาในการเปิด-ปิดเครื่องน้อยและมีกำลังสูญเสียต่ำหรือแทบจะ ไม่มีเลยเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เฉยๆ
5. สภาพการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆเช่น ควันหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ งาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้องเลือกใช้หม้อแปลงที่เหมาะสมและต้องใช้ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ด้วย สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะต้องรับพลังงานได้ถึง 300kW

คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในการหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไปจะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศ เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในการเชื่อมหรืองานชุบแข็งโลหะ

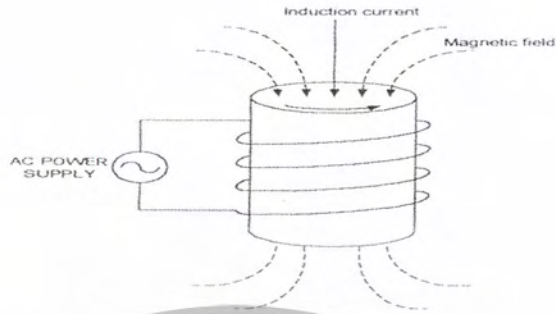
ในปัจจุบันอุปกรณ์สร้างกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์เพื่อใช้ในการแรงดันและกระแสสูงได้ และในรายนี้จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์

Frequency(Hz)	Source of Power	Uses
60-90	Rotating generator or converter	Mass induction heating
960-10,000	Moter-Generater	For melting hardening
10,000-60,000	Converter	For small-scale sintering
200,000-550,000	Vacuum-tube oscillator	Surface induction heating
2,000,000-90,000,000	Vacuum-tube oscillator	Dielectric heating

ตารางรูปที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และลักษณะการนำไปใช้งาน



รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

2.1.3 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.2 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวดและจะเกิดความร้อนแบบจูล (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะเนื่องจาก

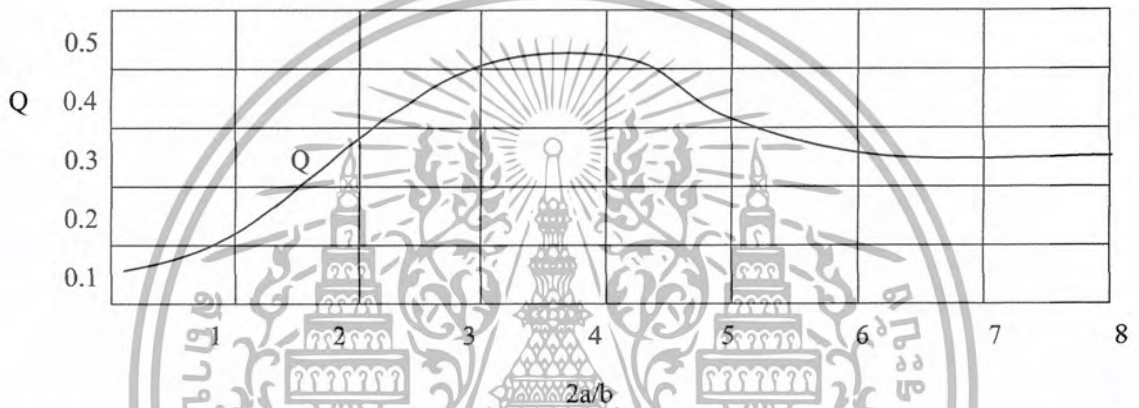
ผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนั้นๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกของผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

$$\delta = 5.03 (\rho / \mu_r f)^{1/2}$$

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (resistivity of metal)

μ_r = ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ (relative permeability)

f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่อความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดจากการเหนี่ยวนำตามสมการ

$$P = 2.5 f H_o^2 \mu_r L A Q^* 10^8$$

H_o = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic field at surface of metal cylinder)

L = ความยาวของแท่งโลหะ (Length of metal cylinder [cm])

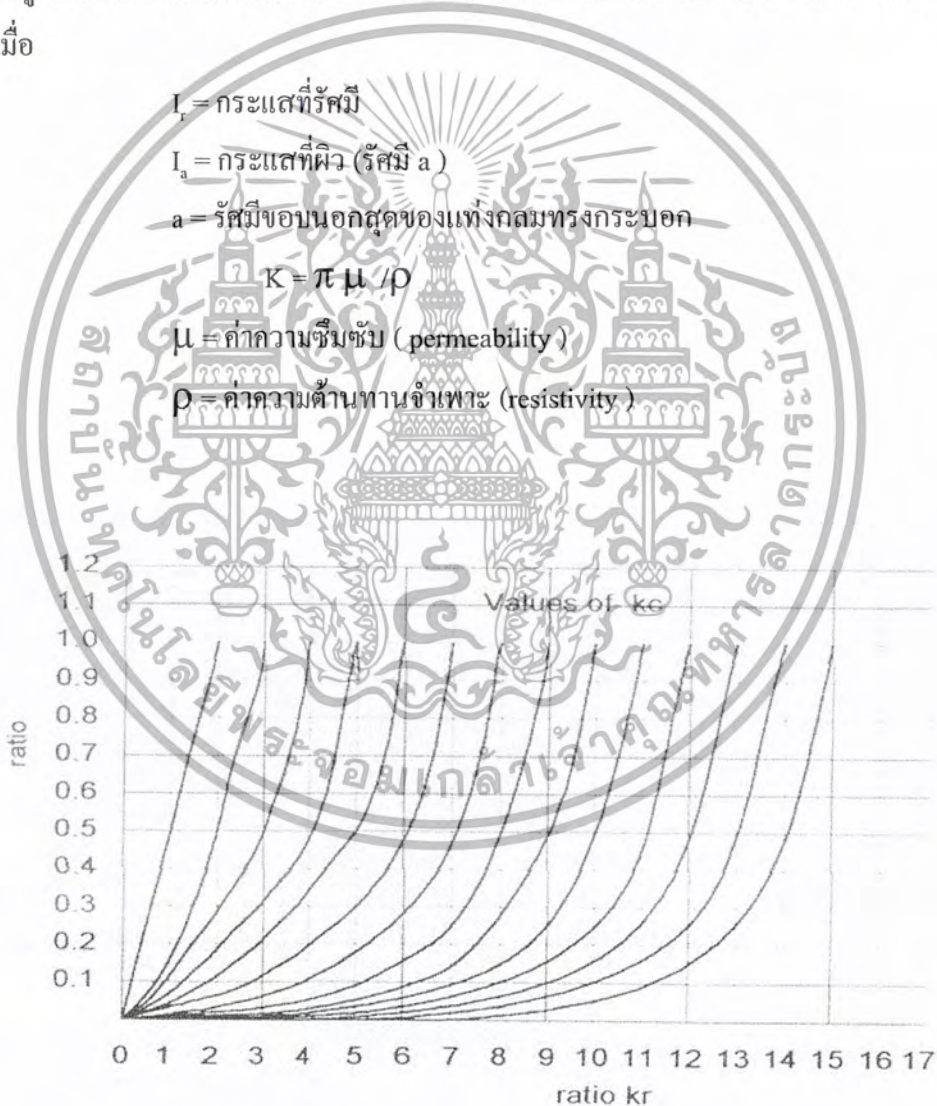
A = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ (Cross section area) [cm²]

Q = ค่าคงที่ขึ้นกับค่าของ $2\alpha / Q$ (Function determined by $2\alpha / Q$)

กราฟรูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ตัวแท่งทรงกระบอกโดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่านศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งทรงกลมกระบอก

2.1.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆกันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้นำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.5 เป็นกราฟที่ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกัน ไปจากรูที่ 2.5 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวนอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆเมื่อ



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่แน่นอนน้อยกว่าโลหะชนิดอื่นๆที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักอย่างหนึ่งที่โลหะมีอยู่ก็คือค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยน โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพาะจะเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 F ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400-1475 F โดยลดลงถึง 100 เท่าของความถี่เดิม

2.1.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (critical temperature) เหล่านี้เรียกว่าจุดคูรี (curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่ามีโบลิเนียมและซิลิกอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่เมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี ดูตารางที่ 2.2

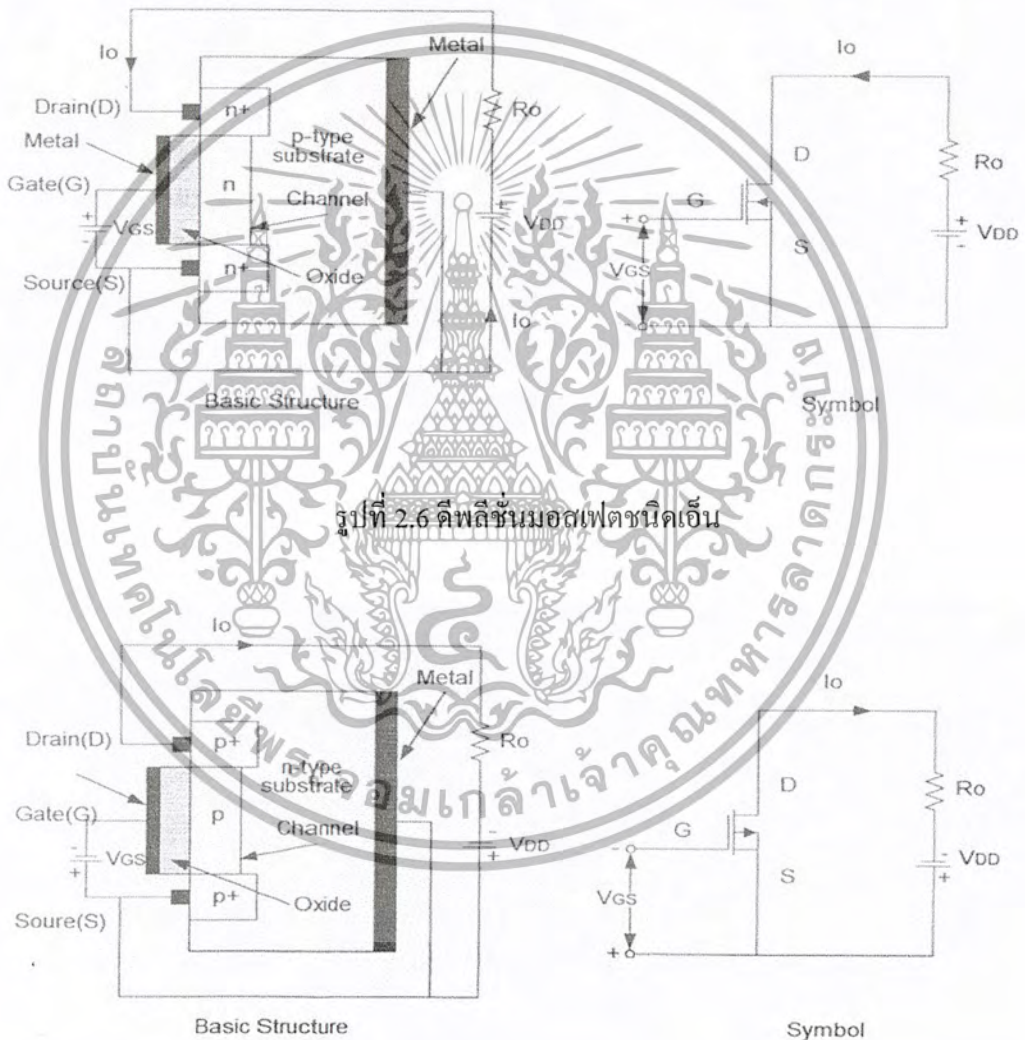
ชนิดโลหะ	อุณหภูมิ
เหล็ก (Iron)	1420
โคบอล (Cobalt)	2105
นิกเกิล (Nickel)	680
เหล็ก ผสมนิกเกิล (Nickel- Iron (30Ni-70Fe))	160
โลหะผสม (Permalloy(78Ni-22Fe))	1020
โลหะผสม (Nickel-Copper(Thermalloy,Thermopern))	50-160
โลหะผสม (Carbon-steel (medium))	1330

ตารางที่ 2.2 ค่าอุณหภูมิวิกฤตแต่ละชนิดของ โลหะแต่ละชนิด

2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.2.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาท์พุทด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุทต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตซ์สูง เวลาในการสวิตซ์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตและต้องการการเก็บรักษาเป็นพิเศษ

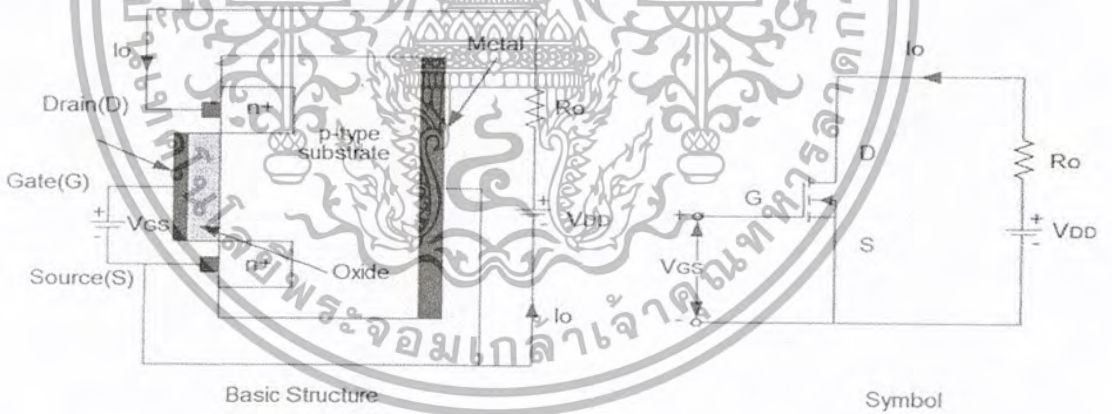


รูปที่ 2.7 ดิพลีชันมอสเฟตชนิดพี

มอสเฟตมีด้วยกันสองชนิดคือ ดิพลีชันมอสเฟต (depletion mosfet) และ เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต (enhancement mosfet) ดิพลีชันมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิกอนชนิดพีดัง

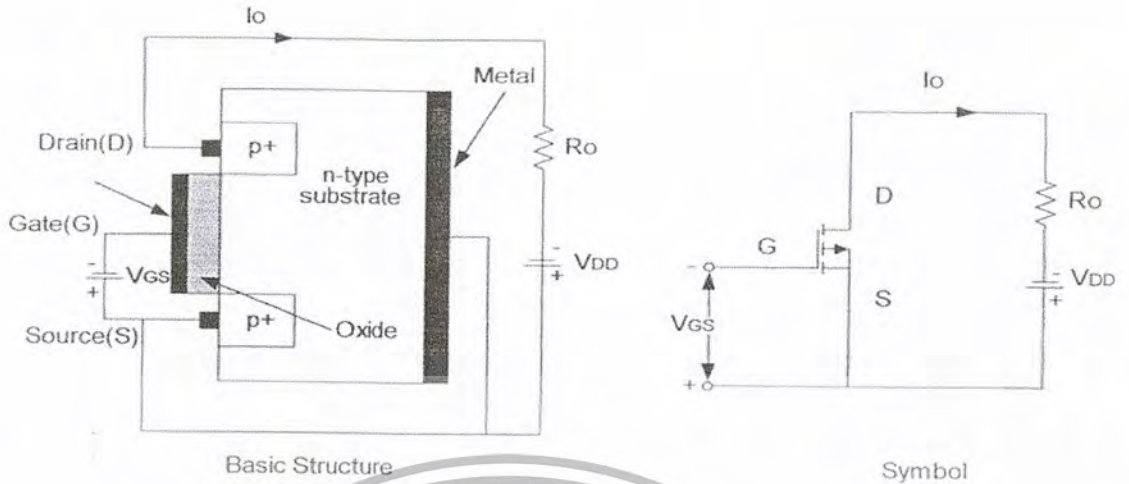
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.6 และถูกโด๊ป (dope) ด้วยซิลิกอนชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทถูกแยกออกจากเซนแนล ด้วยชั้นของออกไซด์ต่างๆทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท (Gate) เดรน (Drain) และซอร์ส (Source) แรงดันที่เกทซอร์ส (V_{GS}) นั้นเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นเซนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นออกไซด์เป็นผลทำให้เซนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส R_{DS} มีค่าสูงขึ้นถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้เซนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส ($I_{DS}=0$) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่าแรงดันพินชออฟ (Pinch off voltage), V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกเซนแนลจะเริ่มกว้างขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} น้อยลงสำหรับดีพลีชันมอสเฟตชนิดพีจะมีช่วงของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็นในเอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีการแคบในรูปที่ 2.8 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากซับสเตรทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวกมากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage), V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นเซนแนลเสมือนขึ้นและจะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดพีสถานะของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.8 เอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

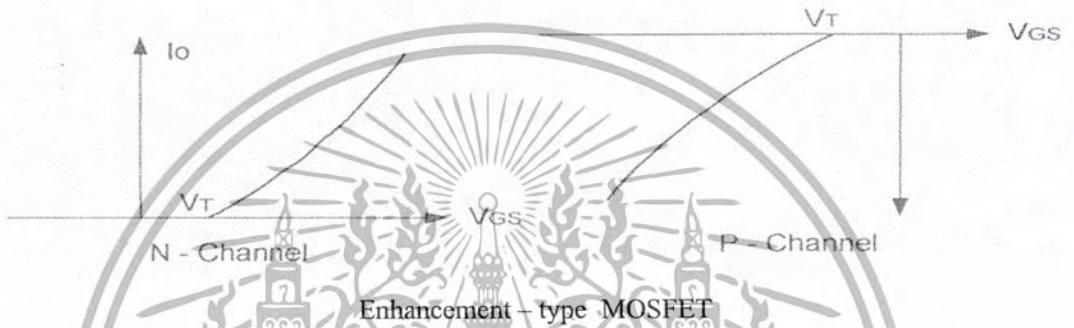
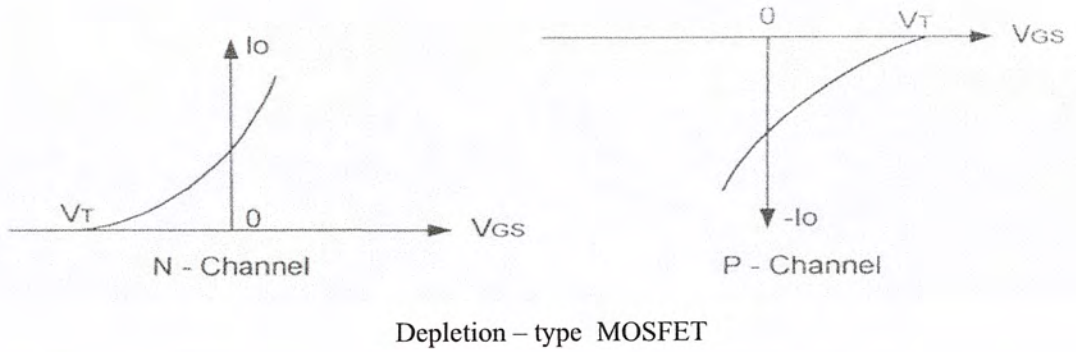


รูปที่ 2.9 เอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟตชนิดพี

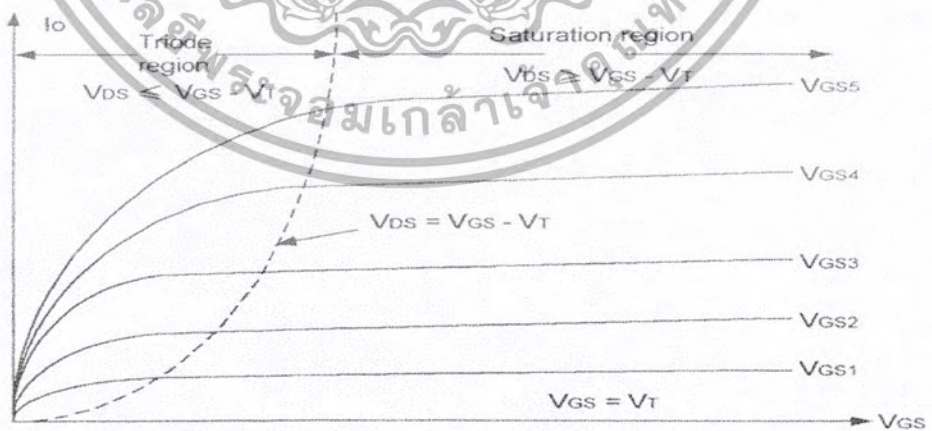
2.2.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D กับกระแสเกต I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

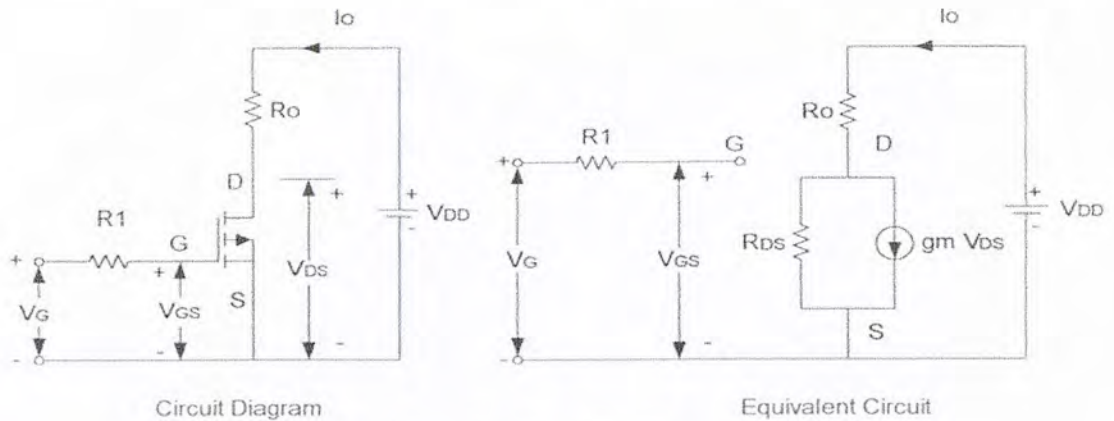
ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพี ดังแสดงในรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอทท์พุทของเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$ บริเวณอิ่มตัวหรือบริเวณพินชออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินชออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = (V_{GS} - V_T)$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยน โดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทซ์ชิ่งในบริเวณอิ่มตัวกระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตชนิดพีลึชชันและเอ็นฮานซ์เม้นท์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.13 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์, G_M หาได้จาก $G_M = d I_D / d V_{GS}$ เมื่อ V_{DS} คงที่และควมต้านทานด้านเอทท์พุท, $r_o = R_{DS}$ หาได้จาก $R_{DS} = d V_{DS} / d I_{DS}$ (R_{DS} ในบริเวณพินชออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์มและในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)



รูปที่ 2.10 ลักษณะสมบัติอินพุตของมอสเฟต สำหรับดีพลีชันมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
 - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)
 - ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
 - ใช้อุปกรณ์ในการขับขานก่น้อย (Few driver circuit components)
2. มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (Very fast switching times)
 - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
 - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
 - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
 - มีค่าแบนด์วิดท์ของอัตราขยายสูง (high gain bandwidth product)
3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส (Positive temperature coefficient of on resistance)

2.2.4 การทำงานแรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage), V_T

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ถึงซอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัว หาได้โดยการกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัวค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกต ออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอน

อุณหภูมิห้องมีค่า 150 C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุด A จะเห็นได้ว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า $V_{(BR)DSS}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ $V_{(BR)CES}$ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสกับคอลเลคเตอร์ นั่นคือไดโอด (didoe) ที่ต่อคร่อมขาเดรนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.13 ไดโอดเกรนเจอร์เทียบภายในอุปกรณ์

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitance)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจาก โครงสร้างของมอสและรอยต่อพีเอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจากโครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance), C_{gs} และค่าความเก็บประจุของเกต-เดรน (gate-drain capacitance), C_{gd} ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองจุดขึ้นอยู่กับ โครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อพีเอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุเดรนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันจึงขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของบริเวณรอยต่อดีพลีชันที่เกิดการป้อนไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region)

ฉนวนไดอิเล็กทริกของ C_{gd} และ C_{gs} มักใช้แก้ว จึงเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมากไม่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก้วและกลายเป็นค่าความต้านทานนั่นคือเพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

2.2.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (minority

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่านโอมมิค (ohmic region) และย่านแอคทีฟ (active region) ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีย่านอิ่มตัว (saturation region) และย่านแอคทีฟ (active region)

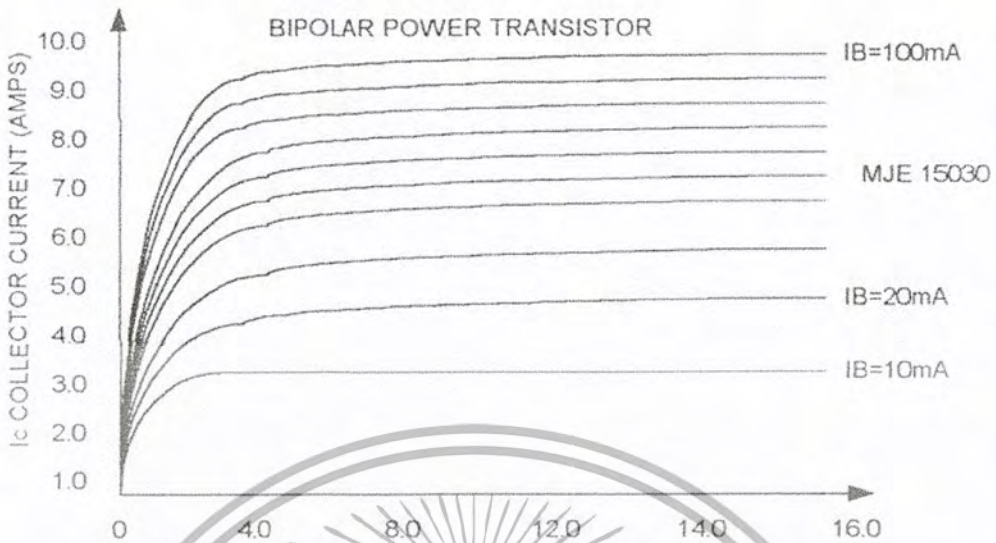
จากกราฟรูปที่ 2.14 และรูปที่ 2.15 จะเห็นว่ามีความแตกต่างที่เห็นได้ชัด 3 ประการ คือ

1. เพาเวอร์มอสเฟตทำให้เกิดชุดกราฟโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกต ต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงที่กระแสเบส
2. ความชันของกราฟในย่านอิ่มตัวของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะชันมากกว่าย่านโอมมิคของเพาเวอร์มอสเฟต ย่อมแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานขณะปิดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตจะสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
3. กราฟความชันในย่านการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะชันมากกว่าเพาเวอร์มอสเฟต นั่นคือ จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นแหล่งจ่ายกระแสแรงดันที่ไดดี I_D ของเพาเวอร์มอสเฟตจะถูกจำกัดโดยแรงดันพินช์ออฟ (pinch-off voltage) ที่เกิดขึ้นภายในของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.14 $I_D - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15

ย่าน A เรียกว่า ย่านโอมมิค , ย่าน B เรียกว่า ย่านแอคทีฟ



รูปที่ 2.15 $I_C - V_{CE}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบียร์ MJE15030
 ย่าน A เรียกว่า ย่านอิ่มตัว ย่าน B เรียกว่า ย่านแอคทีฟ

2.2.7 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

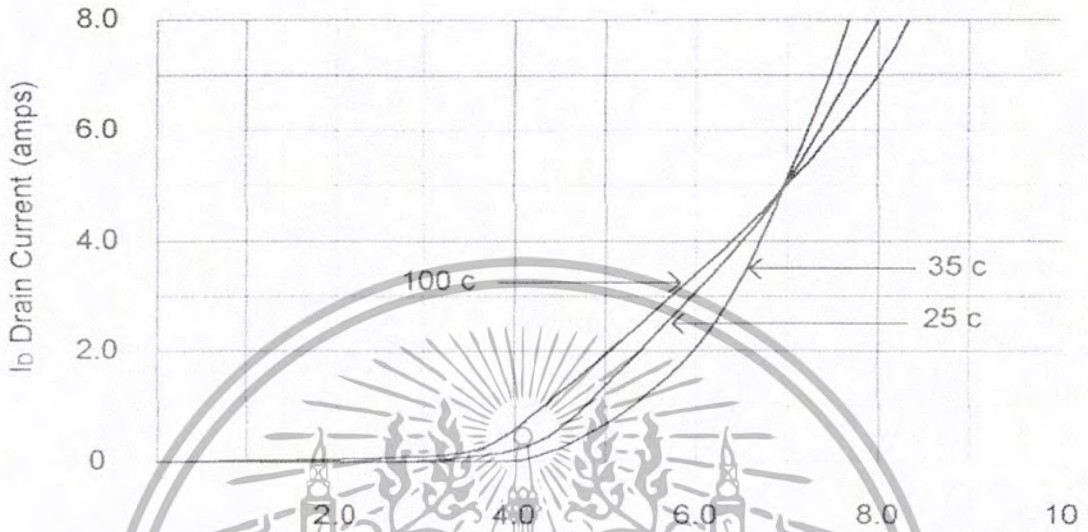
ค่าความต้านขงวงจรปิด (On – resistance)

$r_{DS(on)}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตคือคุณสมบัติสำคัญเพราะมันสามารถกำหนดปริมาณของกระแสที่ตัวอุปกรณ์สามารถรับได้โดยไม่เกิดกำลังงานสูญเสีย เมื่อมีการเปลี่ยนสภาวะของเพาเวอร์มอสเฟตจากเปิดไปปิดวงจร ค่าความต้านทานเดรน – ซอร์ส จะเปลี่ยนจากค่าที่สูงมาก ๆ เป็นค่าเท่ากับ $r_{DS(on)}$ ซึ่งเป็นค่าค่อนข้างต่ำมากทำให้ $r_{DS(on)}$ น้อยที่สุด โดยการให้แรงดันที่ขาเกตมากเพียงพอเพื่อให้กระแสเดรนอยู่ในย่านโอห์มมิก

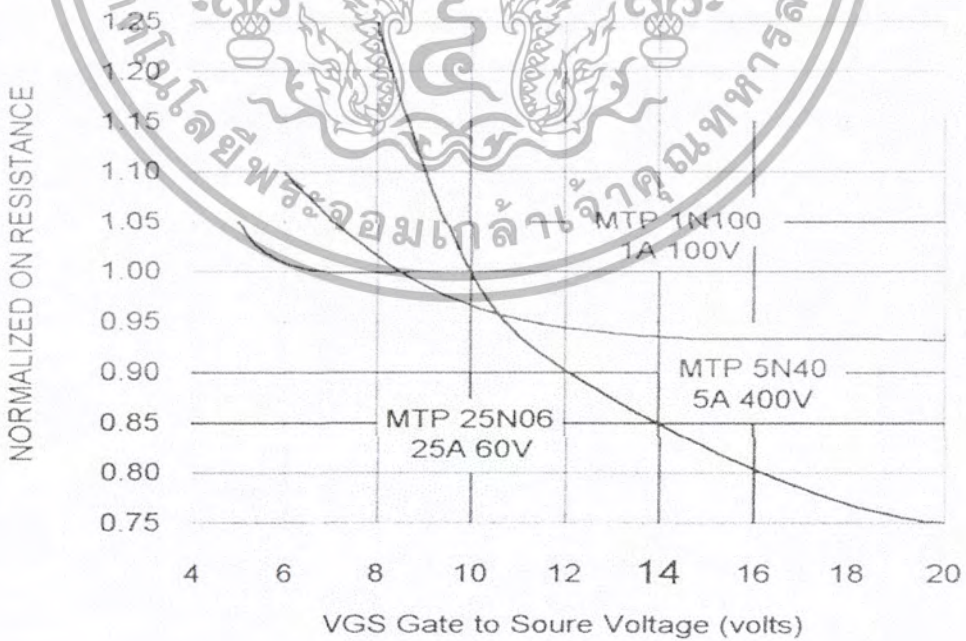
รูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มแรงดันเกตเกิน 12 โวลท์ $r_{DS(on)}$ จะเริ่มคงที่หรือเริ่มลดน้อยลงที่ขาเกตแรงดันสูงนี้จะทำให้ค่าเวลาในการเปลี่ยนสภาวะเป็นเปิดวงจรเพิ่มมากขึ้นเนื่องมีประจุค้างอยู่ในค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุต ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมควรให้แรงดันที่ขาเกตประมาณ 10 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.17 เห็นได้ว่าเมื่อกระแสเดรนเพิ่มมากขึ้นค่าความต้านทานขณะปิดวงจรก็เพิ่มขึ้นตามและ T_j , ยังมีผลต่อ $r_{DS(on)}$ ด้วย

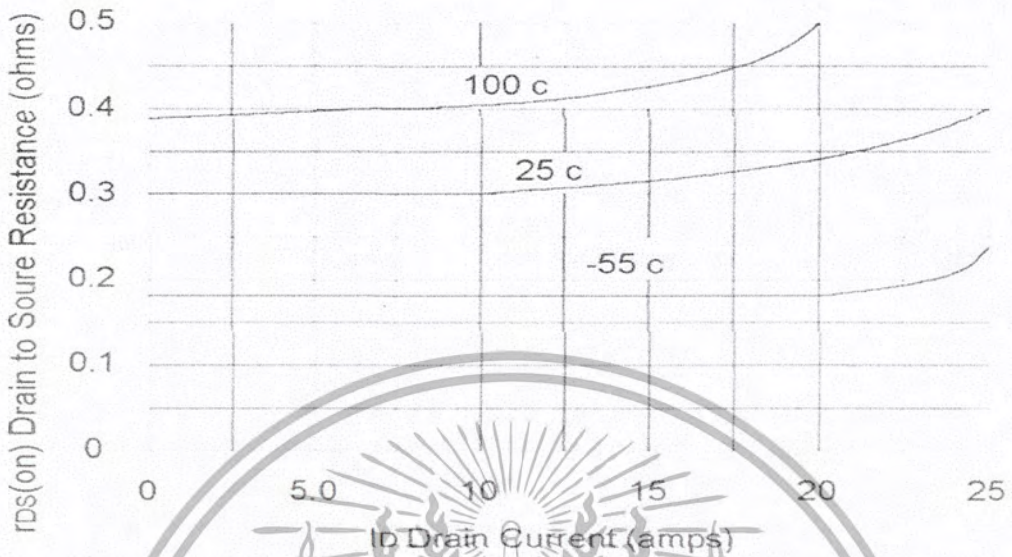


รูปที่ 2.16 กราฟแสดงคุณลักษณะส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟต

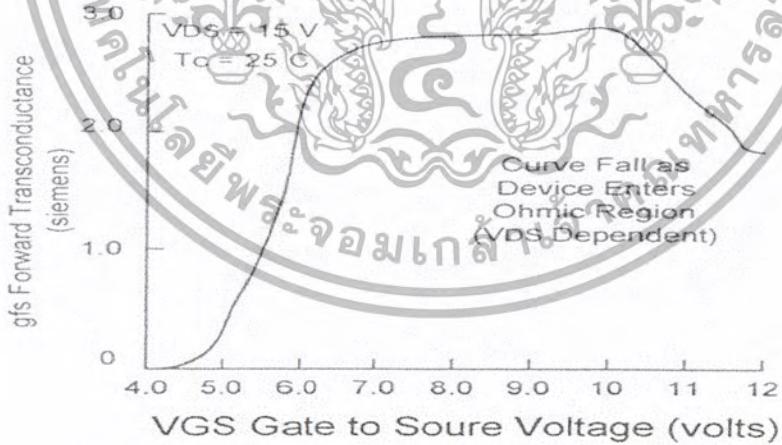


รูปที่ 2.17 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง r_{DS} ต่อ V_{GS} และ I_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ตามกระแสเดรนและอุณหภูมิที่รอยต่อ



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ต่อ V_{GS}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานสคอนดักแตนซ์ (trans conductance) , G_{FS}

อัตราการขยายของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวแปรสำคัญ เมื่อต้องการจะทำให้อุปกรณ์ทำงานในย่านแอกทีฟหรือกระแสคงที่ (constant current)

ตามรูปที่ 2.19 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์สามารถดูได้จาก $I_D - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่าน (transfer characteristic) ที่ V_{DS} เปลี่ยนแปลงแล้วมีผลต่อ G_{FS} ในทางปฏิบัติ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะกำหนดที่ครึ่งหนึ่งของพิคกระแสครนต่อเนื่องและที่ $V_{DS} = 15$ โวลท์

สำหรับการออกแบบสลับสภาวะของเพาเวอร์มอสเฟต ระหว่างสภาวะปิดวงจร และสภาวะเปิดวงจร ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะไม่ถูกนำไปใช้ในการออกแบบ

แรงดันรักษาสภาวะคงตัว (Threshold Voltage)

แรงดันรักษาสภาพคงตัว , $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกตที่ต่ำที่สุดที่ทำให้มีกระแสครนเริ่มไหลพอดี ค่าที่ผู้ผลิตกำหนดไว้เพื่อการผลิตอุปกรณ์คือ $V_{GS(th)}$ ที่ทำให้มีกระแส $I_D = 1 \text{ mA}$

2.3 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้

พื้นที่การทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

เขตงานปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตดูได้จากกราฟข้อมูลของเพาเวอร์มอสเฟตซึ่งจะมีอยู่ 2 ตำแหน่ง คือพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อไบอัสตรง (The forward biased safe operating area ; FBSOA) และพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อมีการเปลี่ยนสภาวะ (The switching safe operating area ; SSOA)

FBSOA

กราฟ FBSOA จะบอกถึงค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสครนที่อุปกรณ์จะสามารถทนได้ขณะที่ไบอัสตรงหรือขณะนำกระแส จะมีค่าจำกัดอยู่ 4 ค่าที่อยู่ในขอบเขตของกราฟ FBSOA เป็นค่าสูงสุดของพิคแรงดันครน -ชอร์ส ดังที่แสดงในขอบเขต A ถ้าเกินพิคดังนี้แม้จะเป็นช่วงขณะก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตสามารถพังได้ ดังนั้นควรระวังการเกิดการทรานเซียน (transient) ที่แหล่งจ่ายแรงดันให้แก่ครน ค่ากระแสครนสูงสุดที่สามารถยอมได้ภายในช่วงเวลาหรือเป็นพัลส์ จะหาได้จาก บริเวณที่ 2 ของกราฟ FBSOA ข้อจำกัดจะเกิดจากสภาวะภายในของตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขนาดจุดต่อของชอร์ส คุณลักษณะ และความต้านทานทางกลไกอื่น ถึงแม้ว่าเพาเวอร์จะสามารถรับกระแสเกินที่เกิดจากการไม่เหมาะสมก็ได้ แต่ไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควรให้มันทำงานเกินพิกัดกระแสเดรนในขณะที่เป็นพัลส์ที่ยังรวมถึงกระแสที่มีลักษณะเป็นการ
รบกวนชั่วขณะด้วย

ขอบเขตที่ 3 จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทานเดรน-ซอร์สขณะวงจรปิด และ
ขีดจำกัดที่แรงดันกระแสเดรน-ซอร์สขนาดต่ำ

ขอบเขตที่ 4 จะขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางอุณหภูมิเนื่องจากการประกอบ ขีดจำกัดของ
กำลังของกราฟ FBOA หาได้จากกราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ (thermal response)
อุณหภูมิที่รอยต่อภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตสูงสุดที่จะรับได้ และค่าพิกัด $r_{\theta JC}$ สูงสุด การ
ทำงานภายในกราฟจะจะทำให้ได้ค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะไม่เกิน $150^{\circ}C$

เมื่อความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะ (transient thermal resistance) ลดลงอย่าง
รวดเร็วในช่วงเวลาสั้นๆ จะทำให้ความสามารถที่จะรับกำลังสูงสุดได้เพิ่มกราฟดังตัวอย่างตามรูป
ที่ 4.2 ถ้ากำหนดให้เป็นพัลส์ 100 หนึ่งลูก จะได้ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิ (effective
thermal impedance) ของพัลส์ 100 หนึ่งลูก

ค่าจำกัดความของความต้านทานทางอุณหภูมิ $R = (T_J - T_C) / P_D$ นำขนาด
ของพัลส์ $T_J = 150^{\circ}C$ และ $T_C = 25^{\circ}C$ มาเข้าสมการจะได้ $P_D = 4564$ วัตต์ ดังนั้นจะเห็นว่า
MTM8N40 สามารถนำกระแส 23 A ที่ความกว้างพัลส์ 100 μS โดยที่ $T_{J(max)}$ ไม่เกิน $150^{\circ}C$

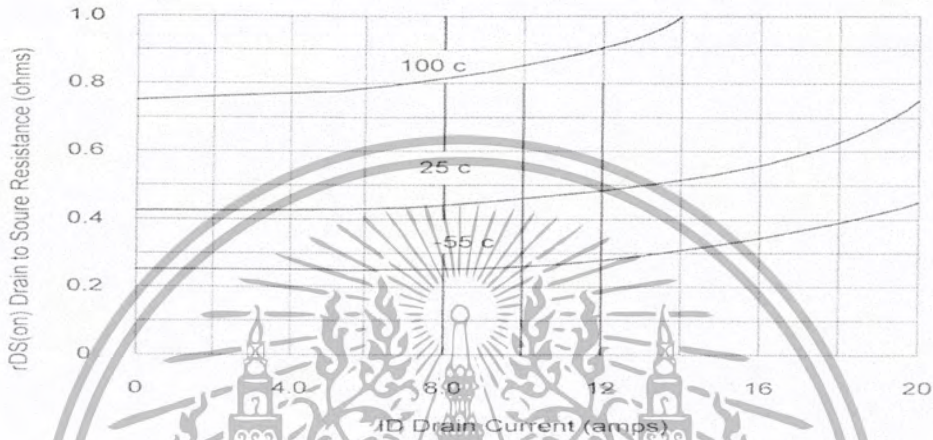
ปกติกราฟ FBSOA ที่หาได้จากข้อจำกัดของอุณหภูมิเนื่องจากตัวถัง ทำให้เรารู้
ล่วงหน้าว่าสถานะต่างๆเป็นอย่างไร ถ้าเกิดแรงดันและกระแสสูงชั่วขณะที่ยาวเกิน 10 sec สถานะนี้
สามารถเกิดทั้งลิเนียร์และสวิทซ์ซิ่ง เช่น โหลดเกิดชอร์ต

ขีดจำกัดของอุณหภูมิมามีจากขอบเขตของ SOA สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในทาง
ลิเนียร์ ถ้า $T_{J(max)}$ จะมีผลกระทบต่อพิกัดกระแสพัลส์เมื่อนำเอาเพาเวอร์มอสเฟต ไปใช้งานสวิทซ์
จากการสังเกต พิกัดของกระแสเพาเวอร์มอสเฟตก่อนข้างเป็นการเรกติไฟร์ได้ดีกว่าไบโพลาร์
ทรานซิสเตอร์เพราะพิกัดกระแสสูงสุด ไม่ได้ถูกจำกัด โดยค่าอัตราขยายแต่ถูกจำกัดด้วยอุณหภูมิ
ดังนั้นค่า $r_{DS(on)}$, การสูญเสียกำลังขณะปิดวงจร (On-state pwer dissipation) , การสูญเสีย
สวิทซ์ซิ่ง (switching losses) , ความกว้างพัลส์ (pulse width) , ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) และ
ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง จะมีผลต่อ T_J

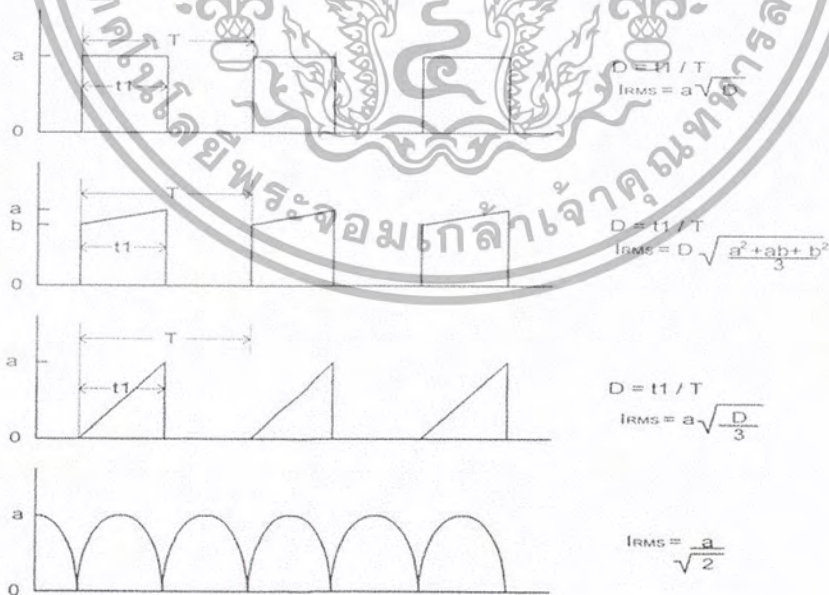
การสูญเสียกำลังด้านสวิทซ์ซิ่งทั้งหมดเกิดจากการสูญเสียขณะเปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ
การสูญเสียสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าน้อยมากสามารถตัดทิ้งได้ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่
เพิ่มขึ้นค่าสูญเสียสวิทซ์ซิ่งจะเริ่มมากขึ้นและมีผลทำให้ T_J เพิ่มขึ้น จุดที่แบ่งความถี่ต่ำความถี่สูง
จะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเคลื่อน วงจรขับเคลื่อนที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำจะมีค่าสูญเสียสวิทซ์ซิ่ง
ค่อนข้างน้อยความถี่ 50 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในผลรวมของกำลังสูญเสีย (total power dissipation) ค่าสูญเสียขณะปิดวงจรจะเป็นค่าที่มากที่สุด และทำให้มีผลกระทบต่อความสามารถในการรับกระแสพัลส์สูงสุด การคำนวณค่ากำลังการสูญเสียขณะปิดวงจรต้องใช้กราฟของการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ที่อุณหภูมิหนึ่งกระแสเดรน



รูปที่ 2.20 กราฟความต้านทานขณะปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน



รูปที่ 2.21 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟต(dv/dt Limitation in POWER MOSFET)

dv / dt ที่มีค่าสูงๆสามารถเกิดได้ 3 สถานะ สถานะแรกจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบสเตติก (static dv/dt) เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะคร่อมแรงดันซอร์ส และยังสามารถส่งผลกระทบต่อที่ขาเกตโดยผ่านเกต-เดรน ค่าความเก็บประจุแฝง (parasitic capacitance) , $C_{(rss)}$ จะขึ้นอยู่กับขนาดอิมพีแดนซ์เกต-ซอร์ส และกระแสที่ไหลเข้าขาเกตทำให้แรงดันเกตถึงซอร์สสูงกว่า $V_{GS(th)}$ ทำให้เกิดการนำกระแสขึ้นเองได้ การเกิด dv/dt ของเพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดเมื่ออิมพีแดนซ์เกต-ซอร์สมีค่ามากๆจึงไม่ควรเปิดวงจรที่ขาเกตถ้าอิมพีแดนซ์เกตถึงซอร์สมีค่าสูง และแรงดันชั่วขณะที่เกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอร์ส จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สถานะที่สองเกิด dv /dt เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสแล้วมีแรงดันป้อนกลับ (feed back) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีโหลดเป็นค่าความเหนี่ยวนำและความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับกระแสเดรนสูง ค่าแรงดันสูง V_{DS} และมกระแสเคลื่อนย้าย (displacement) ขนาดสูงภายในค่าความเก็บประจุแฝง ดังนั้นจะอยู่ในรูปการเปลี่ยนแปลงไดนามิก (dynamic dv/dt) เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สถานะที่สาม แรงดันเดรนถึงซอร์สที่มีค่าความชันสูงจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรต่อแบบบริดจ์ขณะที่ไดโอดที่คร่อมเดรนและซอร์สนำกระแส

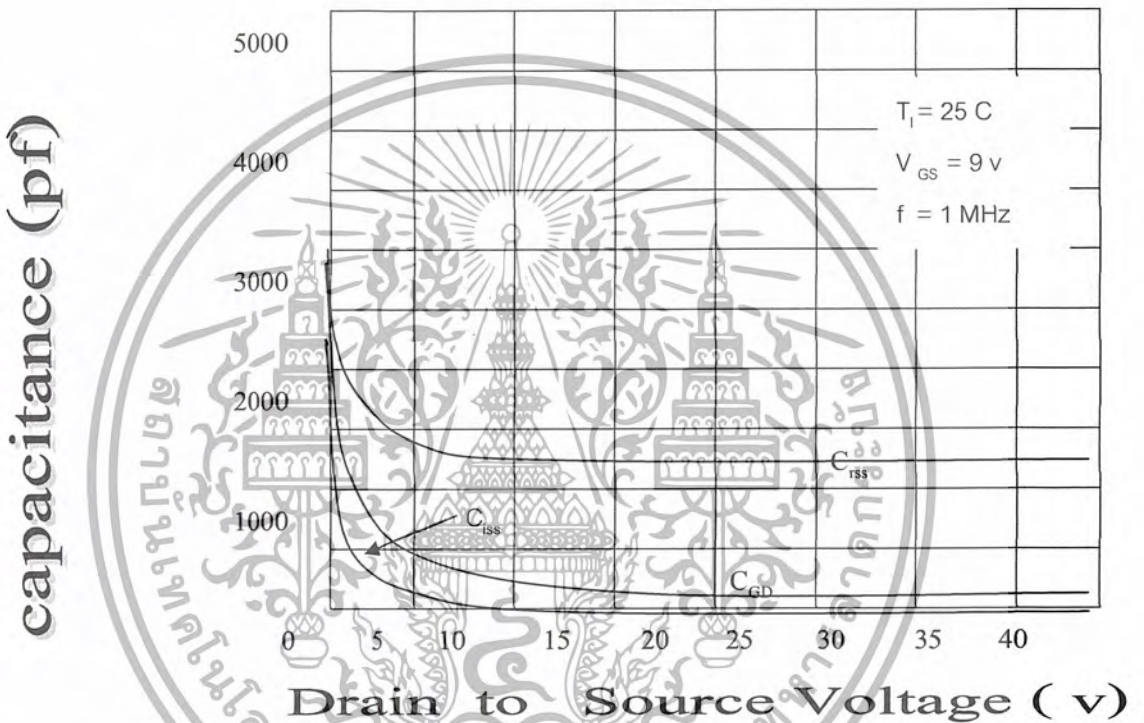
สิ่งที่ต้องการของวงจรขับเกต (Gate Drive Requirement)

การขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเปรียบเสมือนกับการขับค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุทางด้านอินพุต และจะมองค่าเก็บประจุอินพุตซอร์สรวม (common source input capacitance , C_{iss}) หรือค่าความเก็บประจุเกตส่งผ่านกลับทางซอร์สรวม (common source reverse transfer capacitance , C_{rss}) ค่า C เป็นผลรวมของค่าความเก็บประจุเกต ถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุเกตถึงเดรน จากกราฟรูปที่ 2.24 จุดที่น่าสังเกตคือที่ V_{DS} น้อยกว่า 5 โวลต์ กราฟจะชันมาก

ข้อพิจารณาที่ยุ่งยากในการประมาณค่าเวลาในการสวิตช์ซึ่งมีอยู่ 2 ประการคือค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุต จะเปลี่ยนแปลงทางด้านเอาต์พุตตาม V_{DS} ค่าเวลาคงที่ (time constant) จะพิจารณาจากวงจรอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกตและ C_{iss} ดังนั้นการคำนวณเวลาการไต่ขึ้น (rise time) ของแรงดันเกต จะใช้การกำหนดอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกตและการประมาณค่าความเก็บประจุ

ทางด้านอินพุท ส่วนประการที่สองเป็นผลมาจากค่าความเก็บประจุมิลเลอร์ (Miller capacitance), C_{iss} นั่นคือค่า C_{GD}

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้แรงดันสูงทำงาน จะได้ V_{DS} ค่อนข้างต่ำ และ V_{GS} มีค่าประมาณ 15 โวลต์ C_{GD} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS} - V_{DS(on)}$ เมื่อหยุดการทำงานจะมีแรงดัน V_{DS} สูงดังนั้น C_{GD} จะถูกชาร์จจากความต่างศักย์แตกต่าง แรงดันที่ C_{GD} จะมีค่าแรงดันลบค่าสูง เมื่อ V_{GS} ประมาณศูนย์ โวลต์



รูปที่ 2.22 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรนถึงซอร์ส

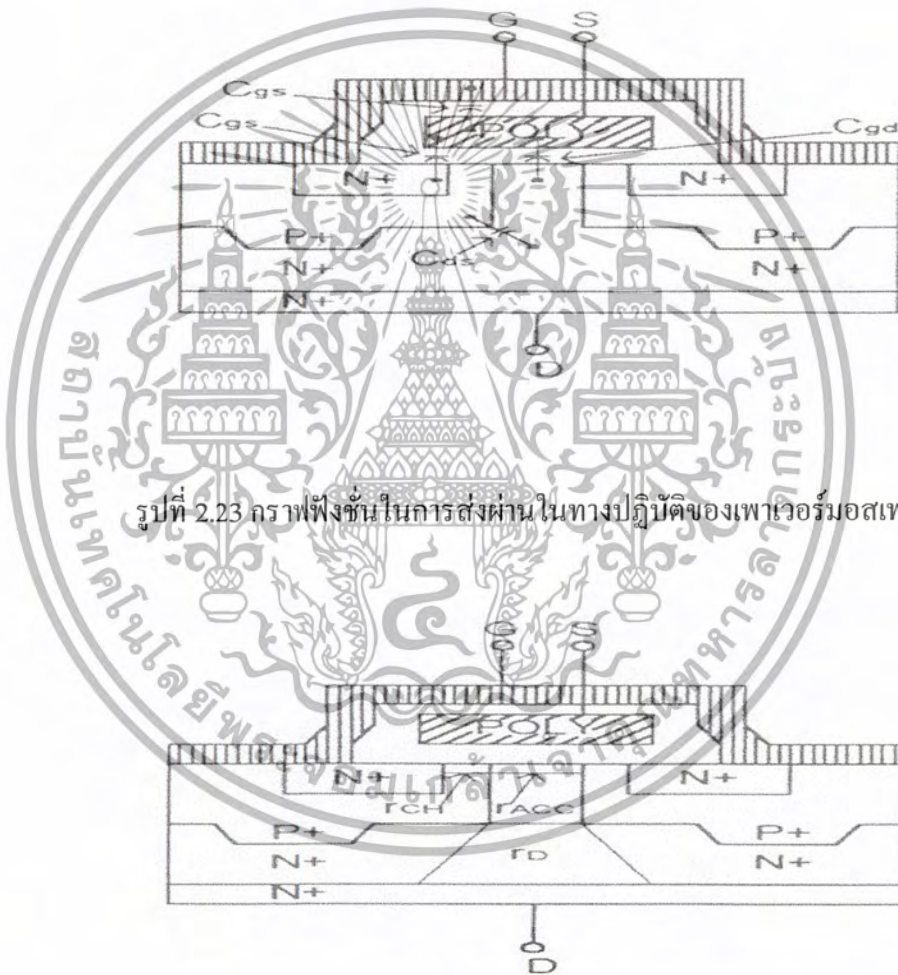
การประมาณค่าของความเร็วในการสวิตช์ซึ่งอย่างแน่นอน ทำให้ได้โดยการแบ่งกราฟของช่วงการสวิตช์เป็น 3 ส่วน ตามรูปที่ 2.26

1. ในส่วนที่ 1 ตามรูปที่ 2.26 จาก $t_0 - t_1$ เพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะหยุดทำงานและกระแสประมาณ 0 A C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS(th)}$ อยู่ในส่วนที่ 1 และ 2 และที่ t_1 อุปกรณ์จะเริ่มนำกระแส
2. ในส่วนที่ 2 ตั้งแต่ $t_1 - t_2$ เพาเวอร์มอสเฟตจะเปลี่ยนสถานะจากหยุดทำงานเป็นทำงาน กระแสเดรนจะถูกควบคุมด้วย G_{FS} แรงดันจะตกจาก V_{DD} มาเป็น $V_{DS(on)}$ ถ้านำค่า C_{GD}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คูณด้วยการขยายแรงดันจะได้ค่าผลกระทบบิลเลอรั ซุดซึบจะจ่ายกระแสแก่ C_{GD} ตลอด ส่วนที่ 2

3. ในส่วนที่ 3 ตั้งแต่ t_2 ถึง t_3 เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะทำงาน อิมพีแดนซ์ตรงถึง ซอร์ส เปรียบเป็นค่าความต้านทาน C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{DS(on)}$ ทั้งสามส่วน ค่า C_{iss} และ C_{rss} สามารถดูได้จากข้อมูลเฉพาะแต่ละเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต ในย่าน 1 และย่าน 2 จะใช้ค่า C_{iss} และ C_{rss} ที่ $V_{DS} = V_{DD}/2$ ในย่าน 3 จะใช้ค่า C_{iss} ที่ $V_{DS} = V_{DS(on)}$



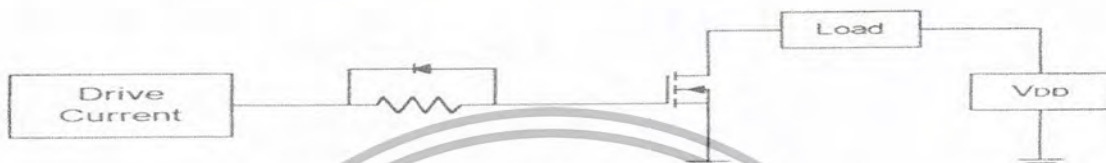
รูปที่ 2.23 กราฟฟิงชันในการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

รูปที่ 2.24 รูปสัญลักษณ์ความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์นี้ สมมติว่าไม่มีความต้านทานที่วงจรเกท การเพิ่มค่าความต้านทานจะทำให้เพิ่มเวลาในการสวิตช์ซึ่ง ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.27

ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.25 แสดงการเพิ่มตัวต้านทาน และไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร

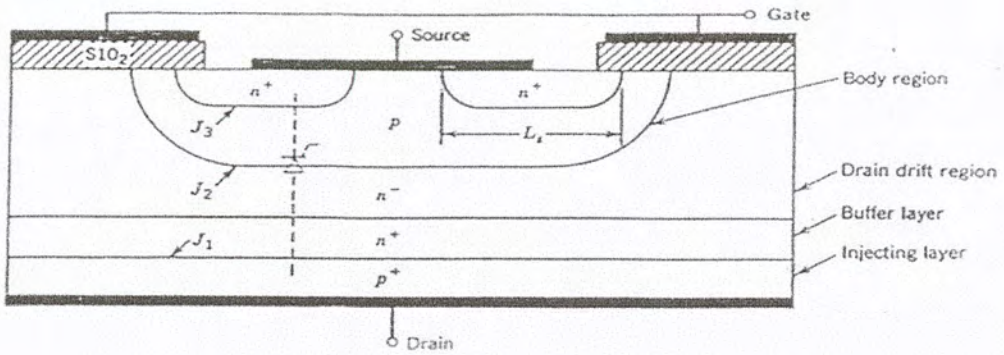


รูปที่ 2.26 แสดงการเพิ่มตัวต้านทาน และไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร

2.4 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

IGBT เป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากแนวความคิดที่ว่า จากการศึกษาพบว่าทรานซิสเตอร์กำลังมีการสูญเสียในขณะที่นำกระแสที่ต่ำ มีศักดาพังทลายสูง แต่มีความเร็วในการสวิตช์ช้า เนื่องจากผลของการสะสมของประจุที่บริเวณปลดพาหะ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟสมีการสูญเสียคอนนำกระแสสูงเนื่องจากความต้านทาน R_{ds} และมีค่าแรงดันพังทลายที่ต่ำแต่มีความเร็วในการสวิตช์สูง ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดสร้างมันขึ้นมา โดยการรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน เมื่อเรามาศึกษาโครงสร้างของมันพบว่า โครงสร้างของมันเหมือน มอสเฟส เพียงแต่มีชั้น P^+ ที่เป็นชั้นฐานรองเพิ่มเข้ามาจะช่วย ในการฉีดพาหะส่วนมากเข้าไปในชั้น N^-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



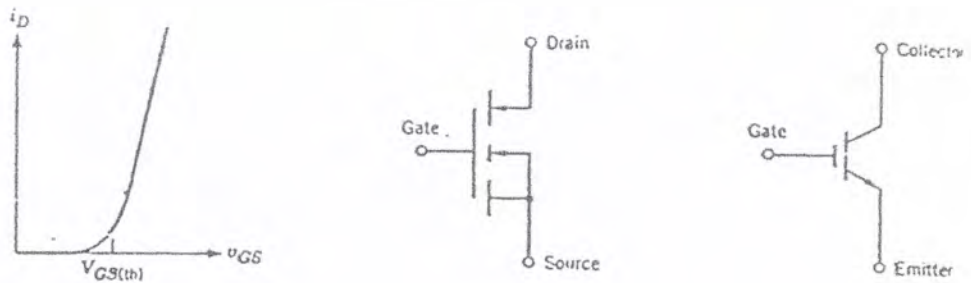
รูปที่ 2.27 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT

พบว่าตัว IGBT มีหลักการทำงานพื้นฐานคล้ายกับมอสเฟต คือหาก V_{GS} น้อยกว่า $V_{GS(th)}$ แล้วมันจะอยู่ในสถานะไม่ทำงาน เนื่องจากชั้นกลับไม่สามารถสร้างขึ้นได้ ซึ่งเราพบว่าแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณ drain drift region และ body region นั้นจะมีกระแสที่ไหลผ่านน้อยมาก เรียกกระแสรั่วไหล ซึ่งสถานะนี้เราสามารถนำมาพิจารณาได้ดังจะกล่าวต่อไป

สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบแอสเป็น V_{GS} แทน นั่นคือ แรงดันที่เริ่มนำกระแสมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม $V_{GS(th)}$ โดยพิจารณาได้จากคุณสมบัติและสัญลักษณ์ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส – แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT

หลักการทำงานของ IGBT

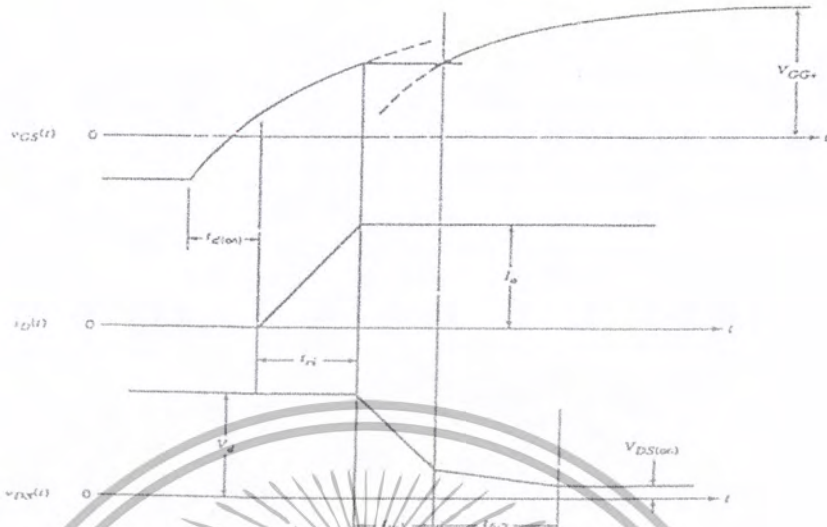
จากลักษณะของชั้นสารที่แสดงดังรูป พบว่าตัวของ IGBT นั้นมีลักษณะการเรียงชั้นสารเหมือน มอสเฟต ดังที่กล่าวไปแล้วนั้น ทำให้ลักษณะการไบแอสวงจรมีเหมือนกับมอสเฟต กล่าวคือ เมื่อป้อนแรงดันที่ขาเกท คือ V_{GS} มากกว่าแรงดันขีดเริ่มตัวมันจะเริ่มนำกระแสแต่หาก V_{GS} ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มมันจะไม่ทำงานซึ่งสภาวะนี้จะมีกระแสรั่วไหลน้อยมาก

เมื่อพิจารณาเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นที่ชั้นสารหลังต่อวงจรเรียบร้อยแล้ว เราพิจารณาที่สภาวะทำงานแรงดันไบแอสที่ขาเกทมากกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเกิดบริเวณชั้นขึ้นที่บริเวณ N^- ไปจนถึง N^+ ทำให้เกิดการเดินของกระแสขึ้นเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากซอร์ส ไหลผ่านเขตปลอดพาหะที่ชั้น N^+ และ P^+ ที่ต่อกับเดรน ซึ่งมีโฮลจาก P^+ ถูกฉีดเข้าไปยัง N^+ เป็นผลให้เกิดกระแสไหลผ่าน

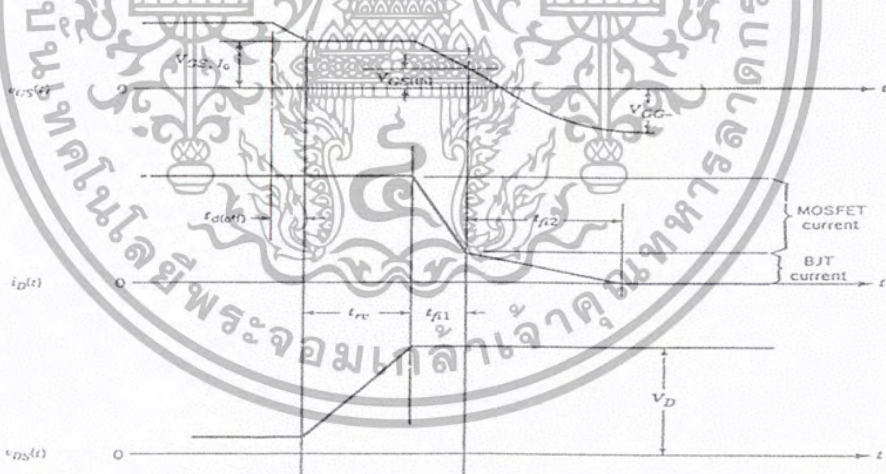
เมื่อสังเกตดู พบว่าจะเกิดวงจรเสมือนของตัวมอสเฟตและทรานซิสเตอร์ขึ้นที่ชั้นสารรวมทั้งตัวความต้านทานที่เกิดขึ้นทำให้สามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังรูป จากรูปของวงจรเสมือนทำให้เราสามารถหาแรงดันขณะ $V_{ds(on)}$ ได้ดังสมการ

$$V_{DS(ON)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{Channel}$$

จากการที่มันมีลักษณะคล้ายมอสเฟต ทำให้คุณสมบัติทางการสวิตช์ของมันคล้ายกับมอสเฟตด้วยทั้งในสภาวะ on state และ off state ดังรูป



รูปที่ 2.29 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - on ในวงจร step - down convertor



รูปที่ 2.30 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - off ในวงจร step - down convertor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

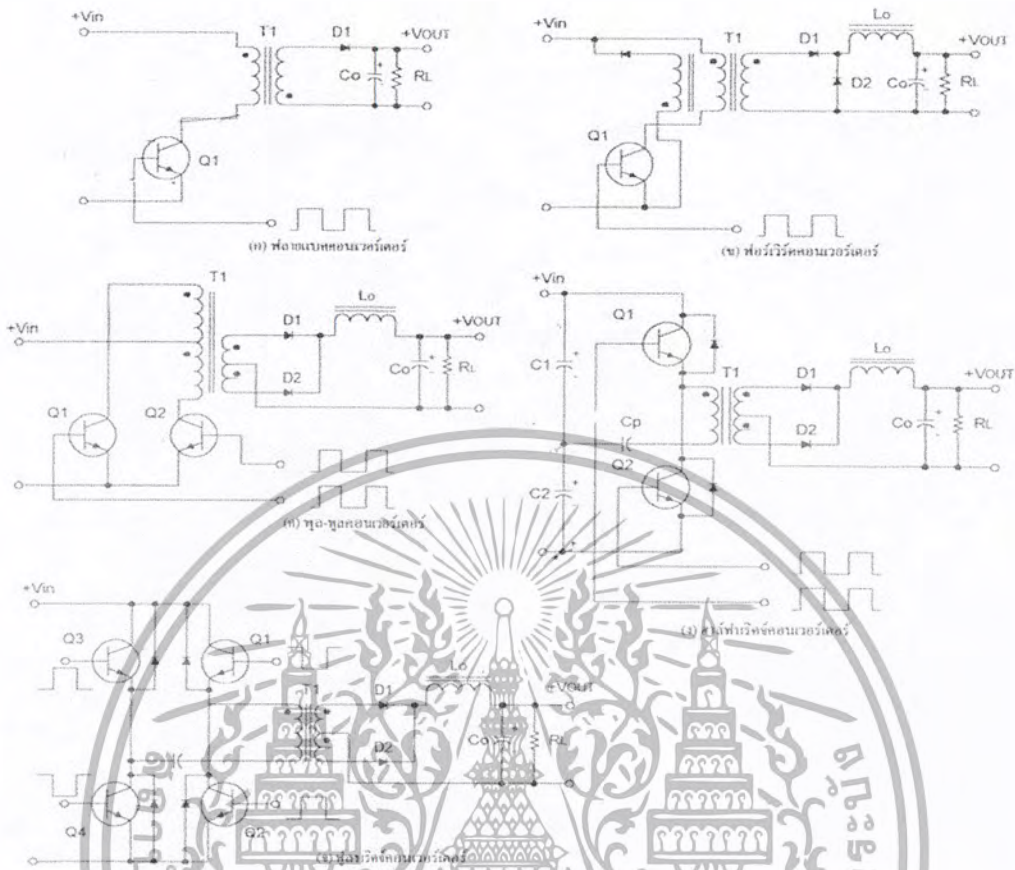
2.5 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในวงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับการจัดลักษณะวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียต่างกัน การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีค่าเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

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



รูปที่ 2.31 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา

2.5.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูที่ 2.33 ก. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็น สวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่สลับเปลี่ยนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะ กำหนดขดไฟมาที่และเซคคันดารี ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึง อยู่ในลักษณะไบอัสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟมาที่ของหม้อแปลง T1 แทนเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟมาที่และเซค คันดารี D1 ก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟมาที่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเท ออกไปยังขดเซคคันดารีและมีกระแสไหลผ่าน D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ถ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดย อยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน EMI / EMI ก่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์น้อยและมีราคาถูก

2.5.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.33 ข. จะเห็นได้ว่าคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟมารีและขดเชกคั่นคาร์ี่ให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D2 จะ อยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่าน D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท C_o และ โหลดได้ขณะที่ไม่มีกระแสไหลผ่าน L_o จะมีกระแสสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดเชกคั่นคาร์ี่ สานามแม่เหล็กใน L_o จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ไดโอด D2 ก็จะถูกไบอัสตรง L_o จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นว่ามีกระแสไหลผ่าน โหลดได้อย่างต่อเนื่อง ทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระแสเพิ่มที่แรงดันเอาท์พุท ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระแสเพิ่มต่ำกว่าแต่มีราคาสูงกว่า

2.5.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

จากรูปที่ 2.33 ค. Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสแต่ละครั้งคาบการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ D2 จะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะถูกไบอัสกลับ และ D1 ถูกไบอัสตรงและนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลได้อย่างต่อเนื่อง กระแสที่ได้จากทางเอาท์พุทจึงค่อนข้างเรียบ

2.5.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดเดียวกับพุกพุลและให้กำลังงานค่อนข้างสูง และมีข้อดีคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงแรงดันตกคร่อม ขณะไม่นำกระแสเหนี่ยวนำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ และลดการเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.33 ง. จะเห็นได้ว่าทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุกพุลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟไหมรีจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งแรงดันกระแสที่ไหลผ่านขดไฟไหมรีจึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.5.5 พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.33 จ. มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัว แต่ละทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟไหมรีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไฟไหมรีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าที่แรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านที่ขดไฟไหมรีจึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500-1000 วัตต์

2.6 วงจร snubber

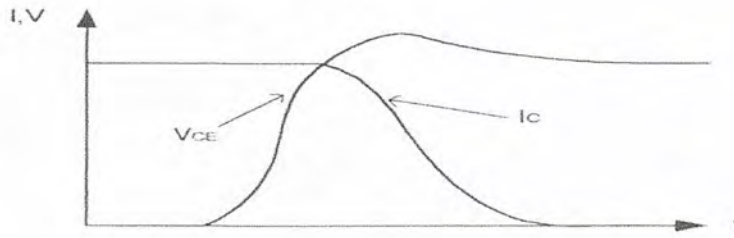
วงจร snubber (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) และวงจร snubber ป้องกันไฟเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทานตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RLD snubber

2.6.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสภาวะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเริ่มหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ขอสและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำได้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจร snubber ทำได้ดังรูปที่ 2.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.33 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแสแรงดันที่ขาซอร์สจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่า มากพอการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอร์สจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตลดลงจนมีมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = [I_{p(pk)} * t_{OFF}] / 2 V_{in}$$

$$R1 = [t_{ON(min)}] / 2.3 C1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- V_{in} คือค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์
- $t_{ON(min)}$ คือช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_{OFF} คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

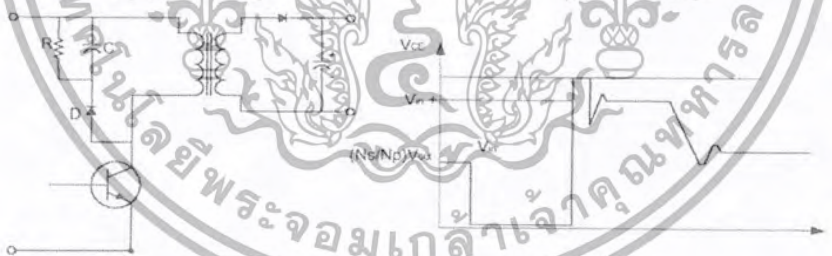
การคายประจุของ C1 จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียในตัว R1 สูงตัวต้านทาน R1 จะทนกำลังงานได้สูง โดยกำลังสูญเสียในตัว R1 อาจหาได้จาก

$$P_D = C1 (2 V_{in})^2 / 2T \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.2 วงจรสับเบร่ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย SBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส มักทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบร่ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของวงจรเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบร่ป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.34 แสดงการต่อสับเบร่ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่า กระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบร่ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่ามากกว่าแรงดันสไปค์และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอร์สจะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมา

ผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอร์สจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมไป
ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทนนั้นคือ

$$C_1 V_c^2 = Li I_p^2(pk)$$

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

$$C = Li I_p^2(pk) / (V_{ceo} - V_{clamp})^2$$

เมื่อ Li คือค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (leakage inductance)
 $I_p(pk)$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 V_{ceo} คือ อัตราแรงดันคคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

ค่า R อาจหาได้จาก

$$R1 = t_{OFF(min)} / 2.3 C1$$

กำลังงานสูญเสียใน R1 มีค่าเท่ากับ

$$Pd = Li I_p^2(pk) / T \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{OFF} คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51

2.7.1 อะไรคือไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์(microcontroller) เป็นชื่อของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบหนึ่งที่บรรจุ
ความสามารถมากมายไม่ว่าจะเป็นหน่วยประมวลผล หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก วงจร
รับสัญญาณอินพุท วงจรขับสัญญาณออกทางเอาต์พุท หน่วยความจำ วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ทำ
ให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานแทนวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนได้เป็น
อย่างดีโดยช่วยลดจำนวนอุปกรณ์และขนาดของระบบลง ในขณะที่มีขีดความสามารถสูงขึ้น ภายใต้
งบประมาณที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครคอนโทรลเลอร์มาจากคำ 2 คำรวมกันคือ “ไมโคร” (micro) ซึ่งหมายถึง ไมโครโปรเซสเซอร์ (microprocessor) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประมวลผลข้อมูลขนาดเล็ก ซึ่งภายในประกอบด้วย หน่วยประมวลผลกลางหรือ ซีพียู (CPU : Central Processing Unit) หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก (ALU :Arithmetic Logic Unit) วงจรเชื่อมต่อกับหน่วยความจำ และวงจรเชื่อมต่อกับสัญญาณนาฬิกา อีกคำหนึ่งคือคำว่า “คอนโทรลเลอร์” (controller) หมายถึงอุปกรณ์ควบคุม โดยที่สามารถเขียนโปรแกรมเพื่อกำหนดรูปแบบการควบคุมได้อย่างอิสระ

2.7.2 ความแตกต่างของไมโครคอนโทรลเลอร์กับไมโครโปรเซสเซอร์

จากรูปที่ 2.26 แสดงโครงสร้างของไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งประกอบด้วยหน่วยประมวลผลกลาง หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก บัสข้อมูลและแอดเดรสสำหรับติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก และวงจรถ่ายโอนสัญญาณนาฬิกา นั้นหมายความว่า การใช้งานไมโครโปรเซสเซอร์จะต้องเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุต ต้องอาศัยอุปกรณ์ที่เรียกว่า ไอซีพอร์ตขยาย (port expander) ทำให้การสร้างระบบควบคุมด้วยไมโครโปรเซสเซอร์จึงมีความต้องการอุปกรณ์จำนวนมาก ส่งผลให้ขนาดของระบบใหญ่พอสมควร



รูปที่ 2.35 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครโปรเซสเซอร์

รูปที่ 2.36 แสดงโครงสร้างของไมโครโปรเซสเซอร์จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์มีอุปกรณ์พื้นฐานเหมือนกับไมโครโปรเซสเซอร์ หากแต่จะบรรจุหน่วยความจำโปรแกรม หน่วยความจำข้อมูล และพอร์ตอินพุทเอาต์พุทไว้ภายในพร้อมสรรพ ผู้ใช้งานจึงเพียงแต่เขียนโปรแกรมควบคุมลงบนตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ แล้วต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณพิก้า อาทิ คริสตอล ตัวเก็บประจุ เป็นต้น ชุดท้ายเชื่อมต่ออุปกรณ์อินพุทเอาต์พุทที่ต้องการเข้ากับพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์เพียงเท่านี้ก็สามารได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้แล้วส่งผลให้ขนาดและราคาของระบบลดลงอย่างมาก

คุณสมบัติ	ไมโครโปรเซสเซอร์	ไมโครคอนโทรลเลอร์
ขนาดของหน่วยประมวลผล กลาง	ไม่น้อยกว่า 8 บิท	ส่วนใหญ่จะมีขนาด 8 บิท
หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก	มีอยู่ภายใน	มีอยู่ภายใน
วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	มีอยู่ภายใน	มีอยู่ภายใน
การเชื่อมต่อกับหน่วยความจำโปรแกรม	เชื่อมต่อภายนอกเท่านั้น	ใช้ได้ทั้งภายในและภายนอก
การเชื่อมต่อกับหน่วยความจำข้อมูล	เชื่อมต่อภายนอกเท่านั้น	ใช้ได้ทั้งภายในและภายนอก
การเชื่อมต่อกับพอร์ตอินพุทเอาต์พุท	เชื่อมต่อภายนอกเท่านั้น	มีอยู่ภายในสามารถขยายได้
ไทม์เมอร์ เคา์เตอร์	ไม่มีในซีพียูขนาดเล็ก	มีอย่างน้อย 1 ตัว ขนาด 8-16 บิท
วอตช์ดอกไทม์เมอร์	ไม่มีในซีพียูขนาดเล็ก	มีอย่างน้อย 1 ตัว
จำนวนขาต่อใช้งาน	ไม่น้อยกว่า 40 ขา	มีตั้งแต่ 8 ขึ้นไป

ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์

อย่างไรก็ตาม ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็สามารถเชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอกได้เช่นกันโดยพิจารณาให้หน่วยความจำภายนอกนั้นเป็นอุปกรณ์อินพุทเอาต์พุทตัวหนึ่ง แล้วใช้ขาพอร์ตที่มีอยู่ทำการติดต่อ ในตารางที่ 1 เป็นตารางสรุปความแตกต่างที่สำคัญระหว่างไมโครโปรเซสเซอร์และไมโครคอนโทรลเลอร์

2.7.3 จะเลือกใช้ไมโครโปรเซสเซอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์เมื่อใด

ถ้าเป็นการสร้างระบบควบคุมขนาด 8 บิท มีความต้องการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกไม่มากนัก (น้อยกว่า 10 แบบ) ควรเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ และถ้าหากต้องมีการประมวลผลข้อมูลจำนวนมาก ต้องใช้หน่วยความจำโปรแกรมสูงถึง 8 กิโลไบต์ ทั้งยังมีความต้องการเก็บรักษาข้อมูลลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหน่วยความจำข้อมูลมากเป็นกิโลไบต์ ควรออกแบบให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในระบบควบคุมนี้เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก

ถ้าหากต้องใช้งานกับข้อมูลมากกว่า 8 บิตตลอดเวลา และต้องการความเร็วในการทำงานสูงๆ สามารถติดต่อกับหน่วยความจำได้เป็นจำนวนมากๆ ติดต่อกับอุปกรณ์อินพุทเอาต์พุทได้จำนวนมากภายในเวลาเดียวกัน ควรเลือกใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ดังจะเห็นได้จากในเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เป็นหัวใจหลักในการทำงาน ทำให้สามารถเชื่อมต่อกับหน่วยความจำได้มากเป็นหน่วย กิกกะบิต ขนาดของข้อมูลสูงถึง 64 บิต ความเร็วสูงเป็นหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ เป็นต้น

ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์เหมาะสมสำหรับการสร้างระบบควบคุมในขณะที่ไมโครโปรเซสเซอร์เหมาะสำหรับการสร้างระบบประมวลผลข้อมูลความเร็วสูงและระบบควบคุมที่มีขนาดใหญ่หลายๆ

2.7.4 โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มีหน่วยความจำภายในเป็นแบบแฟลช (Flash Memory) ของ Atmel Corporation มีเบอร์ขึ้นต้นด้วย AT89 เหตุผลที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบนี้มาใช้งานมีด้วยกันหลายประการดังนี้

2.7.4.1 หน่วยความจำโปรแกรมภายในตัว ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นแบบแฟลช ทำให้สามารถลบและเขียนใหม่ได้นับพันครั้ง จึงสามารถใช้งานในรูปแบบของไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวไม่ต้องใช้หน่วยความจำภายนอกส่งผลให้สามารถใช้งานพอร์ตอินพุทเอาต์พุทของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

2.7.4.2 ต้นทุนและเวลาในการพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ลดลงอย่างมากเนื่องจากไม่ต้องใช้เครื่องมือพัฒนาจำพวกอีมูเลเตอร์และเครื่องโปรแกรมอีพรอม

2.7.4.3 บริษัทผู้ผลิตได้ทำการผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้ออกมาหลายเบอร์และมีความสามารถต่างกันไป ทำให้มีทางเลือกในการใช้งานสูง

2.7.4.4 ด้วยการใช้หน่วยความจำภายในตัว ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้สามารถป้องกันการคัดลอกข้อมูลของหน่วยความจำเป็นอย่างดี

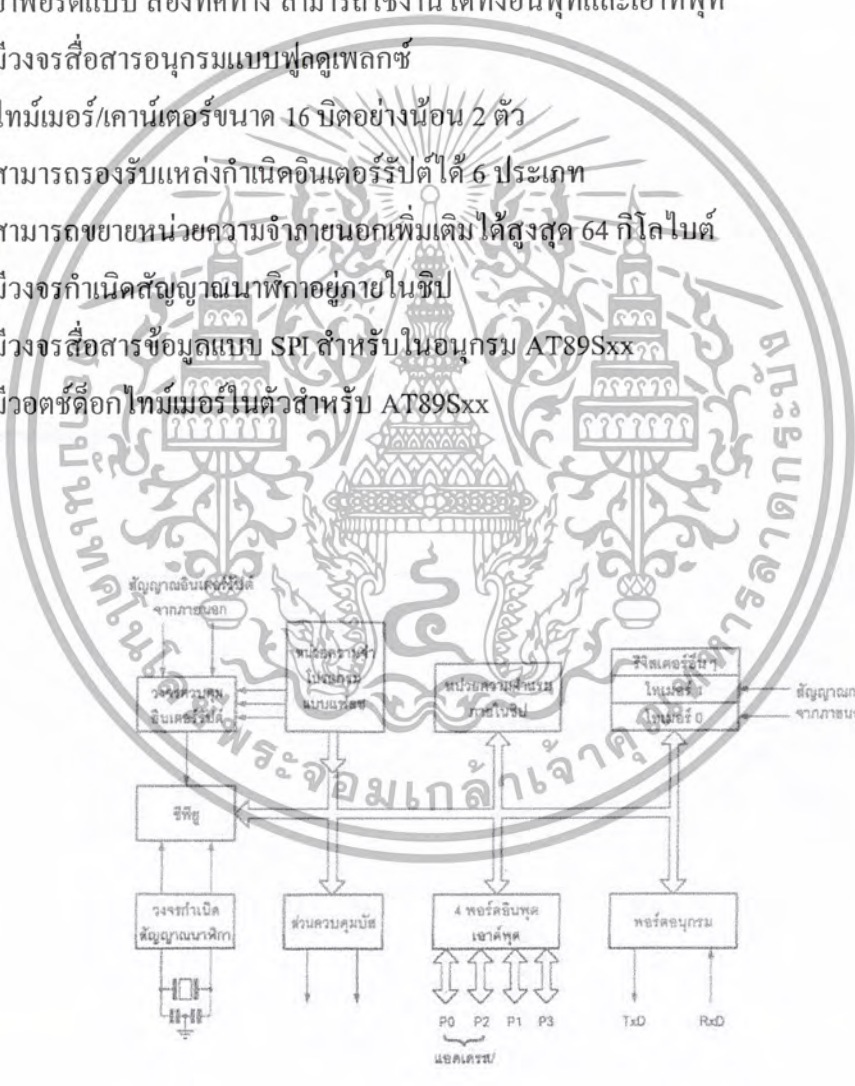
2.7.4.5 ในบางเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ผลิตโดย Atmel สามารถโปรแกรมข้อมูลในหน่วยความจำได้โดยไม่ต้องถอดตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ออกมาทำการโปรแกรมใหม่หรือเรียกว่าการโปรแกรมในวงจรร หรือในระบบ (In-system programming) โดยใช้ลักษณะการติดต่อแบบ SPI (Serial Peripheral Interface) ทำให้การพัฒนาหรือซ่อมบำรุง ตลอดจนการปรับปรุงหรืออัปเดตข้อมูลในหน่วยความจำทำได้สะดวก ภายใต้งบประมาณที่ไม่สูงมากนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4.6 ชุดคำสั่งและสถาปัตยกรรมพื้นฐานเหมือนกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ของผู้ผลิตอื่น ไม่ว่าจะเป็น อินเทล, ซิเมนส์, หรือดัลลัส

2.7.5 คุณสมบัติทางเทคนิคของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูขนาด 8 บิต
- ภายนอกมีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลชสามารถลบและเขียนใหม่ได้พันครั้ง
- หน่วยความจำข้อมูลพื้นฐานเป็นแบบแรมในบางเบอร์จะมีหน่วยความจำแบบอีอีพรอมเพิ่มเติม
- ขาพอร์ตแบบ สองทิศทาง สามารถใช้งานได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบฟูลดูเพลกซ์
- ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิตอย่างน้อย 2 ตัว
- สามารถรองรับแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์ได้ 6 ประเภท
- สามารถขยายหน่วยความจำภายนอกเพิ่มเติมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์
- มีวงจรกำเนิดสัญญาณพิกที่อยู่ภายในชิป
- มีวงจรสื่อสารข้อมูลแบบ SPI สำหรับในอนุกรม AT89Sxx
- มีวอตช์ด็อกไทม์เมอร์ในตัวสำหรับ AT89Sxx



รูปที่ 2.36 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.37 เป็นโครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของ AT89Cxx จะเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 พื้นฐาน หากแต่แตกต่างกันเฉพาะหน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลชที่เพิ่มเติมเข้ามา หากเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ในอนุกรม 87xx หน่วยความจำภายในจะเป็นแบบ อีพรอมและบางเบอร์สามารถเขียนโปรแกรมได้เพียงครั้งเดียว



รูปที่ 2.37 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Sxx

สำหรับรูปที่ 2.38 เป็นโครงสร้างพื้นฐานของอนุกรม AT89Sxx จะเห็นได้ว่ามีส่วนประกอบที่เพิ่มเติมแตกต่างจาก AT89Cxx อยู่หลายส่วน อาทิ วงจรเชื่อมอนุกรมแบบ SPI ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมนี้ใช้ในการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำโปรแกรมโดยไม่ต้องถอดตัว

ชิปออกไปจากระบบหรือเรียกว่าโปรแกรมในวงจร ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิต ที่เพิ่มเติมเข้ามาอีก หนึ่งตัวเป็นไทม์เมอร์ 2 และวงจรวอตช์ด็อกที่ใช้ในการตรวจสอบความผิดพลาดของซีพียู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.6 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทุกเบอร์จะมีสถาปัตยกรรมและขาใช้งานพื้นฐานเหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2-3 และ รูปที่ 2-4 โดยมีรายละเอียดข้างต้นดังนี้

ขา Vcc ใช้สำหรับต่อไฟเลี้ยง +5

ขา GND เป็นขากราวด์สำหรับต่อกราวด์ของระบบ

ขาพอร์ต (P0.0-P0.7) มี 8 ขาแต่ละขากำหนดให้เป็นที่ตั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูลเป็น 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอยจึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ตนี้อย่างถูกใช้งานติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์ต่ำของหน่วยความจำภายนอก (A0-A7) และขาข้อมูล (D0-D7) โดยการใส่กระบวนการมัลติเพล็กซ์เข้าช่วย เพื่อสลับการทำงานให้เป็นที่ตั้งขาติดต่อแอดเดรสและขาข้อมูล

ขาพอร์ต 1 (P1.0-P1.7) มี 8 ขาแต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นที่ตั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไปถ้าต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 1 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย นอกจากนี้ในอนุกรม AT89Sxx จะใช้ขา P1.0 เป็นขาอินพุตสำหรับนับค่าของ ไทม์เมอร์ 2 และขา P1.1 เป็นขาอินพุตทริกเกอร์ของ ไทม์เมอร์ 2 ในขณะที่ขา P1.4 ถึง P1.7 เป็นขาสำหรับต่อเชื่อม SPI เพื่อทำการโปรแกรมข้อมูลในระบบ

ขาพอร์ต 2 (P2.0-P2.7) มี 8 ขาแต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นที่ตั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 2 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล 1 ไปยังบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอยจึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ตนี้อย่างถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์สูงของหน่วยความจำภายนอก (A8-A15)

ขาพอร์ต 3 (P3.0-P3.7) มี 8 ขาสามารถกำหนดให้เป็นที่ตั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าต้องการให้ขาพอร์ต 3 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอยจึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานเป็นขาอินพุตได้ นอกจากนี้ขาพอร์ต 3 ยังทำหน้าที่พิเศษ ดังมีรายละเอียดข้างต้นต่อไปนี้

P3.0 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับข้อมูลจากการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม หรือขา RxD

P3.1 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับส่งข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม หรือขา TxD

P3.2 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากภายนอกช่องที่ 0 หรือขา INTO

P3.3 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากภายนอกช่องที่ 1 หรือขา INT1

P3.4 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณ ไทม์เมอร์จากภายนอกช่องที่ 0 หรือขา T0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P3.5 ใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับสัญญาณไทม์เมอร์จากภายนอกช่องที่ 1 หรือขา T1

P3.6 ใช้เป็นขาสัญญาณ \overline{WR} ในกรณีที่ใช้เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก

P3.7 ใช้เป็นขาสัญญาณ \overline{RD} ในกรณีที่ใช้เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก

ขารีเซต ใช้ในการรีเซตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการป้อนสัญญาณเพื่อรีเซตสถานะที่ขานี้ต้องอยู่ในระดับรีเซตอย่างน้อย 2 แมกซีนไซเคิล โดยที่วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกายังคงทำงานต่อเนื่องไปอย่างปกติ

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

ขา \overline{PSEN} (Program Store Enable) ขานี้ใช้ในการส่งสัญญาณเพื่อร้องขอติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ จะส่งสัญญาณออกมาที่ขานี้ 2 ครั้งในแต่ละแมกซีนไซเคิล แต่ถ้าหากติดต่อกับหน่วยความจำภายใน ขานี้จะไม่มีสัญญาณใดๆออกมา

ขา \overline{EA}/V_{pp} (External Access enable/Programing voltage input) ใช้สำหรับเลือกการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมจากภายนอกหรือภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์หรือหากขานี้เป็น 0 เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก แต่ถ้าหากขานี้เป็น 1 เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ ขานี้ยังเป็นขาอินพุตสำหรับรับแรงดันไฟสูงสำหรับการโปรแกรมหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แฟลชต้องการแรงดันสำหรับโปรแกรม +12 V

ขา XTAL1 และ XTAL2 เป็นขาคำหรับต่อคริสตัลเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาในการกำหนดจังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

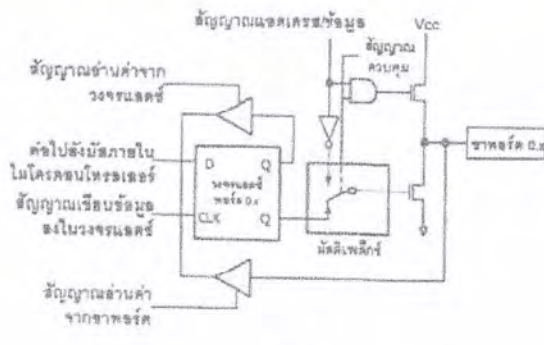
2.7.7 โครงสร้างและการทำงานของพอร์ต

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีพอร์ตให้ใช้งานทั้งสิ้น 4 พอร์ตคือ พอร์ต 0 ถึง พอร์ต 3 แต่ละพอร์ตมีขนาด 8 บิต เป็นพอร์ตแบบ 2 ทิศทาง กล่าวคือ สามารถเป็นได้ทั้งอินพุตสำหรับรับข้อมูลเข้าและเอาต์พุตสำหรับส่งสัญญาณข้อมูลออก ทุกพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีวงจรแลตช์และวงจรขับตลอคจนบัฟเฟอร์อินพุต ดังแสดงให้เห็นในสถาปัตยกรรมรูปที่

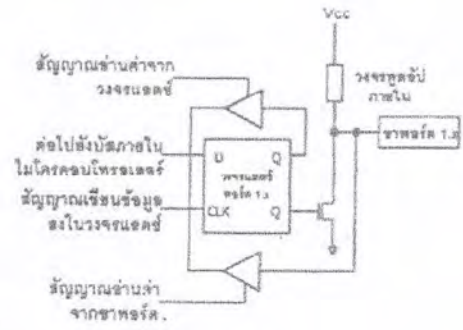
ที่พอร์ต 0 และพอร์ต 2 จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตสำหรับงานทั่วไปและใช้ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก สำหรับพอร์ต 3 ทั้งพอร์ตและพอร์ต 1 บางขานอกจากจะใช้เป็นขาอินพุตและเอาต์พุตตามปกติแล้ว ยังสามารถใช้งานในหน้าที่พิเศษได้อีก ขึ้นอยู่กับว่าเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ใด ดังสรุปได้ในตารางที่ 2

ขา	เบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์	หน้าที่พิเศษ
P1.0	AT89C52/AT89Sxx	ขา T2 เป็นขาอินพุตนับค่าของไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ และเป็นขาเอาต์พุตของการกำเนิดสัญญาณนาฬิกา โดยไทม์เมอร์ 2 (clock out)
P1.1	AT89C52/AT89Sxx	ขา T2EX เป็นขาอินพุตทริกเกอร์สำหรับการเจอร์รี่โฮลด์และควบคุมทิศทางของสัญญาณนาฬิกา
P1.4	AT89Sxx	ขา SS (Slave Select) เป็นขาเลือกการติดต่อในไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอุปกรณ์สเลฟ ในการติดต่อแบบ SPI
P1.5	AT89Sxx	ขา MOSI (Master data output, Slave data input) ในการติดต่อกับพอร์ต SPI
P1.6	AT89Sxx	ขา MISO (Master data input, Slave data output) ในการติดต่อกับพอร์ต SPI
P1.7	AT89Sxx	ขา SCK (Master clock output) เป็นขาสัญญาณนาฬิกาของการติดต่อกับพอร์ต SPI

ตารางที่ 2.4 หน้าที่พิเศษของพอร์ต 1 ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช



(ก)



(ข)



รูปที่ 2.38 แสดงวงจรภายในของแต่ละพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

โดยรูปที่ 2.38 (ก) เป็นวงจรพอร์ต 0 วงจรแลตช์ของแต่ละบิตในแต่ละพอร์ตก็คือวงจรดีฟลิปฟลอปนั่นเอง การอ่านค่าสถานะของพอร์ตและสถานะของวงจรแลตช์สามารถกระทำได้อย่างอิสระต่อกันด้วยสัญญาณที่แยกออกจากกัน นั่นคือสัญญาณอ่านข้อมูลจากขาพอร์ตและสัญญาณอ่านข้อมูลจากวงจรแลตช์ส่วนการเขียนข้อมูลมายังพอร์ตต้องส่งสัญญาณมายังขา CLK ของดีฟลิปฟลอปในขณะที่ข้อมูลจะส่งผ่านมาจากขาบัลลูนภายในเข้าสู่ขา D ของดีฟลิปฟลอป

ที่พอร์ตนี้มีวงจรมัลติเพลกซ์สำหรับกำหนดลักษณะการทำงานของพอร์ตว่า ต้องการใช้งานที่เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตปกติ หรือใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกไมโครคอนโทรลเลอร์

เนื่องจากที่ขาพอร์ต 0 ไม่มีวงจรพูลอัปภายในหากมีการนำพอร์ต 0 ไปใช้งานเป็นพอร์ตขาอินพุตจะต้องต่อตัวต้านทานพูลอัปภายนอกเข้าที่ขาพอร์ต 0 ทุกขาด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.38(ข) เป็นวงจรของพอร์ต 1 ซึ่งมีลักษณะโดยทั่วไปคล้ายกับพอร์ต 0 หากแต่ไม่มีวงจรมัลติเพลกซ์เนื่องจากพอร์ตนี้จะไม่ใช้ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก แต่จะมีวงจรพูลอัพภายในที่แต่ละบิตของพอร์ตนี้แทน

ในรูปที่ 2.38 (ค) เป็นวงจรภายในของพอร์ต 2 จะคล้ายกับพอร์ต 0 มาก ต่างกันเพียงมีวงจรพูลอัพเพิ่มเติมเข้ามา ส่วนในภาพที่ 5 (ง) เป็นวงจรภายในของพอร์ต 3 จะเห็นได้คล้ายกับพอร์ต 1 มีการเพิ่มเติมนิวทริแอฟเฟอร์ และวงจรอินพุตเอาต์พุตเมื่อทำงานในฟังก์ชันพิเศษเข้ามา เนื่องจากพอร์ต 3 สามารถนำไปใช้งานในหน้าที่พิเศษได้ทุกสาขา

2.7.8 การใช้งานเป็นพอร์ตอินพุต

เนื่องจากพอร์ตทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งต้องทำความเข้าใจถึงการกำหนดลักษณะการทำงานให้แก่พอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ในการกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต ต้องเริ่มต้นด้วยการเขียนข้อมูล 1 มาที่แต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการใช้งานเป็นอินพุต เพื่อหยุดการทำงานของเฟตที่ใช้ในการขับสัญญาณเอาต์พุตของบิตนั้นๆ ทำให้ขาสัญญาณของพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรพูลอัพภายใน โดยตรง ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีลอจิกเป็น 1 สามารถรับสัญญาณลจิก 0 จากอุปกรณ์ภายนอกจะถูกส่งเข้ามาแล้วเก็บไว้ในวงจรบัฟเฟอร์ภายในพอร์ต แล้วรอให้ซีพียูมาอ่านค่าเข้าไปเมื่อเป็นเช่นนี้ อุปกรณ์ภายนอกที่เชื่อมต่อกับพอร์ตอินพุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชควรกำหนดให้ทำงานในสถานะลอจิก 0 จะดีและสะดวกที่สุด(ซึ่งในปัจจุบันอุปกรณ์อินพุตที่เชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์แทบทั้งหมดทำงานที่ลอจิก 0 แล้ว)

2.7.9 การใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุต

โดยปกติแล้ว ขาพอร์ตจะกำหนดให้มีลักษณะเป็นเอาต์พุตอยู่แล้วดังนั้นจึงสามารถส่งข้อมูลออกไปได้อย่างง่ายดายและตรงไปตรงมากล่าวคือ เมื่อต้องการส่งข้อมูล 0 ออกไปทางเอาต์พุตก็ให้เขียนข้อมูล 0 ไปยังวงจรแลตซ์ ซึ่งจะส่งต่อไปขับเฟต ทำให้เฟตทำงานที่ขาพอร์ตที่กำหนดให้ทำงานก็จะเกิดลอจิก 0 ขึ้น ในทางตรงกันข้ามถ้าหากต้องการส่งข้อมูล 1 ออกไป ก็ให้เขียนข้อมูล 1 ไปยังวงจรแลตซ์วงจรขับก็จะหยุดทำงาน ทำให้ขาพอร์ตที่ต่อกับวงจรพูลอัพภายในเกิดเป็นลอจิก 1 ที่ขาพอร์ตนั้น ซึ่งจะคล้ายกับการกำหนดให้เป็นขาอินพุตมาก เพียงแต่แตกต่างกันที่กระบวนการในการเคลื่อนย้ายข้อมูล โดยถ้าเป็นอินพุตจะมีสัญญาณอ่านข้อมูลที่บัฟเฟอร์แต่ถ้าเป็นเอาต์พุตจะไม่มี การอ่านข้อมูลที่บัฟเฟอร์แต่อย่างใด เว้นแต่ในกรณีที่ต้องการตรวจสอบข้อมูลที่ส่งออกมาทางเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้งานพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเป็นพอร์ตเอาต์พุต แต่ละขา (หรือแต่ละบิต) ของแต่ละพอร์ตมีความสามารถในการจ่ายกระแสหรือที่เรียกว่า กระแสซอร์ส(Source Current) ได้สูงสุด 10 mA และทุกขา รวมกันในแต่ละพอร์ต(ทั้ง 8 บิต) สูงสุด 26 mA สำหรับพอร์ต 0 และพอร์ต 2 ได้สูงสุด 15 mA สำหรับพอร์ต 1-3 ในกรณีที่ใช้งานทุกพอร์ตจะสามารถจ่ายกระแสได้ รวมกันสูงสุด 71 mA ดังนั้นในการใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุตเพื่อไม่ให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับความสามารถในการจ่ายกระแสจึงควรต่อบัพเฟอร์ทางเอาต์พุตเพื่อช่วยในการขับกระแสอีกทางหนึ่ง

2.7.10 การอ่านค่าลอจิกจากพอร์ต

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชสามารถอ่านค่าลอจิกจากพอร์ตได้ 2 ลักษณะ คืออ่านค่าจากขาพอร์ตโดยตรง และอ่านจากวงจรถ่ายกลับของแต่ละพอร์ต

ในกรณีที่พอร์ตต่อกับขาเบสทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN และขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ตัวนั้นต่อลงกราวด์ หากมีการส่งข้อมูล 1 ไปยังทรานซิสเตอร์ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานสถานะ ลอจิกที่ขาพอร์ตเป็น 0 เนื่องจากเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน จะเสมือนว่าพอร์ตนั้นถูกต่อลงกราวด์ทำให้ หากอ่านลอจิกที่ขาพอร์ตจะได้ผลตรงข้ามกับที่ส่งออกมา แต่ถ้าหากทำงานอ่านค่าลอจิกที่วงจรถ่ายกลับ จะได้ค่าที่ตรงกับค่าที่ต้องการส่งจริง ดังนั้นในการอ่านค่าลอจิกพอร์ตจึงต้องเลือกวิธีการให้ เหมาะสมกับอุปกรณ์ที่มาต่อดัวย

2.7.11 จังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ในการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะต้องทำความเข้าใจถึงจังหวะการทำงานของ ซีพียูและลำดับขั้นตอนการประมวลผลคำสั่ง ในการประมวลผลคำสั่งของซีพียูจะมรขั้นตอนหลักๆ 2 ขั้นตอนคือ กระบวนการเฟตช์(fetch) เป็นการเรียกคำสั่งออกมาจากหน่วยความจำโปรแกรมแล้วทำการแปลงรหัสคำสั่งนั้นเป็นภาษาเครื่องเพื่อเตรียมการประมวลผล ขั้นตอนต่อมาคือกระบวนการเอ็กซิกิวต์

กระบวนการเอ็กซิกิวต์ (execute) เป็นการกระทำตามคำสั่งที่กำหนดหรือตามที่เฟตช์ขึ้นมา โดยกระบวนการก่อนหน้านี้นี้ เมื่อทำการเอ็กซิกิวต์คำสั่งเรียบร้อยแล้ว ก็จะไปเริ่มกระบวนการเฟตช์คำสั่งใหม่ต่อไป

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้แก่ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช จะเกิดการรีเซ็ตในลักษณะที่ เรียกว่า เพาเวอร์ออนรีเซ็ต (power-on reset) ทำให้ซีพียูไปเริ่มต้นทำงานที่แอดเดรส 0000h ของ หน่วยความจำโปรแกรมจังหวะการทำงานของซีพียูจะเป็นไปตามรูปแบบ โดยได้รับการกำหนดมา จากรอบการทำงานหรือแมชชีนไซเคิล (machine cycle) ในรูปที่ 2-7 เป็นไคอะแกรมเวลาแสดงจังหวะ

การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 โดยใน 1 รอบการทำงานหรือแมชชีนไซเคิลจะ

แบ่งย่อยออกเป็น 6 สเตต (state) กำหนดให้ชื่อเป็น S1-S6 ในแต่ละสเตตจะมีค่าเวลาเท่ากับ 2 คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา ถ้าสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 12MHz จะมีคาบเวลาเท่ากับ 1ms คาบเวลาทั้งสองภายในหนึ่งสเตตจะเรียกว่า เฟส1 (Phase 1) และเฟส 2 (Phase 2)

การเอ็คคิวค้ำสั่งที่ใช้เวลา 1 ไชเกิลเริ่มต้นที่สเตต 1 เป็นการอ่านออปโค้ด อันเป็นการแลตซ์ค่าของออปโค้ดส่งไปให้รีจิสเตอร์ค้ำสั่ง (Instruction Register : IR) การเฟตซ์ครั้งที่สองจะเกิดขึ้นที่สเตตที่ 4 ภายในแมชชีนไชเกิลเดียวกัน ในกรณีที่เป็นค้ำสั่งไบต์เดียว การเฟตซ์ครั้งที่สองภายในแมชชีนไชเกิลเดียวจะถูกตัดทิ้งไป ในค้ำสั่งที่มีใช้เวลา 1 ไชเกิลจะสิ้นสุดการทำงานลงในสเตตที่ 6 ของแมชชีนไชเกิลเดียวกัน

ในกรณีที่ค้ำสั่งใช้เวลา 2 ไชเกิล การทำงานของค้ำสั่งนั้นจะสิ้นสุดลงในสเตตที่ 6 ของแมชชีนไชเกิลที่สอง ดังในไดอะแกรมรูปที่ 2-7 (ค) สำหรับในการกระทำค้ำสั่ง MOVX ซึ่งเป็นค้ำสั่งขนาด 1 ไบต์ 2 ไชเกิล จะไม่มีการเฟตซ์เกิดขึ้นในไชเกิลที่ 2 ของค้ำสั่ง MOVX นี้เนื่องจาก ซีพียูจะทำการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกดังแสดงในไดอะแกรมรูปที่ 2-7(ง) จะเห็นได้ว่าเวลาในการเอ็คคิวค้ำสั่งจะไม่ขึ้นอยู่กับว่าทำการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกหรือภายใน

จากไดอะแกรมทั้งหมดสามารถสรุปได้ว่า ในการทำงาน 1 รอบหรือ 1 แมชชีนไชเกิล ซีพียูในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะใช้เวลา 12 คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกานั้นคือ เวลาในการทำงาน 1 ไชเกิลมีค่าเท่ากับ 1ms หรือมีความเร็วในการทำงานภายใน 1 MHz ในกรณีที่ใช้ความถี่สัญญาณนาฬิกา 12 MHz ดังนั้นถ้าต้องการทราบความเร็วของการทำงานภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถหาได้จากค่าความถี่สัญญาณนาฬิกาหารด้วย 12 และถ้าต้องการหาค่าเวลาของ 1 รอบการทำงานหรือ 1 แมชชีนไชเกิล สามารถทำได้โดยการหาส่วนกลับของความเร็วในการทำงานภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถสรุปเป็นสูตร คณิตศาสตร์ได้ดังนี้

ความเร็วในการทำงานภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์เท่ากับ

ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา(ค่าของคริสตัลที่ต่ออยู่ที่ขา XTAL 1 และ XTAL 2)/12

เวลา 1แมชชีนไชเกิล = 1/ความเร็วในการทำงานภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์

2.7.12 การจัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช



รูปที่ 2.39 การจัดสรรหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

2.7.12.1 หน่วยความจำโปรแกรม(Program memory)

ในภาพที่ 6 แสดงการจัดหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในเบอร์ต่างๆ ที่นิยมใช้งาน อันประกอบด้วย เบอร์ AT89C51 และ AT89C52 จะเห็นได้ว่าทั้งสองเบอร์สามารถติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ โดยสามารถเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายในอย่างเดียวหรือรวมกับภายนอกหรือเลือกใช้หน่วยความจำภายนอกอย่างเดียวก็ได้ดังภาพที่ 6 (ก) โดยภายใน AT89C51 จะมีหน่วยความจำโปรแกรมภายใน 4 กิโลไบต์ ในขณะที่ AT89C52 จะมีขนาด 8 กิโลไบต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ใช้หน่วยความจำภายในและภายนอกรวมกันหากใช้ AT89C51 ก็สามารถติดต่อกับ หน่วยความจำภายนอกได้ 60 กิโลไบต์และถ้าใช้เบอร์ AT89C52 จะสามารถติดต่อกับหน่วยความจำ ภายนอกได้ 56 กิโลไบต์

หากหน่วยความจำที่ใช้เก็บข้อมูลของโปรแกรมควบคุมการทำงานของ ไมโครคอนโทรลเลอร์หรือที่เรียกว่า โปรแกรมมอนิเตอร์ (monitor program) หากใช้หน่วยความจำ โปรแกรมภายนอกมักจะบรรจุอยู่ในหน่วยความจำชนิดอีพรอม (EPROM: Erasable Programmable Read-only Memory)ซึ่งสามารถกระทำการอ่านได้อย่างเดียว

หน่วยความจำโปรแกรมมีแอดเดรสเริ่มต้นที่ 0000h เมื่อซีพียูรีเซตให้เริ่มต้นทำงาน จะต้อง มาเริ่มต้นที่แอดเดรส 0000h นี้เสมอ อย่างไรก็ตามในพื้นที่ของหน่วยความจำโปรแกรมไม่ว่าจะใช้งาน ภายในหรือภายนอกก็ตาม ต้องมีการสงวนพื้นที่บางตำแหน่งเอาไว้สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 6 ประเภท ประกอบด้วย

- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 0 จากภายนอก กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0003h
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์จาก ไทม์เมอร์ 0 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 000bh
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 1 จากภายนอกกำหนดไว้ที่แอดเดรส 0013h
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์จาก ไทม์เมอร์ 1 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 001Bh
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ของการสื่อสารพอร์คอนุกรมกำหนดไว้ที่แอดเดรส 0023h
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์จาก ไทม์เมอร์ 2 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 002Bh

กรณีที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชที่มีหน่วยความจำโปรแกรมภายใน แต่ ต้องการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกด้วย สามารถทำได้โดยต้องกำหนดแอดเดรสของ หน่วยความจำโปรแกรมให้ต่อจากแอดเดรสสุดท้ายของหน่วยความจำโปรแกรมภายในของตัว ไมโครคอนโทรลเลอร์ ยกตัวอย่าง ไมโครคอนโทรลเลอร์ AT89C51 มีหน่วยความจำโปรแกรมขนาด 4 กิโลไบต์ มีแอดเดรสอยู่ระหว่าง 0000h-ffffh เมื่อต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกต้องกำหนดให้ แอดเดรสอยู่ช่วง 1000h-ffffh1

การต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกแสดงดังรูป 3-2 จะเห็นได้ว่าพอร์ต P0.0-P0.7 จะถูก ใช้เป็นขาข้อมูล D0-D7 และขาแอดเดรสไบต์ต่ำ โดยผ่านวงจรถ่ายที่ ซีพียูเบอร์ 74HC573และ ใช้สัญญาณ ALE และ PSEN ในการเลือกว่าต้องการใช้งานขา P0.0-P0.7 เพื่อเป็นขาข้อมูลหรือขา แอดเดรสในขณะที่ P2.0-P2.7 ใช้ในการเชื่อมต่อกับขาแอดเดรสไบต์สูง A8-A15 ดังนั้นเมื่อมีการ ติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก ไมโครคอนโทรลเลอร์จะเหลือขาพอร์ตใช้งานเพียง 16 บิต คือพอร์ต P1.0-P1.7 และ P3.0-P3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.12.2 หน่วยความจำข้อมูล (Data memory)

มีด้วยกัน 2 แบบคือ หน่วยความจำข้อมูลภายนอกและภายใน โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชอนุกรม AT89 สามารถติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกได้สูงสุด 64 กิโลไบต์โดยการใช้คำสั่ง MOVX ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก การติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชดังรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่ามีลักษณะคล้ายกับการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกแตกต่างที่มีสัญญาณที่ใช้สำหรับการอ่านและเขียน หน่วยความจำข้อมูลภายนอกนั้นคือ \overline{RD} และ \overline{WR}

สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชอนุกรม AT89 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำข้อมูลภายในเป็นแบบแรม (RAM : Random Access Memory) โดยแต่ละเบอร์จะมีขนาดแตกต่างกันออกไป ในเบอร์ AT89C51 มีหน่วยความจำข้อมูลภายในขนาด 128 ไบต์ ในขณะที่เบอร์ AT89C52 มีขนาด 256 ไบต์ สำหรับการจัดสรรหน่วยความจำข้อมูลภายในแบ่งเป็น 3 ส่วนคือหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่าง (lower), ส่วนบน(Upper) และรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR :Special Function Register) แต่ละส่วนมีขนาด 128 ไบต์ ดังแสดงการจัดสรร



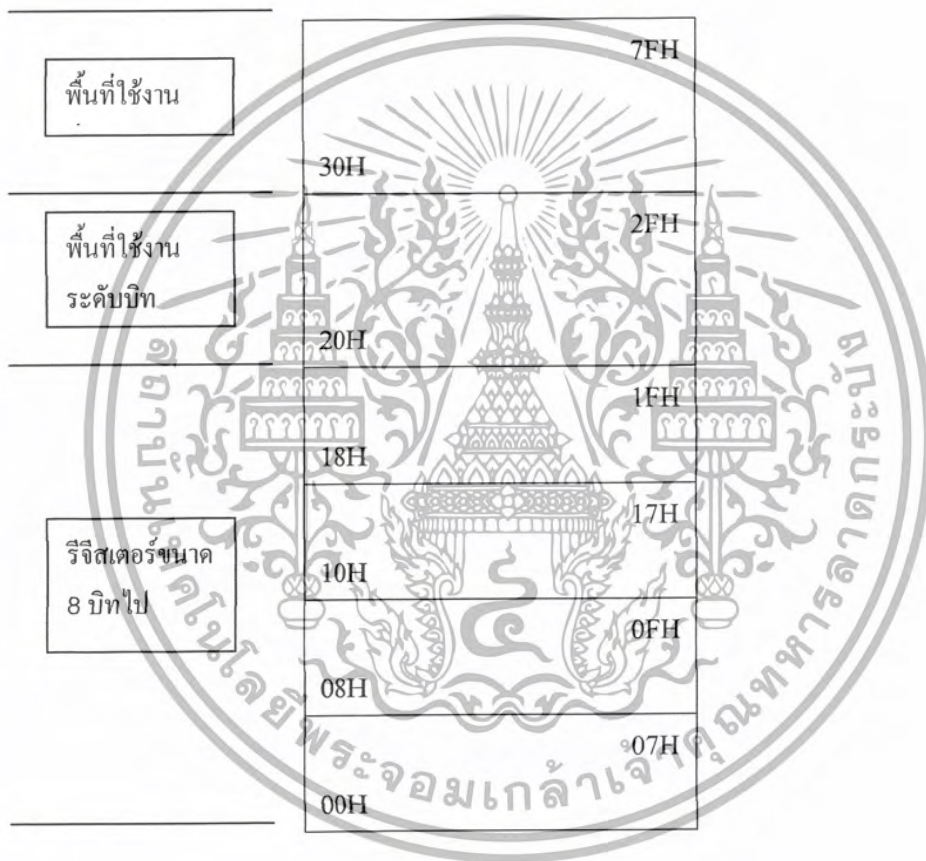
รูปที่ 2.40 การจัดสรรพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลภายใน ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

จะเห็นได้ว่าหน่วยความจำข้อมูลส่วนบนและรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ มีตำแหน่งทับซ้อนกัน แต่จะใช้การติดต่อที่แตกต่างกัน และในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 บางเบอร์จะไม่มีหน่วยความจำข้อมูลส่วนบน

ขนาดของหน่วยความจำข้อมูลของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชโดยแท้จริงแล้วมีเพียง 256 ไบต์ แต่ด้วยการจัดการเข้าถึงที่แตกต่างกันจึงดูเหมือนว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีหน่วยความจำข้อมูลภายในสูงถึง 384 ไบต์ โดยในหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่างขนาด 128 ไบต์เช่นกัน มีแอดเดรสอยู่ที่ 00h-7Fh สามารถเข้าถึงได้โดยตรงและโดยอ้อม สำหรับ

หน่วยความจำข้อมูลส่วนบนมีขนาด 128 ไบต์เช่นกัน มีแอดเดรสอยู่ที่ 80h-FFh สามารถเข้าถึงข้อมูลโดยอ้อมเท่านั้น แต่สำหรับรีจิสเตอร์ SFR ใช้ในการเข้าถึงแบบโดยตรง

ดังนั้นเพื่อความสะดวกและง่าย ตลอดจนป้องกันการสับสนในการเขียนสำหรับผู้เริ่มต้นจึงควรใช้หน่วยความจำข้อมูลภายในเพียง 128 ไบต์จากหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่างร่วมกับรีจิสเตอร์ SFR



รูปที่ 2.41 การจัดสรรพื้นที่ของหน่วยความจำภายในส่วนล่างของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ในรูปที่ 2.42 แสดงการจัดสรรหน่วยความจำข้อมูลส่วนล่าง หน่วยความจำ 32 ไบต์ต่ำสุดที่แอดเดรส 00h-1Fh แบ่งเป็น 4 กลุ่ม เรียกว่า 4 แบงก์ (bank) แต่ละแบงก์มีรีจิสเตอร์ 8 ตัวคือ R0-R7 การติดต่อกับหน่วยความจำในแบงก์ใดให้กำหนดที่รีจิสเตอร์ PSW(Program Status Word Register) ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำข้อมูล 16 ไบต์ถัดมาที่แอดเดรส 20h-2Fh เป็นพื้นที่สำหรับใช้งานทั่วไป สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต (Bit addressable) และหน่วยความจำข้อมูลที่เหลือ 80 ไบต์ จะต้องแบ่งส่วนหนึ่งสำรองไว้เป็นพื้นที่ของสแต็ก (Stack : ที่พักข้อมูลชั่วคราวในกรณีที่มีปัญหาการกระโดดไปทำงานในโปรแกรมย่อย) การเข้าถึงหน่วยความจำในส่วนนี้ต้องใช้การเข้าถึงในระดับไบต์

2.7.12.3 รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR)

เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช ทั้งหมคมียุกัน 22 สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C51 และ 28 ตัว ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และอนุกรม AT89Sxx ทั้งนี้เนื่องจากใน AT89C52 และ AT89Sxx มีไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์มากกว่า AT89C51 รีจิสเตอร์ SFR มีแอดเดรสอยู่ระหว่าง 80h-FFh ในพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลส่วนบนสามารถเข้าถึงได้โดยตรง (direct addressing) ในรูปที่ 3-7 แสดงการจัดสรรพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR แต่ละตัวในหน่วยความจำข้อมูลส่วนบน สำหรับรายละเอียดเบื้องต้นของรีจิสเตอร์ SFR มีดังนี้



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

CY : แฟลคทด (Carry Flag) เป็น 1 เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์ และลอจิก แล้วค่าของแอกคิวมูลเตอรเกิน 255 (ฐานสิบ) หรือ FFh

AC : แฟลคทดเสริม (Auxiliary Carry Flag) เป็น 1 เมื่อมีการกระทำทางคณิตศาสตร์แล้วทำให้เกิด การทดข้ามบิตจากบิต 3 มายัง บิต 4 มักใช้ในการแปลงค่าเป็นฐานสิบ

F0 : แฟลคใช้งานทั่วไป เมื่อผู้เขียนโปรแกรมกำหนดค่าที่บิตนี้แล้วไม่ว่าจะกระทำคำสั่งใดๆที่บิตนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง

RS1 : บิตเลือกรีจิสเตอร์แเบงค์ (RegisterSelect 1) ใช้งานร่วมกับบิต RS0 เพื่อเลือกแเบงค์ของรีจิสเตอร์ R0-R7

RS0 : บิตเลือกรีจิสเตอร์แเบงค์ (Register Select 2) ใช้งานร่วมกับบิต RS1 เพื่อเลือกแเบงค์ของรีจิสเตอร์ R0-R7

OV : บิตเกิน (Over Flow) เป็น 1 เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้วทำให้เกิดการทดข้ามจากบิต 6 มายัง บิต 7 ของแอกคิวมูลเตอร หรือแอกคิงมูลเตอรมีค่าเกิน 127 (ฐานสิบ)นอกจากนั้นยังเป็นการแสดงค่าลบด้วย

- : บิตนี้ผู้ใช้งานสามารถใช้งานได้อย่างอิสระ

P : บิตพาริตี (Parity) ใช้ในการตรวจสอบจำนวนค่า 1 ภายในแอกคิวมูลเตอร ถ้าหากแอกคิวมูลเตอรมีจำนวนบิตที่เป็น 1 รวมกันเป็นเลขคู่ บิตนี้จะ เป็น 0 ถ้ารวมกันเป็นเลขคี่บิตนี้จะ เป็น 1

ตารางที่ 2.5 รายละเอียดของรีจิสเตอร์แสดงสถานะของ โปรแกรมหรือ PSW

2.7.12.4 รีจิสเตอร์แสดงสถานะของ โปรแกรม (Program Status Word : PSW)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต นั้นหมายความว่าสามารถกระทำคำสั่งหรือกำหนดค่าในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ตัวนี้ได้โดยอิสระ มีแอดเดรสอยู่ที่ D0h เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บสถานะของโปรแกรมนั้น จะเรียกสถานะต่างของ โปรแกรมว่า แฟลค (Flag) เมื่อซีพียูกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้วเกิดการเปลี่ยนสถานะขึ้นผลของการเปลี่ยนแปลงนั้นจะปรากฏที่บิตต่างๆของรีจิสเตอร์ PSW รายละเอียดของแต่ละบิตในรีจิสเตอร์ PSW แสดงได้ดังรูปที่

3-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่า นอกจากรีจิสเตอร์ PSW ถูกใช้งานในการเก็บสถานะของ โปรแกรมแล้ว ที่บิต RS0 และ RS1 ยังใช้เลือกเบงค์ของหน่วยความจำส่วนล่าง ซึ่งเป็นพื้นที่ของรีจิสเตอร์ R0-R7 มักนิยมเลือกใช้เบงค์ 0 เป็นอันดับแรก หากไม่เพียงพอก็เลือกใช้เบงค์อื่นๆมาใช้แต่ต้องระมัดระวังในการกำหนดค่าและลำดับการติดต่อให้ดี มิเช่นนั้น อาจทำให้การเขียน โปรแกรมเกิดความสับสน ดังนั้น สำหรับผู้เริ่มต้นใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จึงควรเลือกใช้รีจิสเตอร์ R0-R7 ในเบงค์ 0 เพียงเบงค์เดียวให้ชำนาญเสียก่อน

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

2.7.12.5 แอควิวมูลเตเตอร์ (Accumulator : Acc)

มีขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ตำแหน่ง E0h เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูลหรือผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก ก่อนที่จะส่งข้อมูลหรือผลลัพธ์ที่ได้นั้นให้แก่อุปกรณ์เพื่อทำการคำนวณต่อไป อาจเรียกรีจิสเตอร์แอควิวมูลเตเตอร์อย่างสั้นๆว่า รีจิสเตอร์ A หรือ ACC

รีจิสเตอร์ A นี้สามารถเข้าถึงระดับบิตได้นั้นหมายความว่า สามารถกระทำคำสั่งหรือกำหนดค่าในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ตัวนี้ได้อย่างอิสระ

2.7.12.6 รีจิสเตอร์ B

มีขนาด 8 บิตมีแอดเดรสอยู่ที่ F0h มีหน้าที่พิเศษคือ หากมีความต้องการคูณหรือหารทางคณิตศาสตร์ จะต้องนำข้อมูลที่คูณหรือหารนั้น มาเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ B แล้วกระทำคำสั่งการคูณหรือหารกับค่าในรีจิสเตอร์ A ต่อไป

ในกรณีที่ไม่ได้มีความต้องการคูณหรือหารข้อมูล สามารถใช้รีจิสเตอร์ B นี้ในการเก็บข้อมูลทั่วไปได้ เหมือนกับรีจิสเตอร์ปกติ และสามารถเข้าถึงระดับบิตได้เช่นเดียวกันกับรีจิสเตอร์ A

2.7.12.7 โปรแกรมเคาน์เตอร์ (Program Counter : PC)

มีขนาด 16 บิตมีหน้าที่แจ้งแอดเดรสของหน่วยความจำโปรแกรมในตำแหน่งถัดไปที่ซีพียูจะต้องไปทำงาน รีจิสเตอร์ PC จะเป็นรีจิสเตอร์ตัวเดียวที่ไม่ได้จัดสรรไว้ร่วมกับ SFR ตัวอื่นๆ การเปลี่ยนแปลงค่าของรีจิสเตอร์ PC จะขึ้นอยู่กับผลของการกระทำคำสั่งแต่ละคำสั่งภายใน

หน่วยความจำโปรแกรมที่ผู้เขียนโปรแกรมกำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์ PC มีความสำคัญมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการตรวจสอบการทำงานของโปรแกรมว่า ดำเนินไปตามลำดับขั้นตอนที่กำหนดไว้หรือไม่

2.7.12.8 สแต็กพอยน์เตอร์ (Stack Pointer : SP)

หรือรีจิสเตอร์ตัวชี้สแต็กมีขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ 81h ใช้งานในการเก็บค่าตำแหน่งของตัวชี้สแต็ก ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้เมื่อซีพียูมีการกระโดดไปทำงานที่โปรแกรมย่อยหรือการกระโดดจากโปรแกรมย่อยกลับมายังโปรแกรมหลัก เมื่อมีการรีเซตเกิดขึ้น (รีเซต : การกระทำที่ส่งผลให้ซีพียูต้องเริ่มต้นการทำงานใหม่ตั้งแต่ต้น) ค่าของรีจิสเตอร์ SP จะเท่ากับ 07h นั้นหมายความว่าตัวชี้สแต็กมีค่า 07h แอดเดรสของพื้นที่ที่สำรองไว้ทำหน้าที่เป็นสแต็กเท่ากับ 08h

2.7.12.9 รีจิสเตอร์ชี้ข้อมูลหรือตัวชี้พอยน์เตอร์ (Data Pointer :DPTR)

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

2.7.12.10 รีจิสเตอร์พอร์ต (Port Register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตที่ใช้เก็บข้อมูลของแต่ละพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 มีด้วยกันทั้งสิ้น 4 ตัวคือรีจิสเตอร์พอร์ต 0 หรือ P0 มีแอดเดรสอยู่ที่ 80h รีจิสเตอร์พอร์ต 1 หรือ P1 มีแอดเดรสอยู่ที่ 90h รีจิสเตอร์พอร์ต 2 หรือ P2 มีแอดเดรสอยู่ที่ A0h และรีจิสเตอร์พอร์ต 3 หรือ P3 มีแอดเดรสอยู่ที่ B0h รีจิสเตอร์ทุกตัวสามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต เมื่อต้องการอ่านหรือเขียนข้อมูลออกไปยังพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ จะต้องทำการผ่านรีจิสเตอร์ทุกครั้ง

2.7.12.11 รีจิสเตอร์บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรม (Serial Data Buffer :SBUF)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตมีแอดเดรสอยู่ที่ 99h ใช้ในการเก็บข้อมูลที่ต้องการส่งออกหรือรับเข้าของวงจรรีจิสเตอร์อนุกรมที่มีอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชโดยภายในรีจิสเตอร์ SBUF นี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ รีจิสเตอร์บัฟเฟอร์สำหรับส่งข้อมูล (Transmit buffer register)และรีจิสเตอร์บัฟเฟอร์สำหรับรับข้อมูล(Receive buffer register) เมื่อมีการเขียนข้อมูลมายังรีจิสเตอร์ SBUF ข้อมูลนั้นจะถูกส่งไปยังบัฟเฟอร์สำหรับส่งข้อมูลเพื่อส่งออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางขา TxD หรือขา P3.1 ในกรณีที่มีการอ่านข้อมูลจากรีจิสเตอร์ SBUF

ข้อมูลจะถูกส่งผ่านไปยังรีจิสเตอร์บัฟเฟอร์สำหรับรับข้อมูลสำหรับส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์

ต่อไป สำหรับการรับข้อมูลอนุกรมจากภายนอกนั้นจะผ่านมายังขา RxD หรือขา P3.0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

2.7.12.12 รีจิสเตอร์ไทม์เมอร์ (Timer Register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต แต่ละจะจัดแบ่งเป็นไบต์สูงและไบต์ต่ำเช่นเดียวกับรีจิสเตอร์ DPTR รีจิสเตอร์ไทม์เมอร์ใช้ในการเก็บค่าของตัวนับหรือเคาน์เตอร์ (Counter) ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อใช้ในการสร้างฐานเวลา,จับเวลา หรือนับจำนวนพัลส์สัญญาณนาฬิกาภายในหรือบางที่เรียกรีจิสเตอร์ตัวนี้ว่ารีจิสเตอร์ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C51 จะมีรีจิสเตอร์ DPTR รีจิสเตอร์ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ตัว แบ่งเป็น T0 หรือ Timer 0 และ T1 หรือ Timer 1 ในรีจิสเตอร์ยังแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ไทม์เมอร์ไบต์ต่ำ(TL) และรีจิสเตอร์ไทม์เมอร์ไบต์สูง (TH)เหมือนกัน โดยรีจิสเตอร์ TLO มีแอดเดรสอยู่ที่ 8Ah รีจิสเตอร์ TH0 มีแอดเดรสอยู่ที่ 8Bh ในขณะที่ TL1และ TH1 มีแอดเดรสอยู่ที่ 8Ch และ 8Dh ตามลำดับ

สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89Sxx จะมีรีจิสเตอร์ ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ถึง 3 ตัวโดยมีรีจิสเตอร์ TL2 และ TH2 ซึ่งมีแอดเดรสอยู่ที่ CCh และ CDh ตามลำดับเพิ่มเข้ามา

2.7.12.13 รีจิสเตอร์แคปเจอร์ (Capture register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต มีเฉพาะ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89Sxx เท่านั้นเนื่องจากต้องใช้งานร่วมกับไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ซึ่งมีอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์MCS-51 แบบแฟลช เบอร์ AT89C52และอนุกรมAT89Sxx โดยรีจิสเตอร์แคปเจอร์นี้มีชื่อเรียกอย่างย่อว่า RCAP2H ซึ่งแบ่งออกเป็น ไบต์ต่ำคือ RCAP2Lมีแอดเดรสอยู่ที่ Cah และ ไบต์สูงคือ RCAP2H มีแอดเดรสอยู่ที่ CBh

รีจิสเตอร์แคปเจอร์จะถูกใช้งานเมื่อกำหนดให้ไทม์เมอร์ 2 ทำงานในโหมดแคปเจอร์ ซึ่งเป็นโหมดที่กำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะทางลอจิกที่ขา T2EX ทั้งนี้เพื่อประโยชน์ในการวัดคาบเวลาความถี่ ตลอดจนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพัลส์ที่ขา T2EX นี้

2.7.12.14 รีจิสเตอร์ควบคุม (Control Register)

รีจิสเตอร์ SFR ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานส่วนต่างๆ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชยังมีหลายตัวประกอบกันด้วย

รีจิสเตอร์ PCON เป็นรีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการกำหนดอัตราการรับส่งข้อมูลของวงจรสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมและกำหนดการทำงานในโหมดประหยัดพลังงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

รีจิสเตอร์ SCON เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรรีจิสเตอร์สื่อสารข้อมูลภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

รีจิสเตอร์ TCON และ T2CON เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช โดย T2CON ใช้สำหรับไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และอนุกรม AT89Sxx

รีจิสเตอร์ TMOD และ T2MOD เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้กำหนดโหมดหรือลักษณะการทำงานของไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 และ อนุกรม AT89Sxx

รีจิสเตอร์ IE และ IP เป็นรีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการตอบสนองการอินเทอร์รัปต์ (interrupt : การขัดจังหวะการทำงานปกติของซีพียู) โดย IE เป็นรีจิสเตอร์สำหรับอำนวยการกำหนดลักษณะของการตอบสนองอินเทอร์รัปต์ ในขณะที่ IP เป็นรีจิสเตอร์สำหรับการลำดับความสำคัญของการตอบสนองอินเทอร์รัปต์ว่าจะให้ซีพียูตอบสนองการเกิดอินเทอร์รัปต์ในลักษณะใด ก่อนหรือหลัง

2.8 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อก

วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อก คือ วงจรใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรดิจิทัลกับวงจรอนาล็อก สัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจากธรรมชาติ ตัวตรวจจับสัญญาณจะเป็นหน่วยเปลี่ยนกระบวนการทางฟิสิกส์ เช่น อุณหภูมิ แรงดัน ความชื้นหรืออื่นๆ ให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าในรูปของแรงดันกระแสหรือความต้านทานก็ตาม แต่จะมีความยุ่งยากมากขึ้นหากต้องการเก็บสัญญาณอนาล็อกไว้ตลอดในช่วงเวลานานๆ เพื่อนำมาใช้ในการเปรียบเทียบหรือคำนวณภายหลัง ตรงกันข้ามกับคอมพิวเตอร์สามารถทำงานดังกล่าวนี้ได้ดีกว่ามากด้วยสัญญาณดิจิทัลหากเมื่อใดต้องการที่จะนำผลที่ได้จากการประมวลผลด้วยคอมพิวเตอร์ออกไปควบคุมอุปกรณ์หรือเครื่องจักรใดๆที่ใช้สัญญาณอนาล็อก จำเป็นต้องมีวงจรดีเอซีต่อร่วมอยู่ด้วยเสมอ

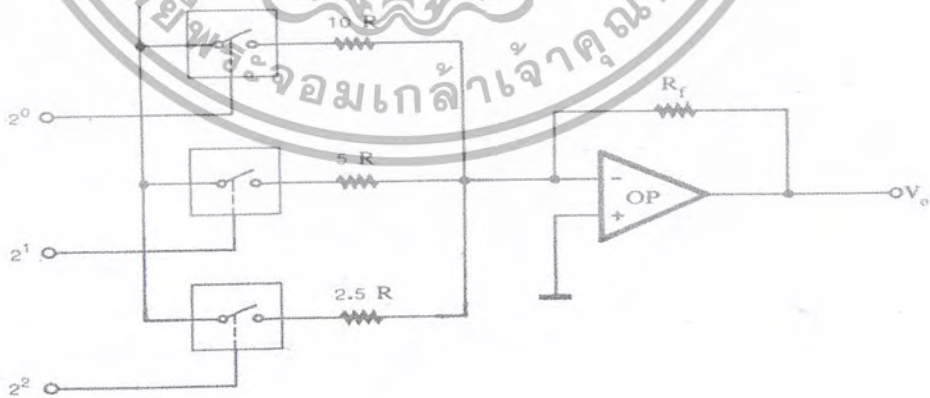
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อก
หากนำเอาข้อมูลดิจิทัลขนาด 3 บิต จาก 000 ถึง 111 มาแปลงให้เป็นเลขฐานสิบจะได้ดังในตาราง
ที่ 2.1

เลขฐานสอง			เลขฐานสิบ
2^2	2^1	2^0	
0	0	0	$0+0+0=0$
0	0	1	$0+0+1=1$
0	1	0	$0+2+0=2$
0	1	1	$0+2+1=3$
1	0	0	$4+0+0=4$
1	0	1	$4+0+1=5$
1	1	0	$4+2+0=6$
1	1	1	$4+2+1=7$

ตารางที่ 2.6 แสดงการแปลงรหัสดิจิทัล 3 บิตเป็นฐานสิบ

จากตารางที่ 2.6 จะเห็นว่าเลขฐานสิบที่ได้จะเป็นการรวมค่าของเลขฐานสองในแต่ละหลักที่มีค่าตาม
2 ยกกำลัง จาก $0+0+0=0$ ถึง $4+2+1=7$ สถานะลอจิกของเลขฐานสองแต่ละหลักสามารถนำไป
ควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ทางด้านอินพุทของวงจรออปแอมป์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรขยายผลรวม
โดยการกำหนดค่าความต้านทานอินพุทของวงจรเป็นแบบสัดส่วนดังแสดงในรูป 2.42



รูปที่ 2.42 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อกแบบสัดส่วนความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 2.7 หา V_o ได้ดังนี้

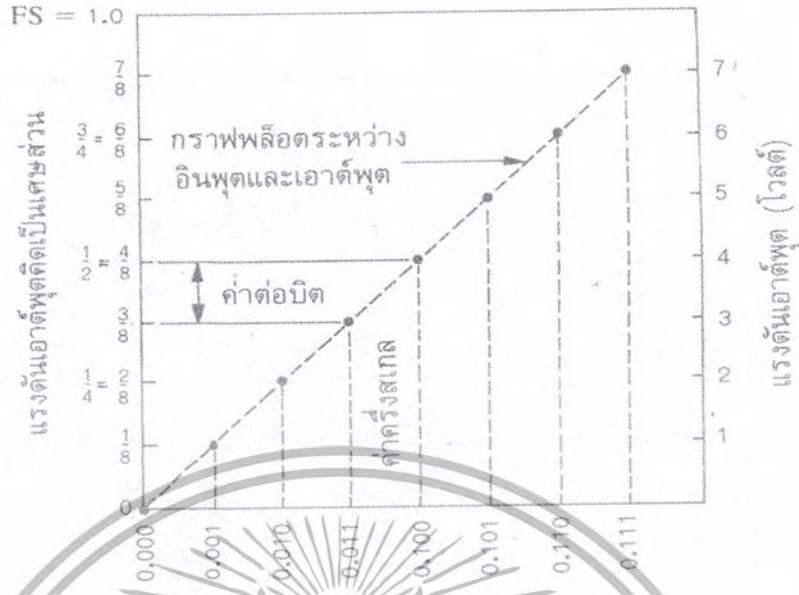
$$\begin{aligned}
 V_o &= -(-V_{ref}) R_{ref} \left(\frac{1}{10R} + \frac{1}{5R} + \frac{1}{2.5R} \right) \\
 &= V_{ref} \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{5} + \frac{1}{2.5} \right) R_f / R \\
 &= 0.1 V_{ref} (1+2+4) R_f / R
 \end{aligned}$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่า V_o จะมีค่าแตกต่างกันได้หากสวิตช์ควบคุมอินพุต 2^0 ถึง 2^2 ปิดและเปิดตามตารางที่ 2.2 ในที่นี้สมมติว่า V_{ref} มีค่า -10 โวลต์ R_f/R มีค่า 1 ลอจิก “0” ควบคุมให้สวิตช์เปิด ลอจิก “1” ควบคุมสวิตช์ปิด



ตารางที่ 2.7 แสดงลอจิกอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.7

2.8.2 คุณสมบัติน้ำหนักของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก จากวงจรรูปที่ 2.42 และตารางที่ 2.7 หากนำค่ามาเขียนกราฟคุณสมบัติระหว่างอินพุตและเอาต์พุตดังในรูปที่ 2.2 โดยที่อินพุตคิดเป็นลักษณะเศษส่วน เช่น 0.111 เท่ากับ 7/8 และเอาต์พุต V_{FS} คือค่าเต็มสเกล คิดเป็น 1.0 จะเป็นค่าที่ไม่เกิดขึ้นเลยในทางปฏิบัติ เพราะอินพุตสูงสุดจะมีค่าเพียง $0.111 = 7/8$ เท่านั้น จากตารางที่ 2.2 ค่าสูงสุดของสัญญาณดิจิตอล 3 บิต คือ 111 และค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดเท่ากับ 7 โวลต์ ซึ่งสามารถนำมาเขียนกราฟคุณสมบัติน้ำหนักของการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อกขึ้นมาใหม่ ดังแสดงบนรูปที่ 2.43 เพื่อให้ได้ความละเอียดของดีเอซี



รูปที่ 2.43 แสดงกราฟระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก 3 บิต

2.8.3 ความละเอียดของดีเอซี



รูปที่ 2.44 แสดงกราฟอนาล็อกเอาต์พุตกับดิจิตอลอินพุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.44 จะเห็นว่ามี 8 อินพุตของลอจิกที่ไม่ซ้ำกันจาก 000 ถึง 111 ดังนั้นเอาต์พุตจะแบ่งได้เป็นแปดส่วน ดีเอชขนาดอินพุต 3 บิต จะมีค่าเอาต์พุตเท่ากับ 8 หรือ 2^3 ดังนั้นถ้าเป็นดีเอช n บิต ค่าความละเอียดหาได้จาก

ความละเอียดเท่ากับ 2^n

หรืออาจจะนิยามความละเอียดเป็นค่าของบิตต่ำสุดดังนี้

ความละเอียดของแรงดัน = ค่าแรงดันเอาต์พุตขณะบิตต่ำสุดเป็นลอจิก "1"

สมการแรงดันเอาต์พุตหาได้จากสูตร

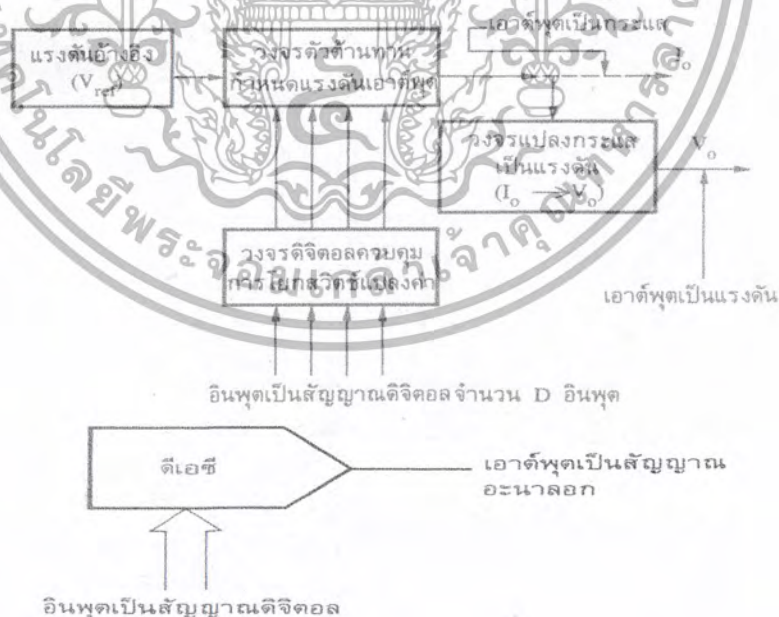
$V_o =$ ความละเอียดของแรงดันคูณด้วย D

กำหนดให้

V_o คือค่าแรงดันเอาต์พุต หน่วยเป็นโวลต์

D คือ ค่าเลขฐานสิบที่แปลงมาจากเลขฐานสองจากลอจิกอินพุต

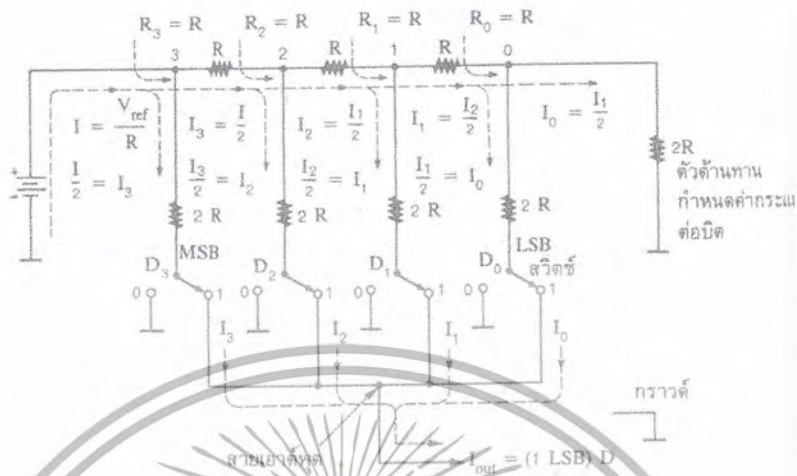
2.8.4 หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอะนาล็อก



รูปที่ 2.45 แสดงแผนผังของดีเอชและสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อกแบบตัวต้านทาน R – 2R



LSB = บิตนัยสำคัญมากที่สุด

MSB = บิตนัยสำคัญน้อยที่สุด

รูปที่ 2.46 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอะนาล็อกแบบตัวต้านทาน R – 2R

การต่อวงจร R-2R ขนาด 4 บิต ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทาน 3 ตัว มีค่าเท่ากับ R และตัวต้านทานอีก 5 ตัวมีค่าเท่ากับ 2R ดังแสดงในรูปที่ 2.12 กำหนดให้ $R = 10$ กิโลโอห์ม และ $2R = 20$ กิโลโอห์ม

สวิทช์ที่ต่ออยู่ในวงจรถูกควบคุมด้วยลอจิก “0” เพื่อโยกสวิทช์ไปยังตำแหน่งกราวด์หรือลอจิก “1” เพื่อสวิทช์ให้กระแสไหลไปยังเอาต์พุตตามลอจิกที่ควบคุมในแต่ละบิตทางด้านอินพุตจาก 0000 ถึง 1111 หากสังเกตที่โหนด 0 ของวงจร จะมีตัวต้านทาน $2R$ เป็นตัวกำหนดให้ $R_0 = R$ เพราะหากเอา $2R$ ขนานกับ $2R$ จะมีค่าเท่ากับ R และถ้ามองจากโหนด 1 ออกไป ทางขวามือ $R_1 = R$ เพราะ $R_0 + R$ มีค่าเท่ากับ $2R$ และถ้ามองจากอินพุต V_{ref} จะได้ $R_3 = R$ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่ากระแสได้ดังนี้

กระแสอินพุต $I = V_{ref} / R$

กระแสที่จุดโหนดแต่ละโหนดจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่ากันเสมอดังนี้

$$I_3 = I / 2$$

$$I_2 = I_3 / 2 = I / 4$$

$$I_1 = I_2 / 2 = I / 8$$

$$I_0 = I_1 / 2 = I / 16$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่ากระแสปิดต่ำสุดคือ I_0 ส่วนกระแสทางด้านเอาต์พุตคือกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน $2R$ ขณะที่แต่ละสวิตช์ถูกควบคุมด้วยลอจิก “1”

$$\begin{aligned}
 I_{out} &= (\text{กระแสที่ไหลขณะที่ปิดต่ำสุดเป็นลอจิก "1"}) * D \\
 &= 10 * D \\
 &= (V_{ref} / R) (1 / 2^n) * D
 \end{aligned}$$

กำหนดให้

I_0 = คือค่ากระแสที่ไหลขณะที่ปิดต่ำสุดเป็นลอจิก “1” (แอมแปร์)

V_{ref} = คือค่าแรงดันอ้างอิงของวงจร (โวลต์)

R = คือค่าความต้านทาน (โอห์ม)

n = คือค่าจำนวนบิตของดีเอซี

ค่าแรงดันเอาต์พุต จากรูปที่ 2.11 หากนำเอาโอปแอมป์ต่อเพิ่มเข้าไปก็จะสามารถเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.47 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกขนาด 4 บิต มีความละเอียด 0.625 โวลต์ต่อบิต

จากรูปวงจรที่ 2.12 หาแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_o &= -I_{out} R_f = -(\text{ความละเอียดของกระแส}) * R_f * D \\
 &= - (V_{ref} / R) (1 / 2^n) * R_f * D
 \end{aligned}$$

จากวงจร $R = R_f$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = -(V_{ref}/2^n) * D$$

$$= -(\text{ความละเอียดของแรงดัน}) * D$$

จากสมการ

$$V_o = -(V_{ref}/R) (1/2^n) * R_f * D$$

อาจเขียนใหม่ได้เป็นดังนี้

$$V_o = -(K) * V_{ref} * D$$

กำหนดให้

$$K = (R_f/R) (1/2^n)$$

ถ้าให้ V_{ref} เป็นค่าคงที่แล้วจะได้ V_o แปรค่าตามค่า D เพียงอย่างเดียว หากสมมติให้ V_{ref} เท่ากับ 10 โวลต์ ค่าความละเอียดของแรงดันดีเอซี 4 บิต จะมีค่าเท่ากับ 0.625 โวลต์ต่อบิตถ้าหาก อินพุตเป็น 0000, 0101, 1111 ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์ 3.125 โวลต์ 6.25 โวลต์ และ 9.375 โวลต์ ตามลำดับ ซึ่งวงจรนี้จะทำหน้าที่คล้ายกับการปรับค่าความต้านทานนั่นเอง แต่ในทางปฏิบัติแล้วความละเอียดของแรงดันที่ได้้นั้นหายามาก ไม่สามารถนำเอาดีเอซี 3 บิต หรือ 4 บิต ที่กล่าวมาแล้วไปใช้งานได้จริง เมื่อต้องการความละเอียดสูงขึ้นต้องเพิ่มจำนวนอินพุตให้มีจำนวนบิตสูงขึ้นเป็น 8, 10, 12, 14 หรือ 16 บิต ซึ่งเมื่อจำนวนบิตสูงขึ้นราคาก็ย่อมต้องสูงขึ้นด้วย โดยทั่วไปวงจรดีเอซีที่ใช้ร่วมกับระบบไมโครโปรเซสเซอร์ จะมีขนาด 8 หรือ 12 บิต

วงจรดีเอซีขนาด 8 บิต วงจรดีเอซีที่ผ่านมาในรูปแบบที่ 2.12 ได้มีการต่อวงจรแบบง่าย ๆ การโยกเปลี่ยนตำแหน่งของสวิตซ์ทางด้านอินพุตควบคุมด้วยมือเพื่อให้ เป็นลอจิก “0” หรือ “1” ตามที่ต้องการ แต่ในทางปฏิบัติ ต้องใช้วงจรลอจิกชนิด TTL, CMOS หรืออื่น ๆ กระแสที่ไหลในแต่ละบิตที่ถูกควบคุมอาจไหลได้สองทิศทาง คือ ไหลลงกราวด์หรือไหลไปยังเอาต์พุต อาจต่อวงจรดังรูปที่ 2.13 เพื่อให้กระแสเป็นสองทางดังกล่าวแล้ว หลังจากนั้นก็ต้องจอร์อปแอมป์เพื่อให้กระแสเอาต์พุตเป็นบวกหรือลบหรือเป็นเอาต์พุตคู่ มีบริษัทผู้ผลิตไอซีหลายรายผลิตดีเอซีแบบนี้ออกมาจำหน่าย เบอร์ที่ใช้ทั่วไปเช่นเบอร์ DAC-08 ได้ถูกพัฒนามาจากรูปที่ 2.13 เพื่อให้การต่อใช้งานง่าย และมีราคาถูกลง ดังแสดงการต่อวงจรใช้งานเบื้องต้นในรูปแบบที่ 2.14 ไอซีเบอร์นี้ใช้ได้กับแรงดันไฟเลี้ยง 4.5 ถึง 18 โวลต์ การต่อคาปาซิเตอร์ขนาด 0.1 ไมโครฟารัด เข้าไปเพื่อเป็นตัวกรองระหว่างขา 14 กับ 15 แรงดันอ้างอิงใช้ได้ทั้งไฟบวกและไฟลบ กระแสอ้างอิงหาได้จากสูตร

$$I_{ref} = V_{ref} / R_{ref}$$

โดยปกติจะใช้ค่ากระแส $I_{ref} = 2$ มิลลิแอมป์ หรืออาจเป็นค่าระหว่าง 4 ไมโครแอมป์ถึง 4 มิลลิแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 5 ถึงขา 12 เป็นอินพุต ต่อกับสัญญาณดิจิทัลชนิด TTL หรือ CMOS ขา 5 เป็นบิตนัยสำคัญสูงสุด ขา 12 เป็นบิตนัยสำคัญต่ำสุด ลอจิก "0" จะต้องมีค่าไม่เกิน 0.8 โวลต์ ลอจิก "1" จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า +2.0 โวลต์

ขา 1 เป็นขาควบคุมการทริก ($V_{th} = \text{threshold voltage}$) กำหนดให้ $V_{th} = V_{Ic} + 1.4$ โวลต์ V_{Ic} คือค่าแรงดันที่ขา 1

ขา 2 และขา 4 เป็นเอาต์พุต ขา 4 เป็นขาที่ I_{out} ไหลเมื่อบิตใดๆทางด้านอินพุตถูกควบคุมด้วยลอจิก "0"

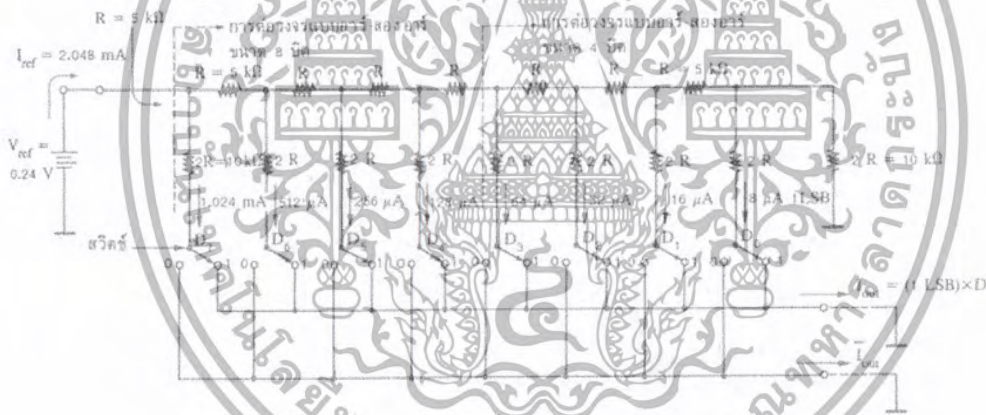
ความละเอียดของกระแส = $(V_{ref}/R_{ref})(1/2^n)$

$I_{out} = \text{ความละเอียดของกระแสคูณด้วยค่า D}$

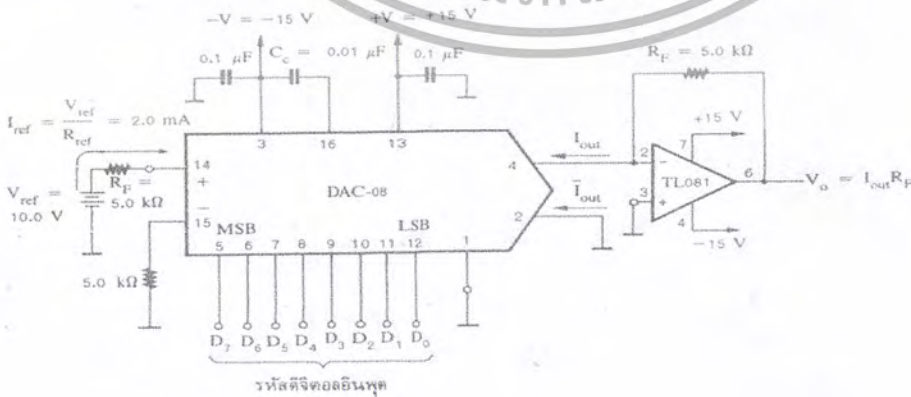
$I_{fs} = \text{ความละเอียดของกระแสคูณด้วย 255}$

(I_{fs} หมายถึงกระแสเต็มสเกลเมื่ออินพุตเป็น 11111111 = 255 = D)

$I_{out} = I_{fs} \cdot D$



รูปที่ 2.48 แสดงการต่อตัวต้านทานแบบ R-2R 8 บิต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	รหัสดิจิทัลอินพุต								เอาต์พุต	
	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀	I _{out}	V _o
ค่าต่อบิต	0	0	0	0	0	0	0	1	7.812 uA	39 mV
ค่าครึ่งสเกล	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000 mA	5.0 V
ค่าเต็มสเกล	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992 mA	9.96 V

รูปที่ 2.49 แสดงค่าการต่อวงจรไอซีเบอร์ DAC-08

2.9 วงจรเอดีซี (ADC)

กระบวนการต่างๆที่เกิดขึ้นตามธรรมชาติส่วนใหญ่หากนำมาแปรค่าเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า มักเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของแรงดันหรือกระแส หรือ ไม่ก็เป็นในลักษณะของค่าความต้านทาน ลักษณะสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งไม่สามารถไปใช้กับคอมพิวเตอร์โดยตรงได้จึง จำเป็นต้องมีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล เรียกววงจรที่ทำหน้าที่นี้ว่า เอดีซี

2.9.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรเอดีซี

หากนำเอาเอดีซีขนาด 3 บิต มาเขียนกราฟคุณสมบัติระหว่างสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุต สมมติว่าแรงดันอินพุต V_i เปลี่ยนค่าจาก 0-7 โวลต์ และได้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นดิจิทัลจาก 000-111 ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.50 แสดงกราฟคุณสมบัติของเอดีซีขนาด 3 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.2 ค่าความละเอียดของการแปลงอะนาล็อกเป็นดิจิทัล

ค่าความละเอียดของการแปลงอะนาล็อกเป็นดิจิทัล หาได้จากการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทแล้ว ทำให้สัญญาณดิจิทัลเปลี่ยนค่าบิตนัยสำคัญต่ำสุดไป

$$\text{ความละเอียด} = \text{ค่าแรงดันอินพุทต่อบิต} = \text{ค่าเต็มสเกลหารด้วย } 2^n - 1$$

หรือ

$$\text{ความละเอียด} = 2^n$$

ถ้า n คือจำนวนบิตของวงจร

จากรูปที่ 2.15 จะเห็นว่าขณะเอาท์พุทเป็น 001 แรงดันเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ 1 โวลต์ ซึ่งค่านี้เกิดจากแรงดันค่าเฉลี่ยของ 0.5 โวลต์ ถึง 1.5 โวลต์ ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดเท่ากับครึ่งบิต ดังหากต้องการให้ค่าผิดพลาดลดลงจำเป็นต้องเพิ่มจำนวนบิตให้สูงขึ้น

วิธีการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกให้เป็นดิจิทัลมีหลายแบบ หากแบ่งตามความเร็วที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณมี 3 แบบ ซึ่งแสดงคุณสมบัติแต่ละแบบในตารางที่ 2.3

นัยยะ ??????	ความเร็ว	ช่วงเวลาแปลง สัญญาณใน 1 รอบ	กรรไกรใช้งาน
รวบรวมค่า (integrating)	ช้า	มีลจิสติกส์	ดีวีวีโวลต์มิเตอร์
ประมาณค่าต่อเนื่อง (successive approximation)	เร็ว	ไมโครวินาที	สัญญาณเสียง
แฟลช (Flash)	เร็วมาก	นาโนวินาที	สัญญาณภาพ

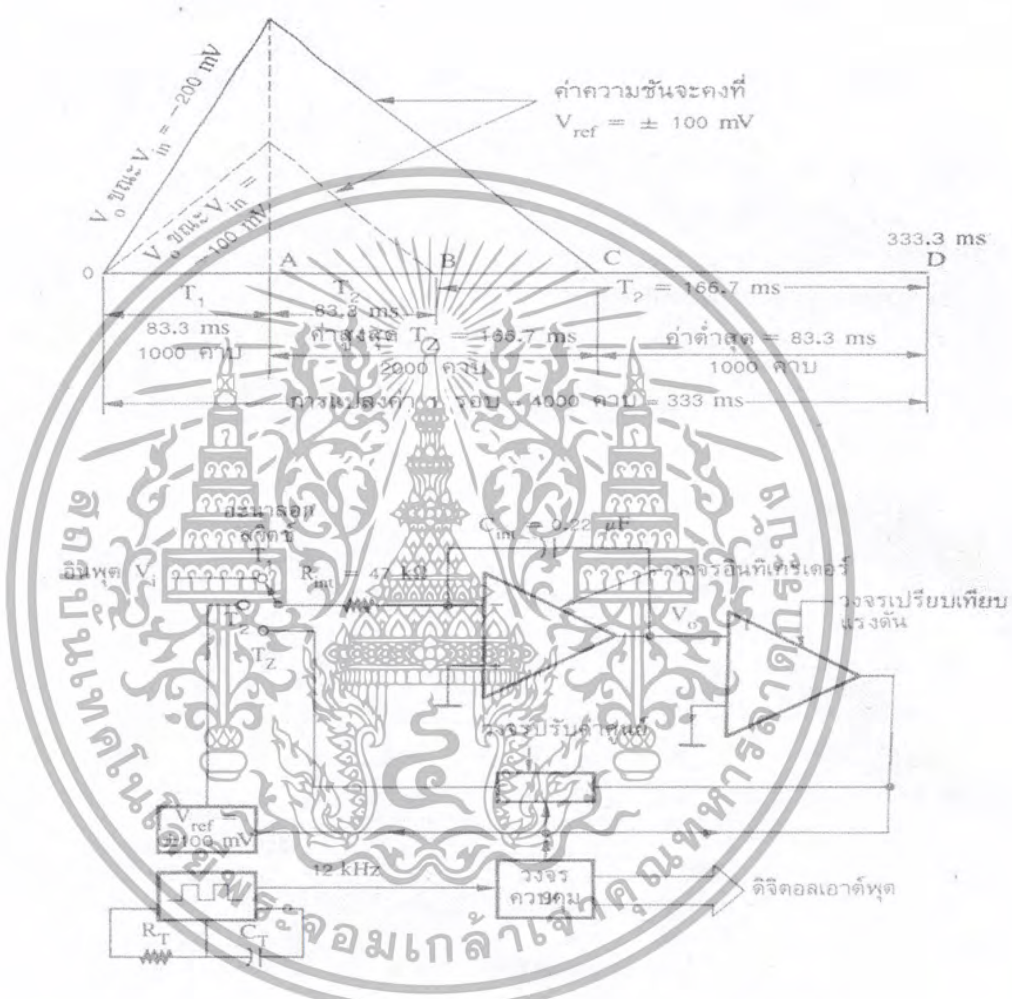
ตารางที่ 2.8 แสดงการเปรียบเทียบดีเอซีแบบต่างๆ

การแปลงอะนาล็อกเป็นดิจิทัลที่ใช้งานทั่วไปมักเป็นสองแบบแรก เนื่องจากมีวงจรค่อนข้างง่ายราคาถูกและมีความแม่นยำพอสมควรสามารถนำไปใช้งานทั่วๆไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.3 การแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบรวมค่า

การแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบนี้เป็นแบบที่ใช้งานกับเครื่องมือวัดความเร็วต่ำ วงจรภายในประกอบด้วยวงจรที่เป็น แบบอนาล็อกและดิจิตอลรวมอยู่ใน ไอซีตัวเดียว เช่น เบอร์ 7106 และ 7107 เป็นต้น



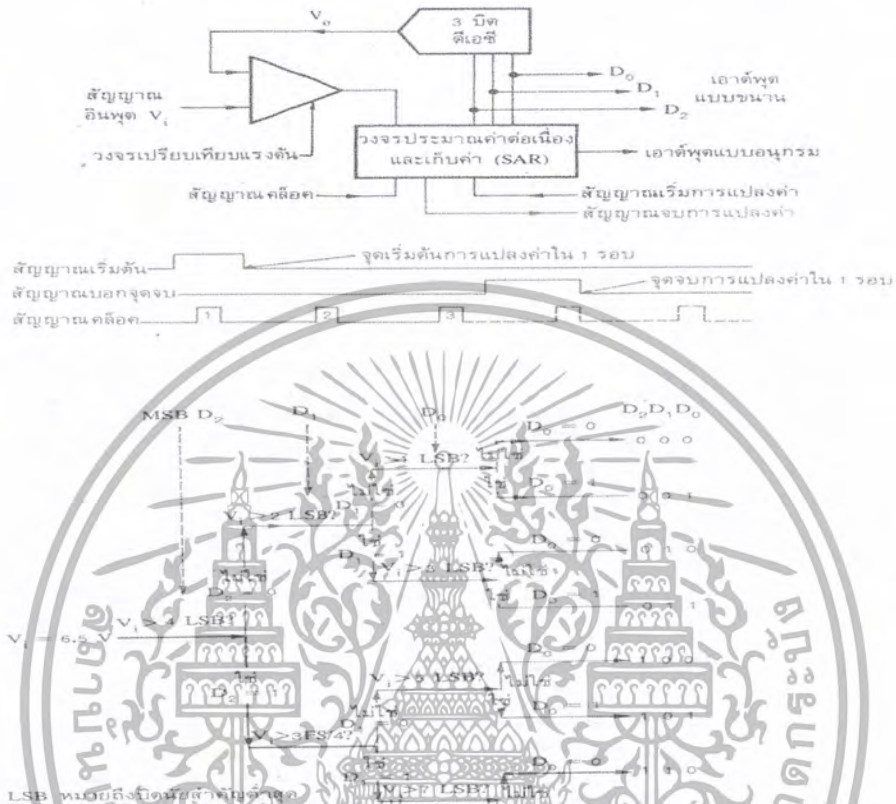
รูปที่ 2.51 แสดงแผนผังวงจรการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล

2.9.4 การแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบประมาณค่าต่อเนื่อง

ประกอบด้วยวงจรเอดิซี วงจรเปรียบเทียบแรงดัน และวงจรรีจิสเตอร์ เก็บค่าที่ได้ หลังจากการประมาณค่าสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา (SAR = Successive Approximation Register) โดยวงจรรีจิสเตอร์มีขาอินพุต 1 ขา และขาควบคุมอีก 3 ขา คือ ขาแรกเป็น ขาสัญญาณบอกจุดเริ่มกระบวนการแปลงค่า ขาที่ 2 เป็นขาเอาต์พุตบอกกระบวนการแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า ขาที่ 3 เป็นอินพุตรับสัญญาณ clock สำหรับควบคุมกระบวนการแปลงค่าในแต่ละรอบ
ขาเอาต์พุตจะให้สัญญาณดิจิทัลที่มีทั้งแบบอนุกรมและแบบขนาน ดังแสดงในรูปที่ 2.17

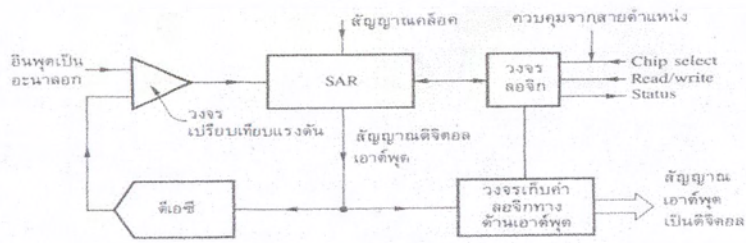


รูปที่ 2.52 แสดงแผนผังและรูปของวงจรดีเอซีแบบประมาณค่าต่อเนื่อง

2.9.5 เอดีซีแบบที่ใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์

เอดีซีแบบนี้จะมีวงจรเก็บสัญญาณเอาต์พุตเพิ่มเข้าไปด้วยเพื่อให้ค่าเอาต์พุตยังคงมี
อยู่ถึงแม้วงจรจะถูกปลดออกจากระบบบัสในช่วงเวลาก็ตาม ดังแสดงในรูปที่ 2.18
ขณะที่วงจรทำการแปลงสัญญาณอยู่เอดีซีจะติดต่อกับไมโครโปรเซสเซอร์ได้นั้นต้องมี
สัญญาณเลือกเป็นลอจิก “0” จากระบบไมโครโปรเซสเซอร์มาควบคุมเอดีซี เมื่อขาอ่าน/เขียน
เป็นลอจิก “0” เอดีซีจะแปลงค่า V_i เป็นสัญญาณดิจิทัลเก็บไว้ในบัฟเฟอร์เอาต์พุตและ
ไมโครโปรเซสเซอร์จะอ่านข้อมูลจากเอดีซีเมื่อสัญญาณเลือกเป็นลอจิก “0” และ อ่าน/เขียน
เป็นลอจิก “1” พร้อมกันในแต่ละรอบของการแปลงค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.53 แสดงวงจรเอ็ดซีที่ใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์

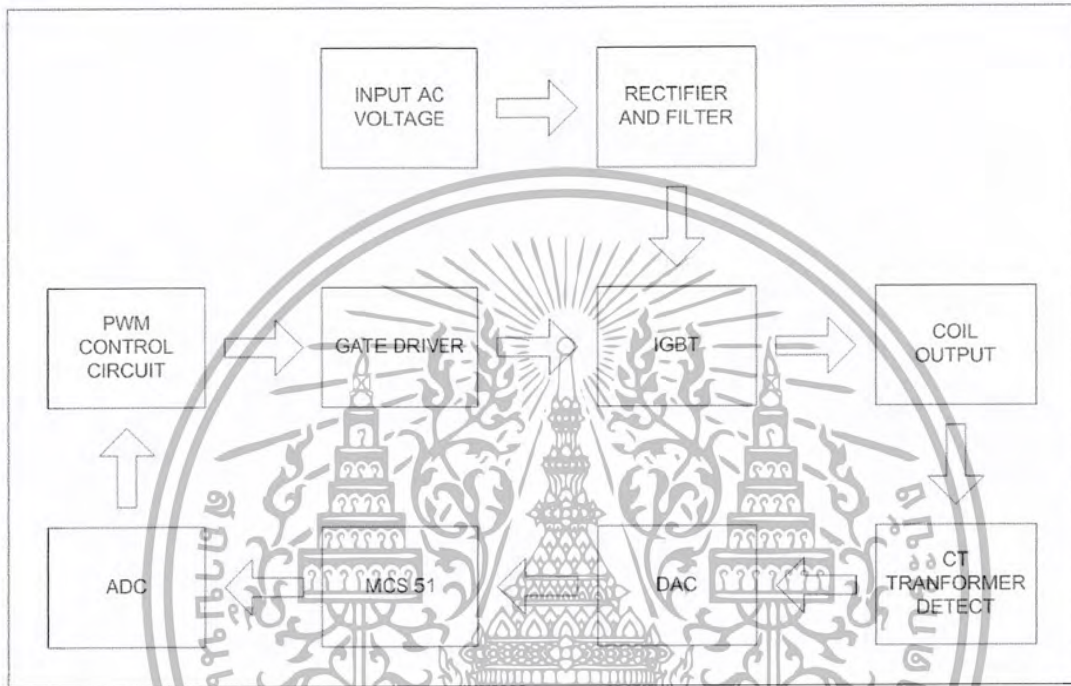


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างระบบการออกแบบวงจร

3.1 โครงสร้างระบบ



รูปที่ 3.1 แสดง โครงสร้างระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรงและกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดทไทม์ ควบคุมคิวตี้ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกทโดยเฉพาะเพื่อเป็นตัวช่วยในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. POWER MOSFET เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาท์พุท
5. Coil output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ
6. หม้อแปลง CT เป็นหม้อแปลงที่ทำหน้าที่ คับปลิงสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสที่ไหลผ่าน

ขดลวดเพื่อ นำไป Detect เป็นไฟกระแสตรงเพื่อตรวจสอบกระแสเอาท์พุท

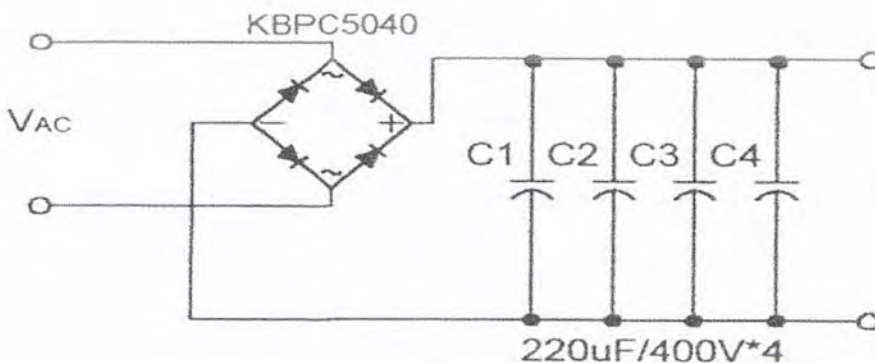
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. DAC เปลี่ยนขนาดแรงดันจากชุด CT TRANSFORMER DETECT เป็น Digital
8. MCS 51 ทำหน้าที่รับข้อมูลจาก DAC มาประมวลผลตรวจสอบระดับให้ตรงกับ Data base ถ้าไม่ตรงจะทำการส่งสัญญาณ Digital ไปให้ ADC เพื่อเปลี่ยนแรงดันไป Control PWM
9. ADC ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณ Digital เป็นอนาล็อก เพื่อเปลี่ยนความต้านทาน เพื่อเปลี่ยนความถี่ในชุด PWM

3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้คือ รับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 Hz เพื่อเป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจรกรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดคือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวเลนเลือกใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้รับไบอัสตรงของกระแสที่สามารถใช้งาน ได้มีแรงดันเบรคดาวน์ (breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสชากขณะเริ่มต้นใช้งาน ได้สำหรับการเรกติไฟร์ในรายงานนี้ได้เลือกใช้ ในลักษณะของบริดจ์ เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ (D1-D4) ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงไฟสลับจากไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาที่จุด A และ B เพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แล้วส่งผ่านไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเป็นตัวช่วยในการสะสมพลังงาน ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เป็นตัวกรองแรงดันให้ได้ไฟตรงที่เรียบขึ้นในลักษณะของ C filter

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสองตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 220 μF / 400 V ต่อขนานกันเพื่อเป็นการเพิ่มความจุ จะ ได้ความจุประมาณ 660 μF เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกันของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ในให้มีค่าน้อยลง



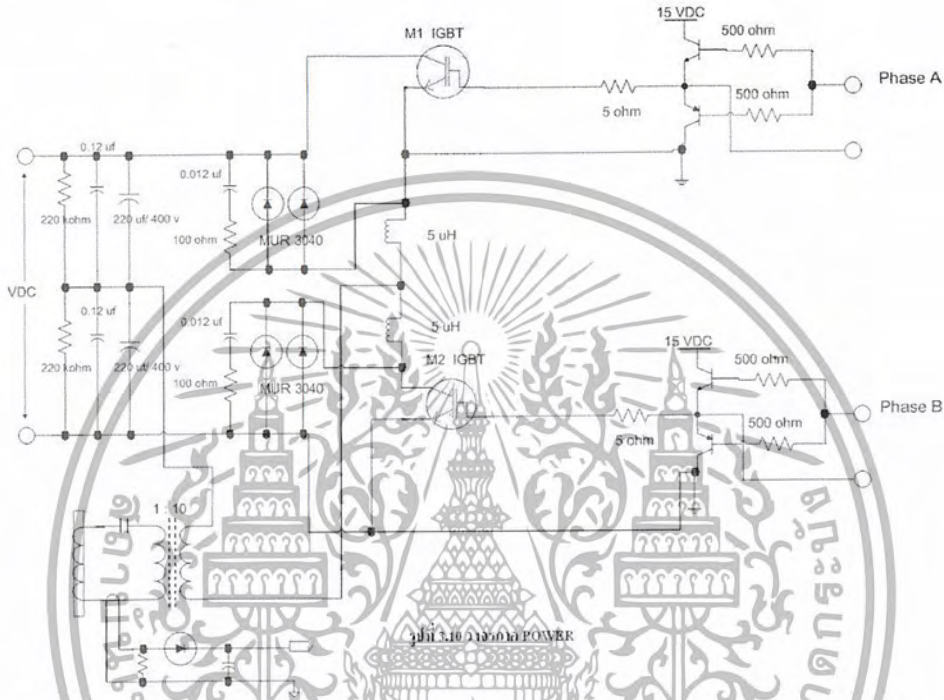
รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 Inverter

ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงการนี้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ในแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับ
ความถี่สูง โดยอาศัยการสวิตช์ซิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงรูปวงจรอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C3 และ C4 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้าน
อินพุตเพื่อแบ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C3 และ C4 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของที่อินพุต
เพาเวอร์มอสเฟต M1 ,M2 และ M3,M4 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา โดยมีแรงดัน
ตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{D(sat)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

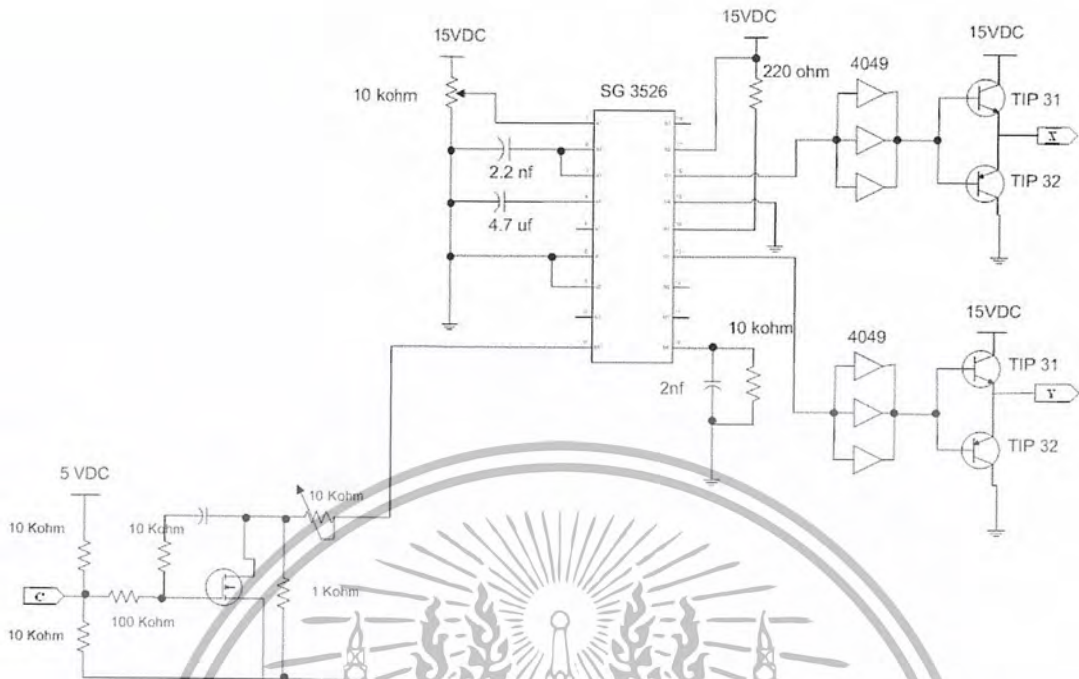
3.4 วงจร snubber

วงจร snubber (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานปกติ วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกวงจร RCD snubber ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำในตัวหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแผ่นนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยวงจร snubber จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส
2. ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต M1M2 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพนารี่จะมีการกลับขั้วแรงดันขึ้นถ้าไม่มี snubber M3M4 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่ VDS เป็นลบ ในขณะที่ M1M2 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า V_{in} ในกรณีนี้ ไดโอดก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพนารี่และลดค่านี้ลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟต

3.5 วงจรควบคุม (Control Circuit)

ในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่แต่ละเบอร์ก็มีลักษณะการทำงานคล้ายกัน ดังเช่นในรายงานนี้ได้เลือกเบอร์ SG 3256 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุกต์ใช้งานได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกล่าวเฉพาะรายละเอียดของไอซีเบอร์ SG 3256 นี้เท่านั้นซึ่งรายละเอียดต่างๆดูที่ภาคผนวก



รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526

SG 3526 เป็นวงจร ไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้าง ออสซิลเลเตอร์ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 96 kHz

ขาที่ 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเราคงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่าเดท ไทม์คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 2 จะต่อค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 3 เป็นขาที่ เอาไว้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูบ โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา4 เป็นขาสำหรับไว้ ต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 5 เป็นขารีเซ็ต ขา 6 ,7 เป็น Current Sense ซึ่งในวงจรไม่มีการป้อนกลับ เราจึงต้องลง กราวด์เอาไว้ ขา 8 เป็นขาสำหรับการขีดความจังกายนอก ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจร กำเนิดสัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 13,16 เป็นขาภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5 โวลท์) ก่อนเพื่อให้ทำงานเต็มที่ ขา 18 เป็นขาเอาท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในตัวไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงเดียวกัน

เพื่อให้ได้กระแสสูงสุดในการใช้งาน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถทนกระแสได้สูง ดังนั้นเราจึงต้องนำตัวเก็บประจุมาทำการต่อขนานกัน

3.8 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ Induction Heating ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต 250 แอมป์ กระแสอินพุต 10 แอมป์ และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ (U-Core) 60 ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามไฟฟ้าจุดอิ่มตัวประมาณ 3000 เกาส์ กำหนดหาจำนวนรอบของปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_s V_p = N_p V_s$$

และ

$$N_s I_s = N_p I_p$$

- โดยที่
- N_p คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
 - V_p คือค่าแรงดันตกคร่อมขดขด
 - I_s คือกระแสทางทุติยภูมิ
 - I_p คือกระแสทางอินพุต

กำหนดหาขนาดเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

$$D = \frac{1.47 * f * B * A_c * A_c}{F_{out} * 1000}$$

D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์-มิลล์ ต่อแอมป์

f คือค่าความถี่

A_c คือพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก

AWG	Diameter over insulation (inches)		Nominal circular area	Resistant per 1000 ft	Current capacity in milliampares bases on 1000 cm/A	AWG
	Min	Max				
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.02	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.038	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.034	0.0351	1020	10.13	1024	20

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พื้นหม้อแปลง

และจากการทดลอง กระจกที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความมากและต่อเนื่องจากความถี่สูงกระจกจะไหลที่ผิว ส่งผลให้เกิดความร้อนและส่งผลไปยังแกนเฟอร์ไรต์ด้วย กระจกนั้นจึงต้องเอาขดลวดนั้นมาตีเกลียวเพื่อให้ทนกระจกได้มากขึ้น โดยที่ขดลวดมีมิติเกลียวไว้ที่ 25 เส้น ส่วนด้านทุติยภูมินั้นตีเกลียวไว้ที่ 200 เส้น

ค่าความถี่เรโซแนนซ์ (fo)

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

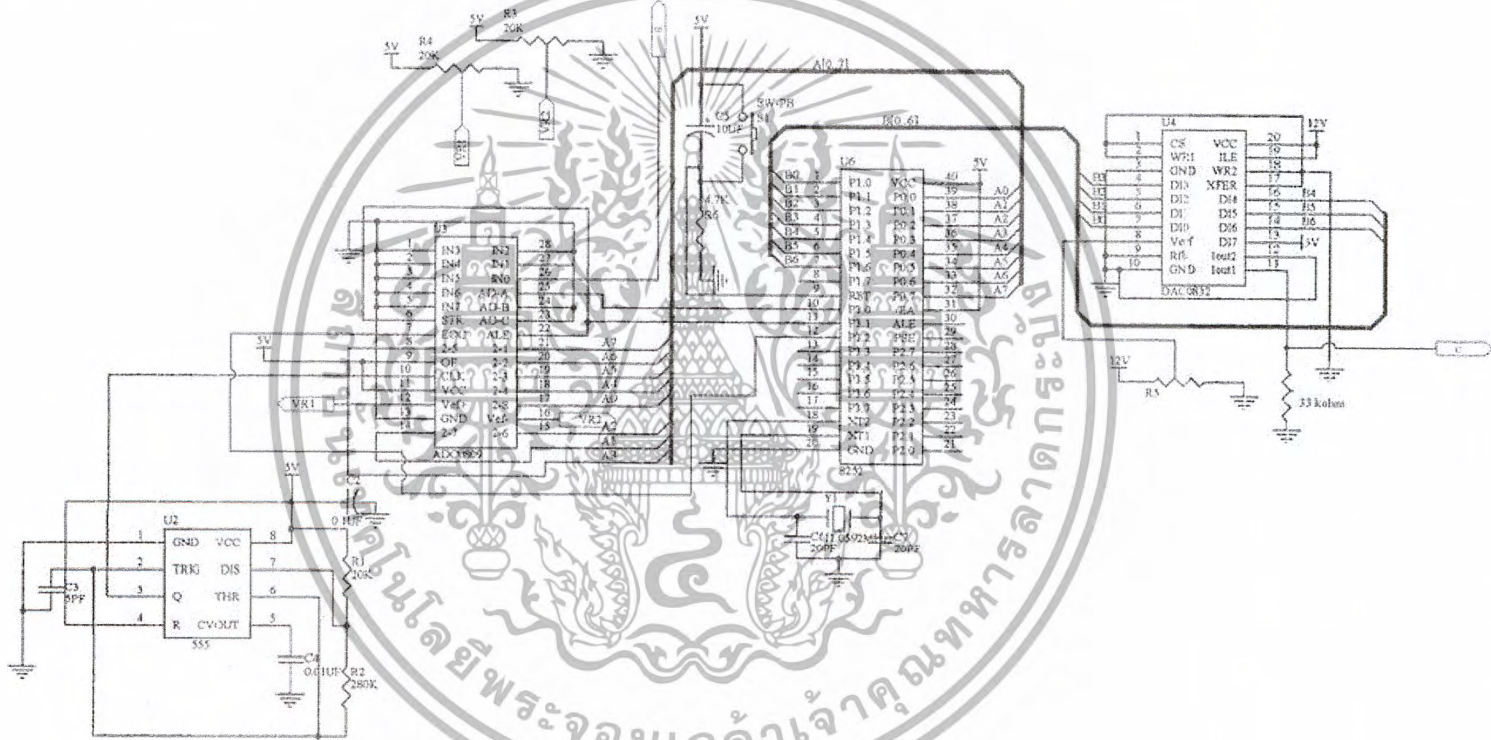
โดยที่

f_o คือความถี่ที่สภาวะเรโซแนนซ์

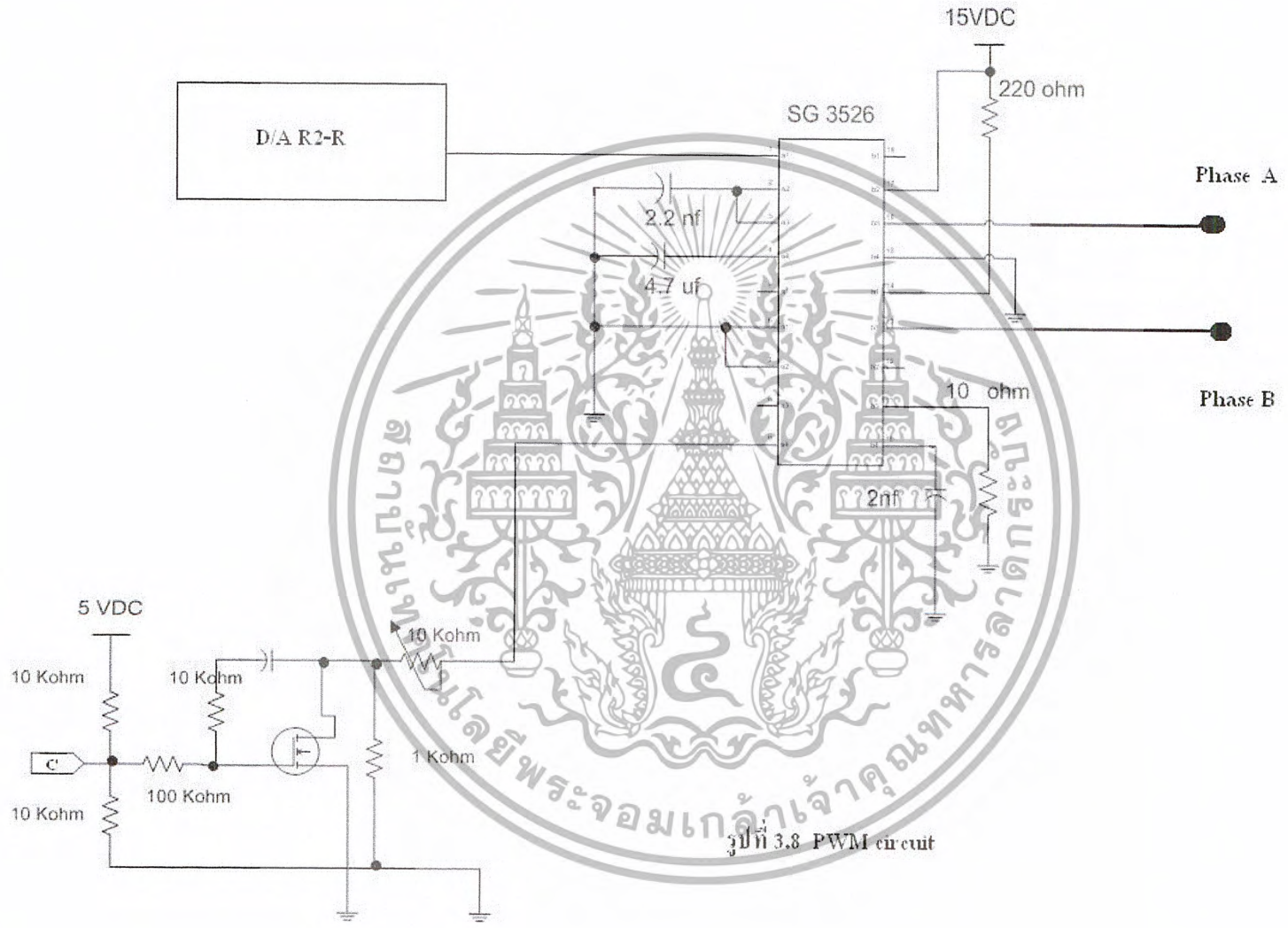
L คือความเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

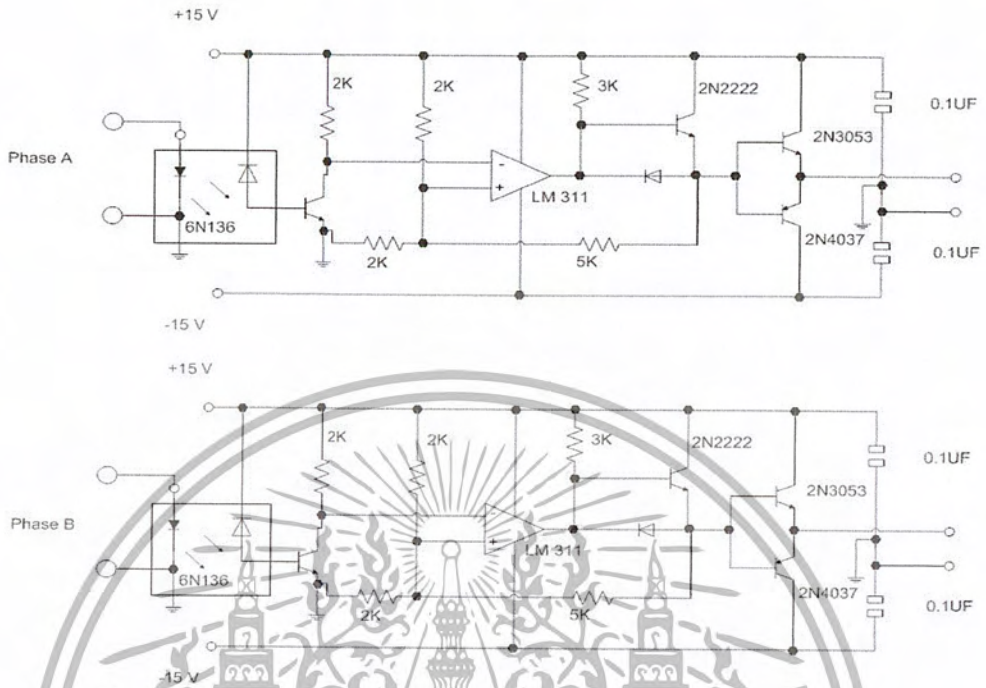
C คือตัวกับประจุที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์



รูปที่ 3.7 1105 Microprocessor MCS 51

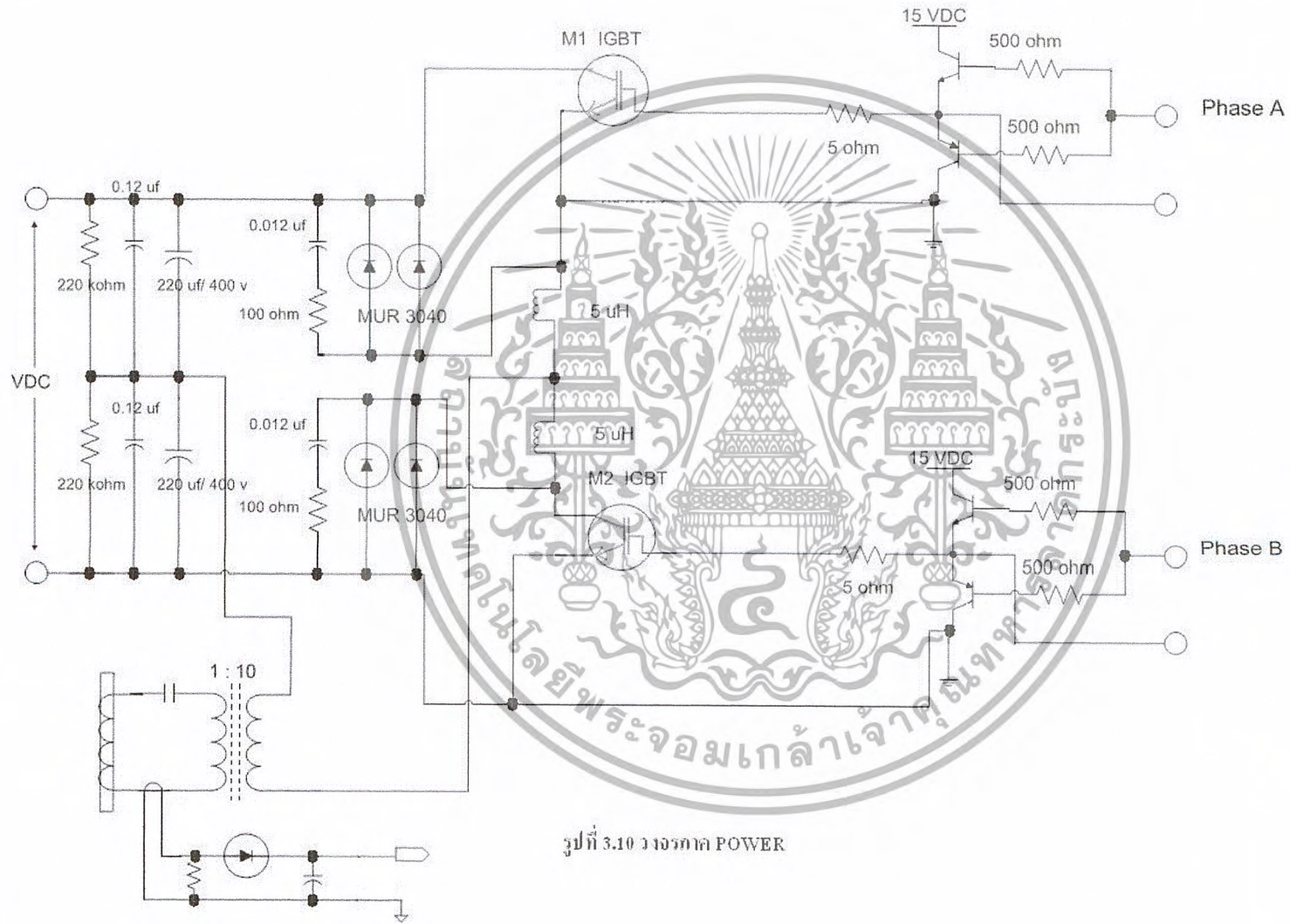


รูปที่ 3.8 PWM circuit



รูปที่ 3.9 วงจร Drive Gate โดยใช้แสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรภาค POWER

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

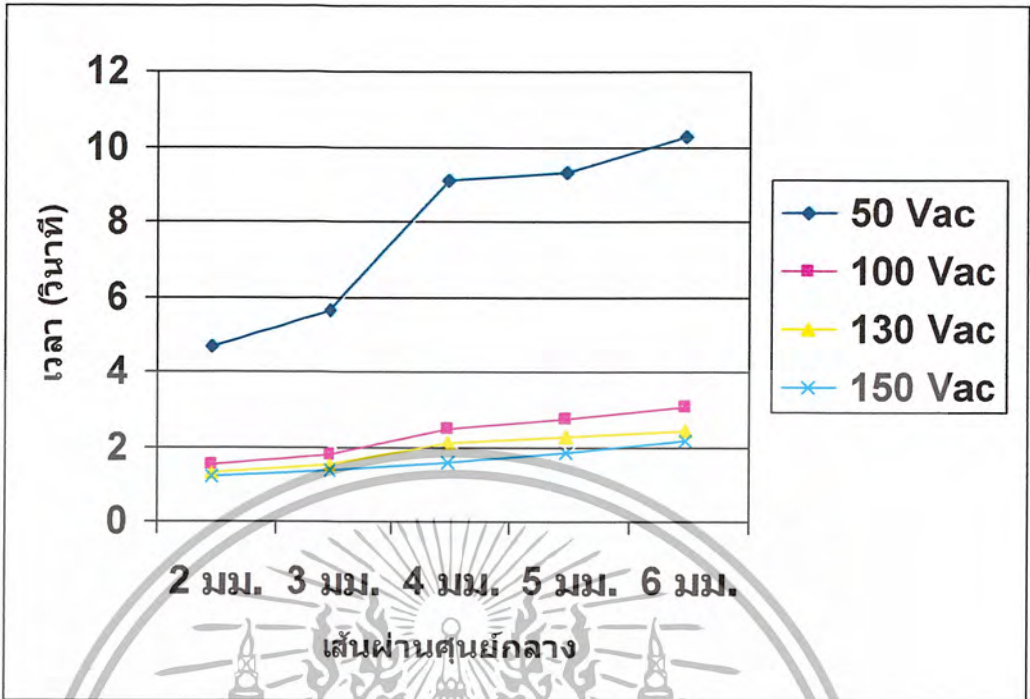
ขั้นตอนการทดลองต่างๆมีดังต่อไปนี้

1. ปรับความถี่จากที่ออสซิลเลเตอร์ไว้ที่ประมาณ 55 kHz
2. ปรับเคปไทป์ไว้คงที่
3. วัดสัญญาณที่ภาคคอนโทรล
4. ป้อนไฟสลับจากวาริแอกผ่าน Rectifier ให้ได้แรงดันอินพุท 50 VDC
5. นำชิ้นงานใส่ใน Coil ซึ่งมีขนาดต่างๆกัน
6. ทำการจับเวลาจนชิ้นงานแดง
7. บันทึกผลการทดลองที่ได้
8. ป้อนไฟสลับจากวาริแอกผ่าน Rectifier ให้ได้แรงดันที่อินพุท 50,100,130,150 VAC

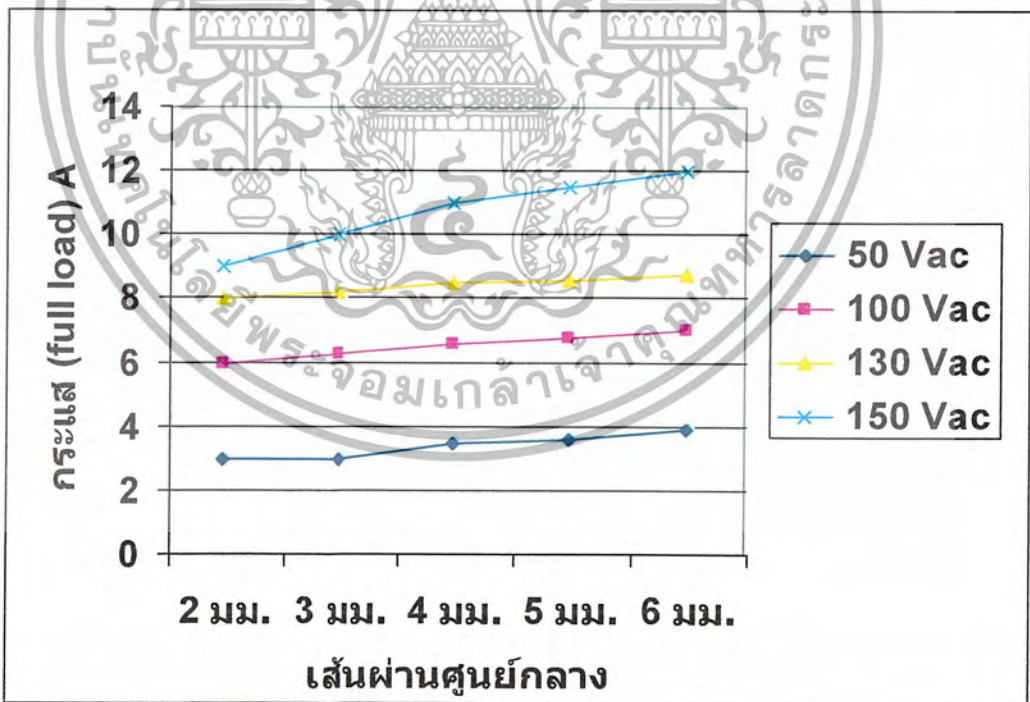
ผลการทดลอง

Vin (AC)	จุดที่วัด	ขนาดเหล็ก (ชิ้นงาน)				
		$\phi = 2$ มม.	$\phi = 3$ มม.	$\phi = 4$ มม.	$\phi = 5$ มม.	$\phi = 6$ มม.
50 V	Iin (no load)	2 A	2 A	2 A	2 A	2 A
	Iin (full load)	3 A	3 A	3.5 A	3.6 A	3.9 A
	V _L (no load)	130 Vpp	130 Vpp	130 Vpp	130 Vpp	130 Vpp
	V _L (full load)	133 Vpp	133 Vpp	135 Vpp	136 Vpp	138 vpp
	ใช้เวลา(sec)	4.72	5.66	9.11	9.35	10.28
100 V	Iin (no load)	5 A	5 A	5 A	5 A	5 A
	Iin (full load)	6 A	6 A	6.6 A	6.8 A	7 A
	V _L (no load)	240 Vpp	240 Vpp	240 Vpp	240 Vpp	240 Vpp
	V _L (full load)	245 Vpp	245 Vpp	246 Vpp	246 Vpp	247 Vpp
	ใช้เวลา(sec)	1.53	1.84	2.50	2.79	3.10
130 V	Iin (no load)	7 A	7 A	7 A	7 A	7 A
	Iin (full load)	8 A	8.2 A	8.5 A	8.8 A	9 A
	V _L (no load)	280 Vpp	280 Vpp	280 Vpp	280 Vpp	280 Vpp
	V _L (full load)	282 Vpp	282 Vpp	284 Vpp	285 Vpp	286 Vpp
	ใช้เวลา(sec)	1.34	1.53	2.16	2.29	2.47
150 V	Iin (no load)	9 A	9 A	9 A	9 A	9 A
	Iin (full load)	9 A	10 A	11 A	11.5 A	12 A
	V _L (no load)	350 Vpp	350 Vpp	350 Vpp	350 Vpp	350 Vpp
	V _L (full load)	353 Vpp	353 Vpp	355 Vpp	356 Vpp	358 Vpp
	ใช้เวลา(sec)	1.22	1.41	1.62	1.85	2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

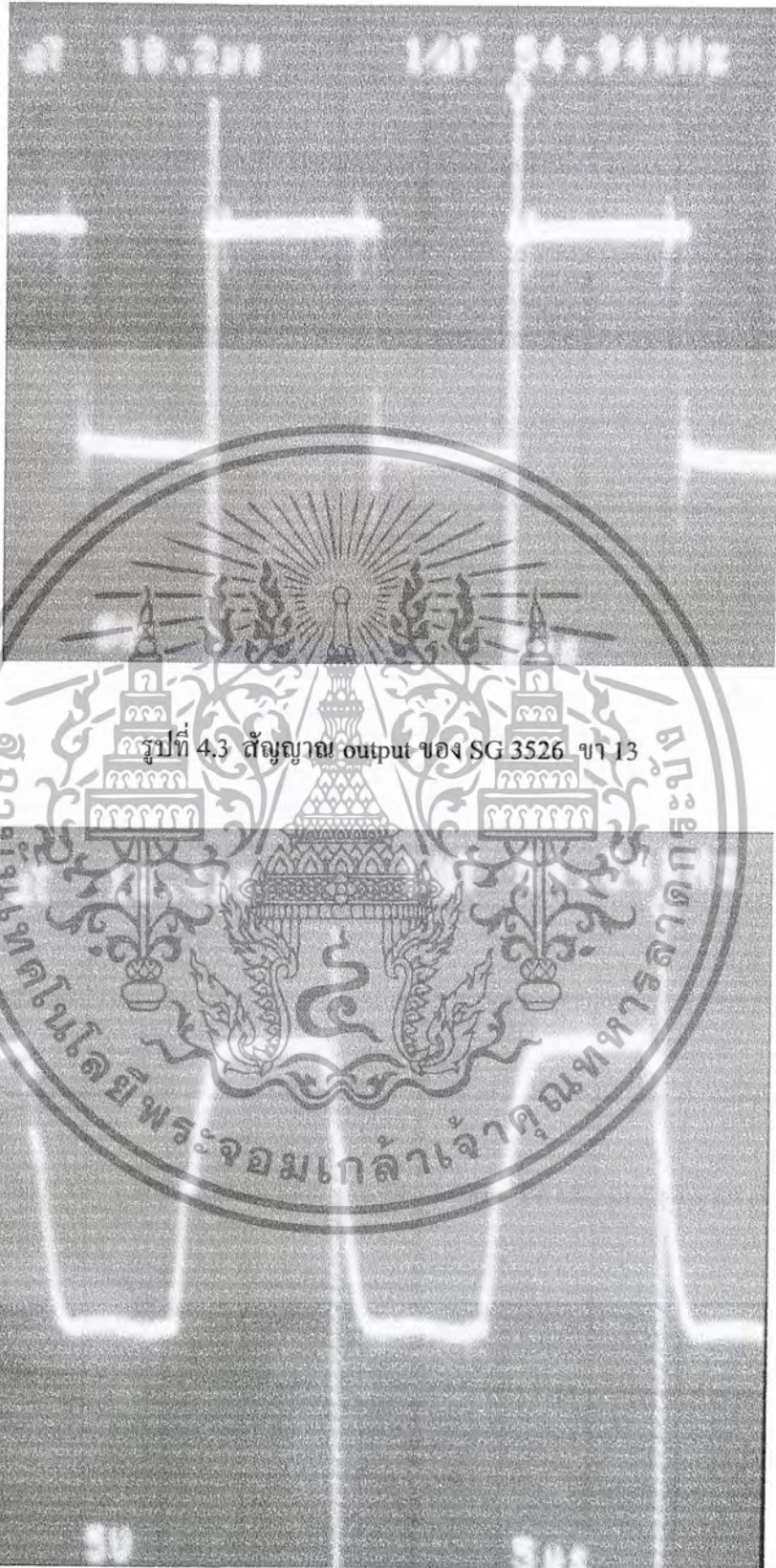


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้เหล็กร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส (full load) ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 สัญญาณ output ของ SG 3526 ขา 13

รูปที่ 4.4 สัญญาณ Gate Drive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัญญาณ output IGBT

รูปที่ 4.6 สัญญาณ ที่เอาต์พุทเรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองพบว่าวงจรไดรฟ์เกทที่อาศัยหลักการของแสงมาทำการ คับปลิง สัญญาณสามารถทำงานได้ดี และลดการรบกวนจากสนามแม่เหล็กจากการคับปลิงแบบ หม้อแปลงได้ ทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น

INDUCTION HEATING ที่อาศัยหลักการสวิตชิ่งนั้น สามารถที่จะให้ความร้อนแก่ โลหะที่นำมาใส่ที่คอยล์ ได้เป็นอย่างดี ถ้าป้อน อินพุตสูงขึ้นการให้ความร้อนก็จะเร็วยิ่งขึ้น นอกจากนั้นยังพบว่าความถี่มีผลกับวงจร กล่าวคือ ถ้าความถี่สูงขึ้น จะทำให้ อัตราส่วนของ สัญญาณ Control มีช่วง On และ เดทไทม์ โกล์สเคียงกันจะทำให้หม้อสเฟตนำกระแสได้น้อย เพาเวอร์ที่ได้ก็จะต่ำ แต่ถ้าใช้ความถี่ต่ำ อัตราส่วนของช่วง On จะมากกว่าช่วงเดทไทม์ จะทำให้ IGBT นำกระแสได้มากขึ้น เพาเวอร์ก็ได้ออกมากขึ้น ทั้งนี้ยังมีผลต่อกับวงจรกล่าวคือ ถ้า ความถี่ต่ำค่า Cs (ที่ไหลจากเอาต์พุต) จะมากทำให้จำนวน Cs มากช่วยแบ่งเบาภาระการ นำกระแส Cs ก็จะไม่ร้อน แต่เมื่อใช้เป็นเวลานานๆจะทำให้หัวร้อนมากจนแดง เราแก้ไข โดยใช้หลักการของน้ำหล่อเย็นจึงทำให้หัวไม่เสียหาย

Mcs 51 สามารถควบคุมความถี่ให้อยู่ที่จุด resonance ได้ ทำให้ได้กระแสสูงสุดตอน ใส่โลหะ

การใช้ coil อนุกรมระหว่าง IGBT ทำให้แบ่งเบาภาระของ IGBT โดยช่วยแบ่ง แรงดันไปตกคล่อม ทำให้สามารถใส่แรงดัน AC ค่าสูงๆได้

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

การให้ความร้อนแก่โลหะที่ ขนาดใหญ่ จะต้องการเพาเวอร์สูงกว่านี้ จำเป็นต้อง พัฒนาวงจรไปเป็นแบบ FULL BRIDGE CONVERTER

5.3 แนวทางแก้ไข

เปลี่ยนเป็นวงจร FULL BRIDGE CONVERTER ในหัวจรจะสามารถจ่ายเพาเวอร์ ได้มากกว่าเดิม เราสามารถประยุกต์ใช้ โปรแกรม Visual Basic มาทำการควบคุมการทำงานของเครื่อง INDUCTION HEATING ได้ โดยควบคุมการทำงาน บันทึกผลการทำงาน วิเคราะห์ประสิทธิภาพและอาจจะควบคุมแขนกลในการชุบแข็งได้

หนังสืออ้างอิง

1. คำรณ มະนาวหวาน , เอกนริน ห่วงโสภกา “ ปรินญานิพนธ์ ” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. เกรียงไกร แสงคุณธรรม , วินัย ชาตเวียง “ ปรินญานิพนธ์ ” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3. สุวัฒน์ ดัน “ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ”
4. Motorola “ Linear IC data ” , 1989
5. Harris , “ POWER Mosfet data “ , 1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการ INDUCTION HEATING นี้ประสบความสำเร็จได้เนื่องจาก ได้รับคำแนะนำจาก
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล และเพื่อนๆจึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้
หากรายงานนี้ผิดพลาดประการใด ทางผู้จัดทำขออภัยมา ณ โอกาสนี้ด้วย



(นางสาวปริญญ์ ออมพันธ์)

(นาย เผ่าพันธุ์ ฤทธิเทพ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

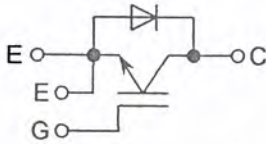
MBN600GR12A

[Rated 600A/1200V, Single-pack type]

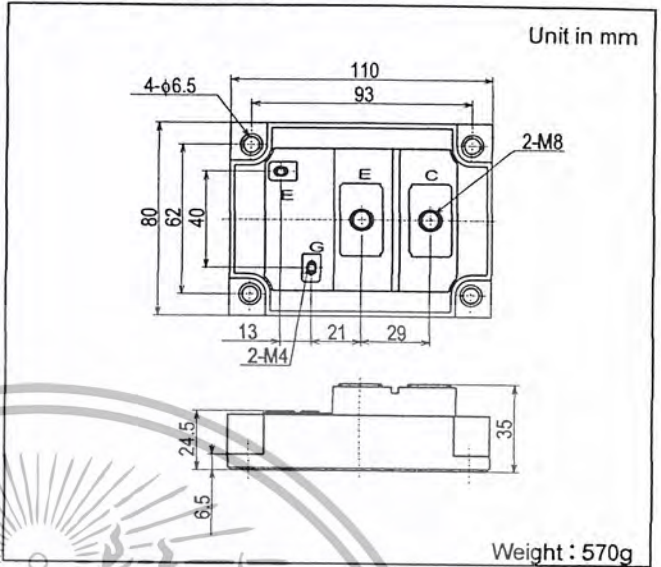
FEATURES

- Low saturation voltage and high speed.
- Low turn-OFF switching loss.
- Low noise due to built-in free-wheeling diode. (Ultra Soft and Fast recovery Diode (USFD))
- High reliability structure.
- Isolated heat sink (terminals to base).

CIRCUIT DIAGRAM



OUTLINE DRAWING



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C=25°C)

Item	Symbol	Unit	Value
Collector-Emitter Voltage	V _{CEs}	V	1200
Gate-Emitter Voltage	V _{GES}	V	±20
Collector Current	DC	I _C	600
	1ms	I _{CP}	1200
Forward Current	DC	I _F	600 ^{*1}
	1ms	I _{FM}	1200
Collector Power Dissipation	P _C	W	3790
Junction Temperature	T _J	°C	-40 ~ +150
Storage Temperature	T _{stg}	°C	-40 ~ +125
Isolation Voltage	V _{iso}	V _{RMS}	2500(AC:1 minute)
Screw Torque	Terminals(M4/M8)	N·m	1.37 / 7.84 ^{*2}
	Mounting		2.94 ^{*3}

Notes; *1 : RMS current of diode ≤ 180 Arms

*2 : Recommended value 1.18 / 7.35 N·m

*3 : Recommended value 2.45 N·m

CHARACTERISTICS (T_C=25°C)

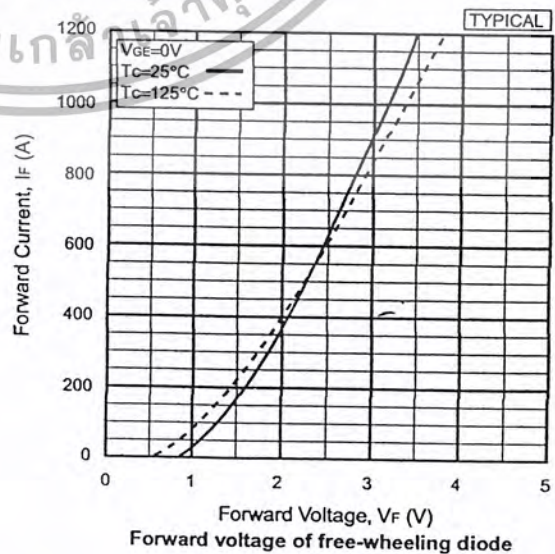
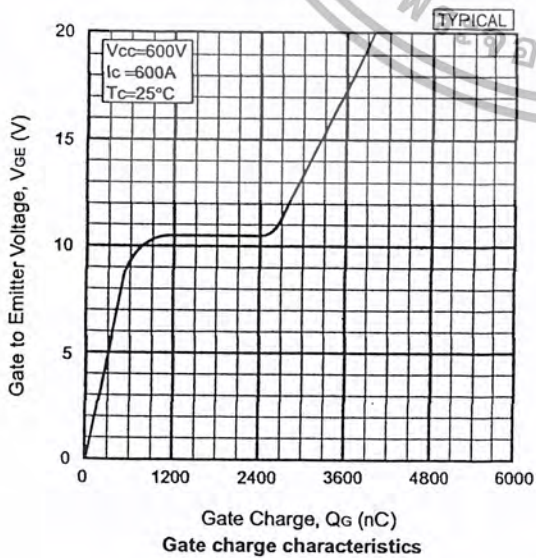
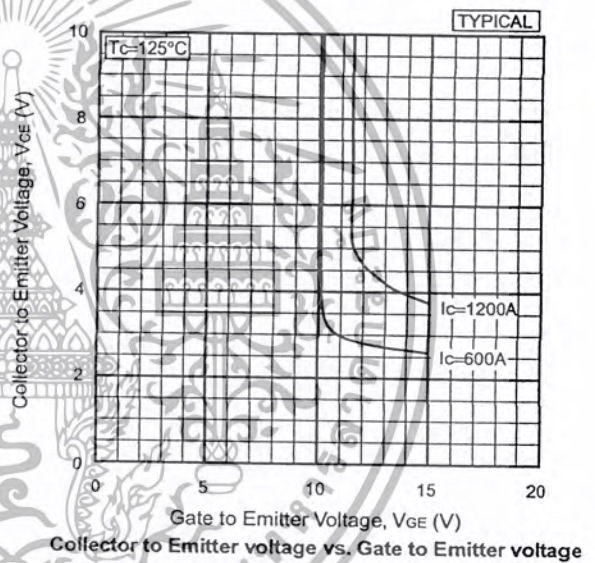
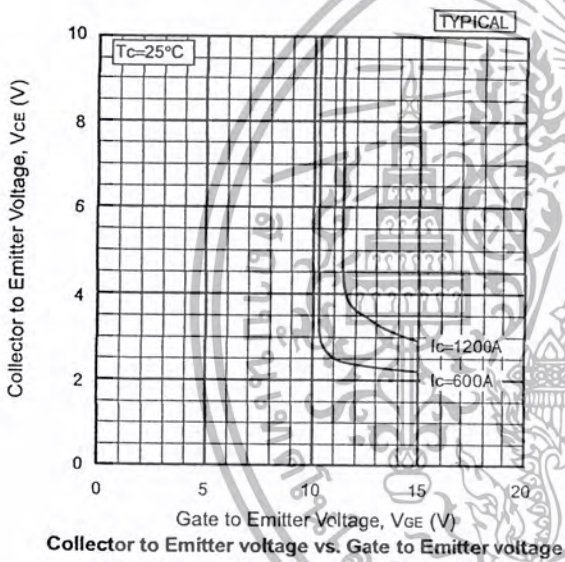
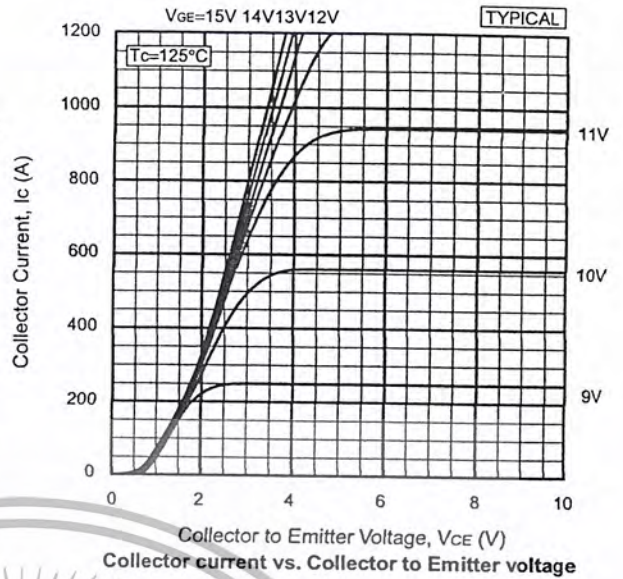
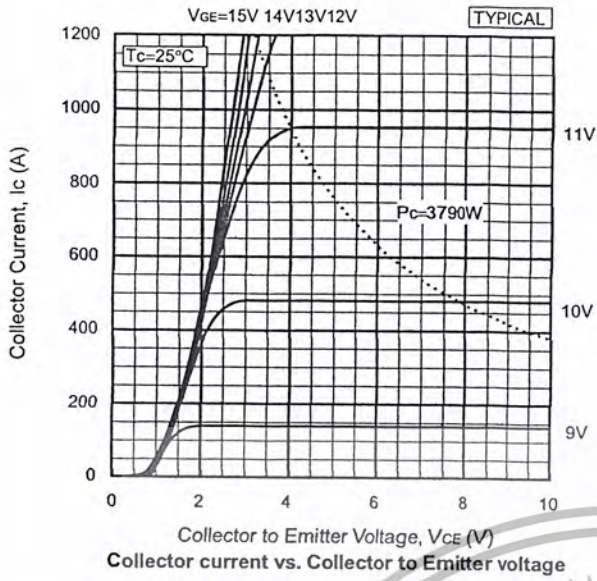
Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions	
Collector-Emitter Cut-Off Current	I _{CEs}	mA	—	—	1.0	V _{CE} =1200V, V _{GE} =0V	
Gate-Emitter Leakage Current	I _{GES}	nA	—	—	±500	V _{GE} =±20V, V _{CE} =0V	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	V	—	2.2	2.8	I _C =600A, V _{GE} =15V	
Gate-Emitter Threshold Voltage	V _{GE(TH)}	V	—	—	10	V _{CE} =5V, I _C =600mA	
Input Capacitance	C _{ies}	pF	—	54000	—	V _{CE} =10V, V _{GE} =0V, f=1MHz	
Switching Times	Rise Time	t _r	—	0.2	0.5	V _{CC} =600V, I _C =600A R _G =2.2Ω ^{*4} V _{GE} =±15V Inductive Load	
	Turn-On Time	t _{on}	—	0.35	0.8		
	Fall Time	t _f	—	0.15	0.35		
	Turn-Off Time	t _{off}	—	0.75	1.2		
Peak Forward Voltage Drop	V _{FM}	V	—	2.5	3.5	I _F =600A, V _{GE} =0V	
Reverse Recovery Time	t _{rr}	μs	—	—	0.4	I _F =600A, V _{GE} =-10V, di/dt=600A/μs	
Thermal Impedance	IGBT	R _{th(j-c)}	°C/W	—	—	0.033	Junction to case
	FWD	R _{th(f-c)}					

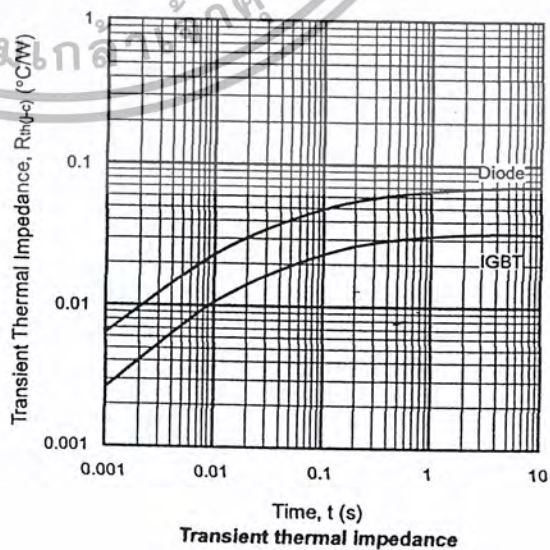
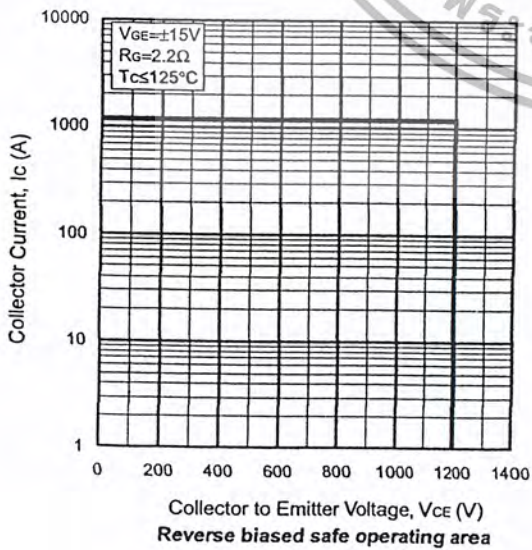
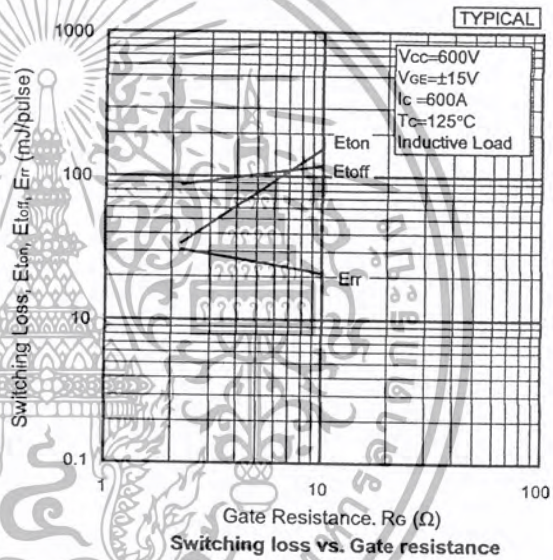
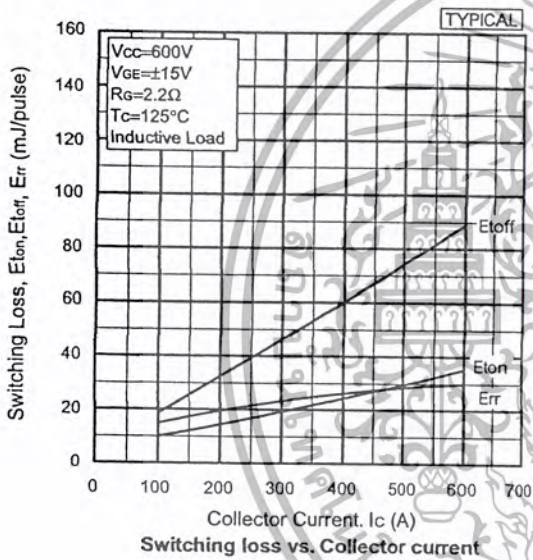
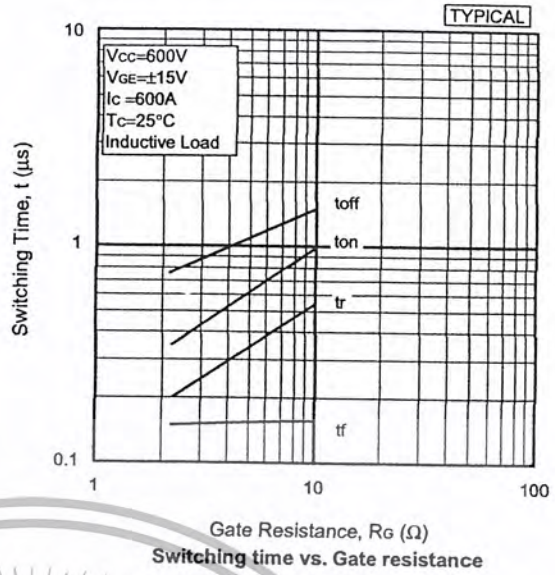
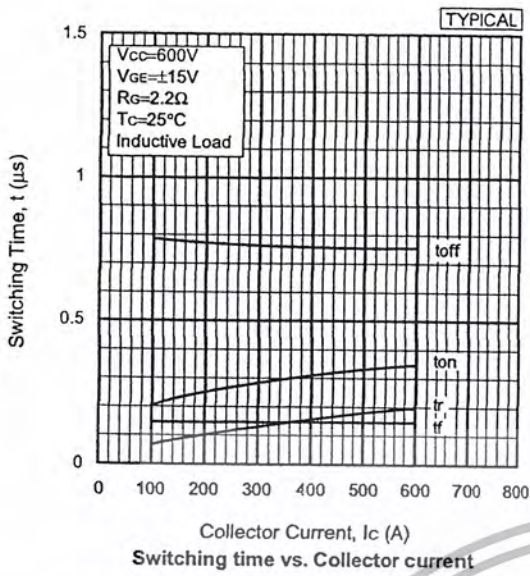
Notes; *4 : R_G value is the test condition's value for decision of the switching times, not recommended value, please determine the suitable R_G value after the measurement of switching waveforms (overshoot voltage, etc.) with appliance mounted.

Remark; For actual application, please confirm this spec. sheet is the newest revision.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HITACHI





HITACHI POWER SEMICONDUCTORS

Notices

- 1.The information given herein, including the specifications and dimensions, is subject to change without prior notice to improve product characteristics. Before ordering, purchasers are advised to contact Hitachi sales department for the latest version of this data sheets.
- 2.Please be sure to read "Precautions for Safe Use and Notices" in the individual brochure before use.
- 3.In cases where extremely high reliability is required(such as use in nuclear power control, aerospace and aviation, traffic equipment, life-support-related medical equipment, fuel control equipment and various kinds of safety equipment), safety should be ensured by using semiconductor devices that feature assured safety or by means of users' fail-safe precautions or other arrangement. Or consult Hitachi's sales department staff.
- 4.In no event shall Hitachi be liable for any damages that may result from an accident or any other cause during operation of the user's units according to this data sheets. Hitachi assumes no responsibility for any intellectual property claims or any other problems that may result from applications of information, products or circuits described in this data sheets.
- 5.In no event shall Hitachi be liable for any failure in a semiconductor device or any secondary damage resulting from use at a value exceeding the absolute maximum rating.
- 6.No license is granted by this data sheets under any patents or other rights of any third party or Hitachi, Ltd.
- 7.This data sheets may not be reproduced or duplicated, in any form, in whole or in part , without the expressed written permission of Hitachi, Ltd.
- 8.The products (technologies) described in this data sheets are not to be provided to any party whose purpose in their application will hinder maintenance of international peace and safety not are they to be applied to that purpose by their direct purchasers or any third party. When exporting these products (technologies), the necessary procedures are to be taken in accordance with related laws and regulations.

■ For inquiries relating to the products, please contact nearest overseas representatives which is located "Inquiry" portion on the top page of a home page.

Hitachi power semiconductor home page address <http://www.hitachi.co.jp/pse>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ HITACHI เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

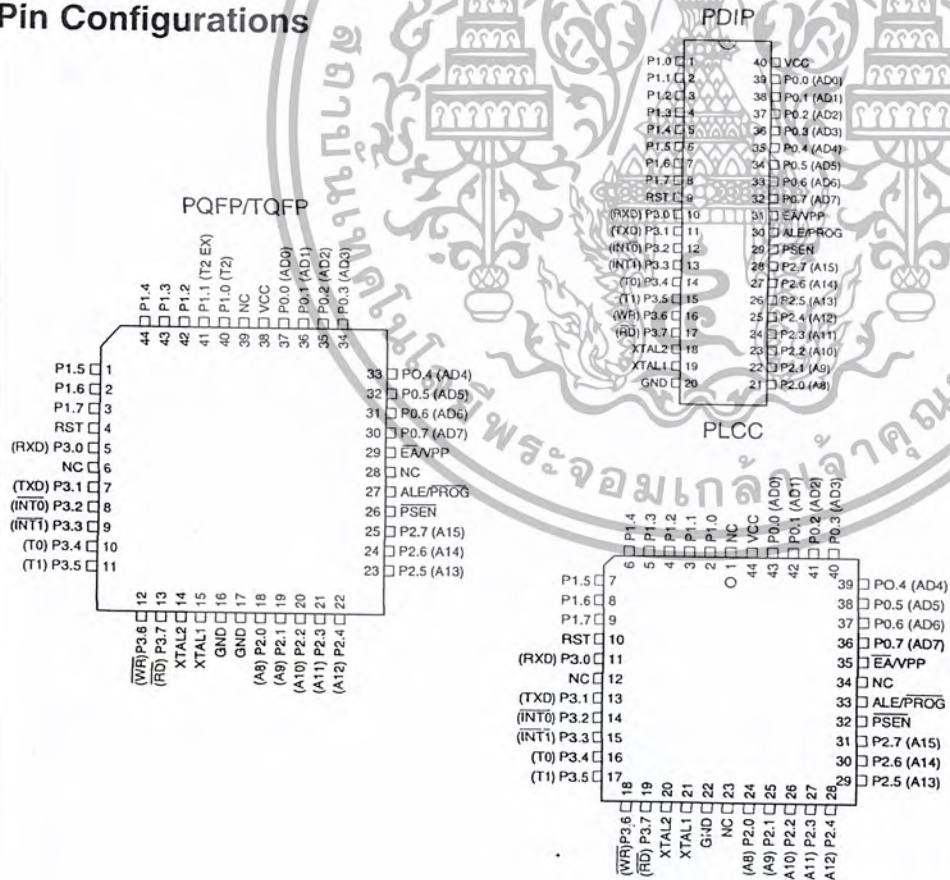
Features

- Compatible with MCS-51™ Products
- 4K Bytes of In-System Reprogrammable Flash Memory
 - Endurance: 1,000 Write/Erase Cycles
- Fully Static Operation: 0 Hz to 24 MHz
- Three-level Program Memory Lock
- 128 x 8-bit Internal RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Two 16-bit Timer/Counters
- Six Interrupt Sources
- Programmable Serial Channel
- Low-power Idle and Power-down Modes

Description

The AT89C51 is a low-power, high-performance CMOS 8-bit microcomputer with 4K bytes of Flash programmable and erasable read only memory (PEROM). The device is manufactured using Atmel's high-density nonvolatile memory technology and is compatible with the industry-standard MCS-51 instruction set and pinout. The on-chip Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system or by a conventional nonvolatile memory programmer. By combining a versatile 8-bit CPU with Flash on a monolithic chip, the Atmel AT89C51 is a powerful microcomputer which provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

Pin Configurations



8-bit Microcontroller with 4K Bytes Flash

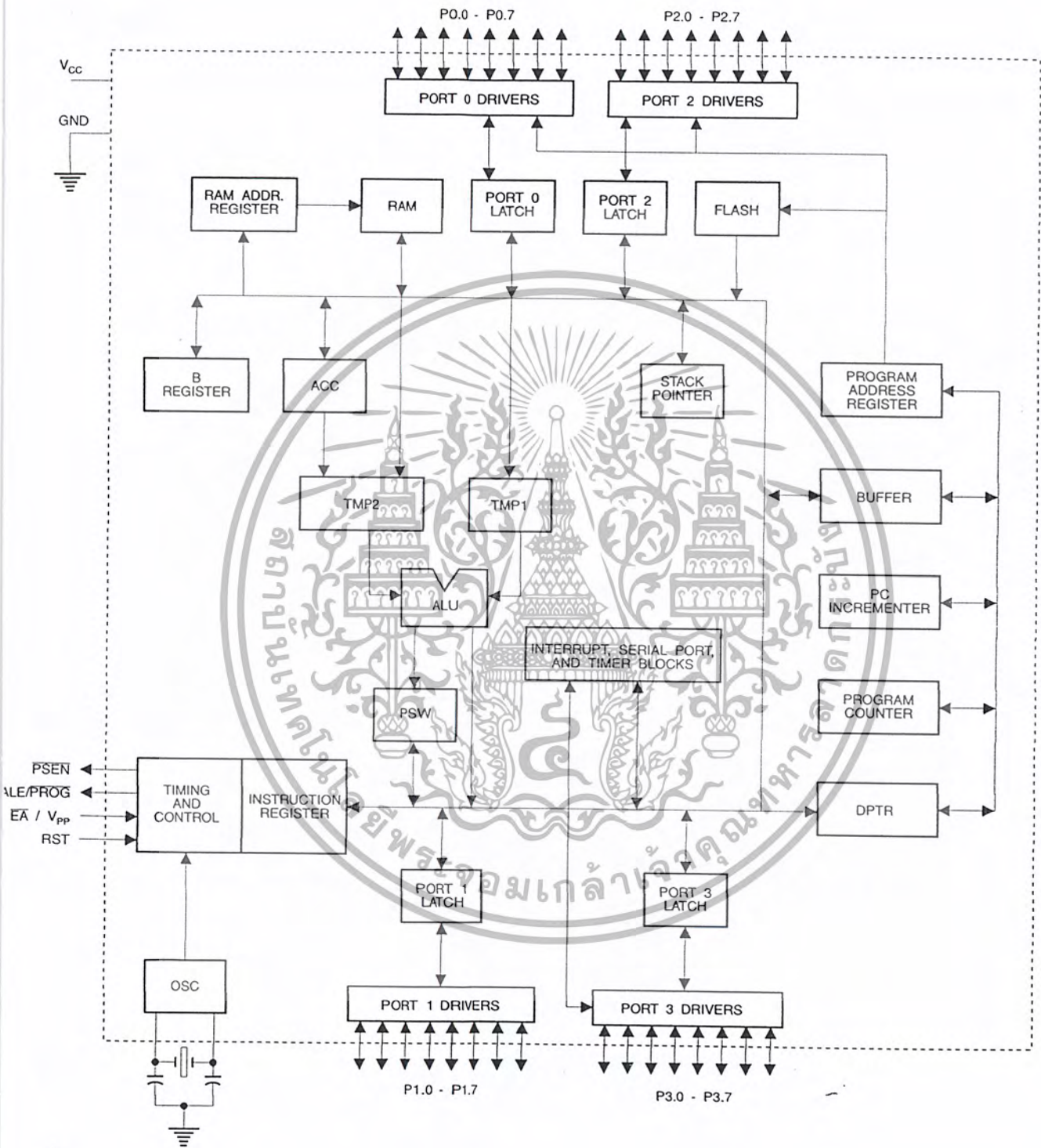
AT89C51

Rev. 0265G-02/00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Block Diagram



AT89C51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The AT89C51 provides the following standard features: 4K bytes of Flash, 128 bytes of RAM, 32 I/O lines, two 16-bit timer/counters, a five vector two-level interrupt architecture, a full duplex serial port, on-chip oscillator and clock circuitry. In addition, the AT89C51 is designed with static logic for operation down to zero frequency and supports two software selectable power saving modes. The Idle Mode stops the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port and interrupt system to continue functioning. The Power-down Mode saves the RAM contents but freezes the oscillator disabling all other chip functions until the next hardware reset.

Pin Description

VCC

Supply voltage.

GND

Ground.

Port 0

Port 0 is an 8-bit open-drain bi-directional I/O port. As an output port, each pin can sink eight TTL inputs. When 1s are written to port 0 pins, the pins can be used as high-impedance inputs.

Port 0 may also be configured to be the multiplexed low-order address/data bus during accesses to external program and data memory. In this mode P0 has internal pullups.

Port 0 also receives the code bytes during Flash programming, and outputs the code bytes during program verification. External pullups are required during program verification.

Port 1

Port 1 is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pullups. The Port 1 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 1 pins they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the internal pullups.

Port 1 also receives the low-order address bytes during Flash programming and verification.

Port 2

Port 2 is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pullups. The Port 2 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 2 pins they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs,

Port 2 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the internal pullups.

Port 2 emits the high-order address byte during fetches from external program memory and during accesses to external data memory that use 16-bit addresses (MOVX @ DPTR). In this application, it uses strong internal pullups when emitting 1s. During accesses to external data memory that use 8-bit addresses (MOVX @ RI), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives the high-order address bits and some control signals during Flash programming and verification.

Port 3

Port 3 is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 3 pins they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally being pulled low will source current (I_{IL}) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the AT89C51 as listed below:

Port Pin	Alternate Functions
P3.0	RXD (serial input port)
P3.1	TXD (serial output port)
P3.2	INT0 (external interrupt 0)
P3.3	INT1 (external interrupt 1)
P3.4	T0 (timer 0 external input)
P3.5	T1 (timer 1 external input)
P3.6	WR (external data memory write strobe)
P3.7	RD (external data memory read strobe)

Port 3 also receives some control signals for Flash programming and verification.

RST

Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device.

ALE/PROG

Address Latch Enable output pulse for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input (PROG) during Flash programming.

In normal operation ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency, and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE



pulse is skipped during each access to external Data Memory.

If desired, ALE operation can be disabled by setting bit 0 of SFR location 8EH. With the bit set, ALE is active only during a MOVX or MOVC instruction. Otherwise, the pin is weakly pulled high. Setting the ALE-disable bit has no effect if the microcontroller is in external execution mode.

PSEN

Program Store Enable is the read strobe to external program memory.

When the AT89C51 is executing code from external program memory, PSEN is activated twice each machine cycle, except that two PSEN activations are skipped during each access to external data memory.

EA/VPP

External Access Enable. EA must be strapped to GND in order to enable the device to fetch code from external program memory locations starting at 0000H up to FFFFH. Note, however, that if lock bit 1 is programmed, EA will be internally latched on reset.

EA should be strapped to V_{CC} for internal program executions.

This pin also receives the 12-volt programming enable voltage (V_{PP}) during Flash programming, for parts that require 12-volt V_{PP}.

XTAL1

Input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

XTAL2

Output from the inverting oscillator amplifier.

Oscillator Characteristics

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 1. Either a quartz crystal or ceramic resonator may be used. To drive the device from an external clock source, XTAL2 should be left

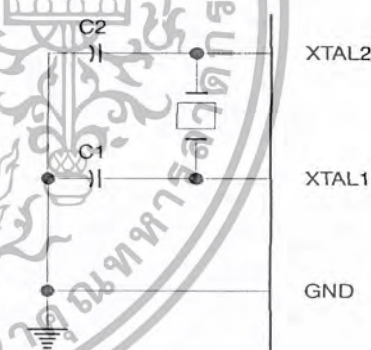
unconnected while XTAL1 is driven as shown in Figure 2. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum voltage high and low time specifications must be observed.

Idle Mode

In idle mode, the CPU puts itself to sleep while all the on-chip peripherals remain active. The mode is invoked by software. The content of the on-chip RAM and all the special functions registers remain unchanged during this mode. The idle mode can be terminated by any enabled interrupt or by a hardware reset.

It should be noted that when idle is terminated by a hardware reset, the device normally resumes program execution, from where it left off, up to two machine cycles before the internal reset algorithm takes control. On-chip hardware inhibits access to internal RAM in this event, but access to the port pins is not inhibited. To eliminate the possibility of an unexpected write to a port pin when Idle is terminated by reset, the instruction following the one that invokes Idle should not be one that writes to a port pin or to external memory.

Figure 1. Oscillator Connections

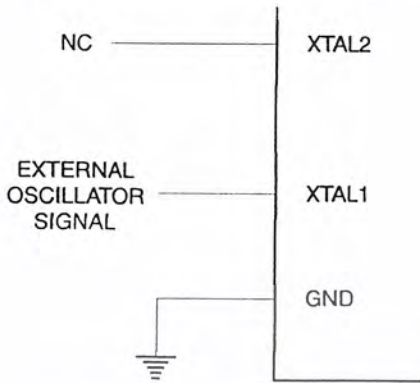


Note: C1, C2 = 30 pF ± 10 pF for Crystals
= 40 pF ± 10 pF for Ceramic Resonators

Status of External Pins During Idle and Power-down Modes

Mode	Program Memory	ALE	PSEN	PORT0	PORT1	PORT2	PORT3
Idle	Internal	1	1	Data	Data	Data	Data
Idle	External	1	1	Float	Data	Address	Data
Power-down	Internal	0	0	Data	Data	Data	Data
Power-down	External	0	0	Float	Data	Data	Data

Figure 2. External Clock Drive Configuration



ters retain their values until the power-down mode is terminated. The only exit from power-down is a hardware reset. Reset redefines the SFRs but does not change the on-chip RAM. The reset should not be activated before V_{CC} is restored to its normal operating level and must be held active long enough to allow the oscillator to restart and stabilize.

Program Memory Lock Bits

On the chip are three lock bits which can be left unprogrammed (U) or can be programmed (P) to obtain the additional features listed in the table below.

When lock bit 1 is programmed, the logic level at the \overline{EA} pin is sampled and latched during reset. If the device is powered up without a reset, the latch initializes to a random value, and holds that value until reset is activated. It is necessary that the latched value of \overline{EA} be in agreement with the current logic level at that pin in order for the device to function properly.

Power-down Mode

In the power-down mode, the oscillator is stopped, and the instruction that invokes power-down is the last instruction executed. The on-chip RAM and Special Function Regis-

Lock Bit Protection Modes

Program Lock Bits				Protection Type
	LB1	LB2	LB3	
1	U	U	U	No program lock features
2	P	U	U	MOV _C instructions executed from external program memory are disabled from fetching code bytes from internal memory, \overline{EA} is sampled and latched on reset, and further programming of the Flash is disabled
3	P	P	U	Same as mode 2, also verify is disabled
4	P	P	P	Same as mode 3, also external execution is disabled



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 dropper 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.)

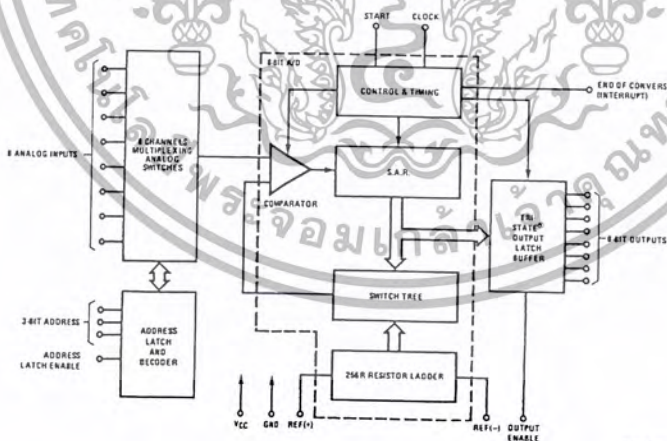
Features

- 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 thermally or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C94-1

Key Specifications

- | | |
|--------------------------|---------------------|
| ■ Resolution | 8 Bits |
| ■ Total Unadjusted Error | ±1/2 LSB and ±1 LSB |
| ■ Single Supply | 5 V _{DC} |
| ■ Low Power | 15 mW |
| ■ Conversion Time | 100 μ s |

Block Diagram

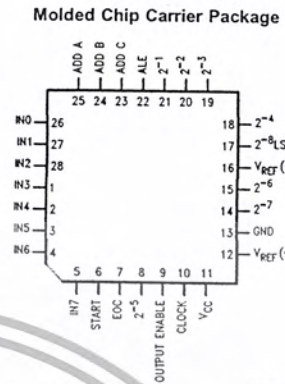
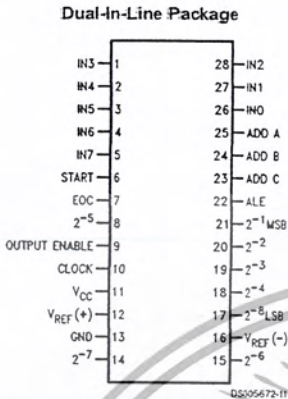


See Ordering Information

DS005672-1

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

Connection Diagrams



Order Number **ADC0808CCN** or **ADC0809CCN**
See NS Package J28A or N28A

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	-0.3V to (V _{CC} +0.3V)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs	-0.3V to +15V
(START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at T _A =25°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} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
Range of V _{CC} (Note 1)	4.5 V _{DC} to 6.0 V _{DC}

Electrical Characteristics

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808 Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C			±½	LSB
		T _{MIN} to T _{MAX}			±¾	LSB
	ADC0809 Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C			±1	LSB
		T _{MIN} to T _{MAX}			±1¼	LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		kΩ
	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 kHz, (Note 6)	-2	±0.5	2	µA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, -40°C ≤ T_A ≤ +85°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°C T _{MIN} to T _{MAX}		10	200	nA
I _{OFF(-)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} =5V, V _{IN} =0, T _A =25°C T _{MIN} to T _{MAX}	-200	-10		µA
CONTROL INPUTS						
V _{IN(1)}	Logical "1" Input Voltage		V _{CC} -1.5			V
V _{IN(0)}	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
I _{IN(1)}	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} =15V			1.0	µA
I _{IN(0)}	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} =0	-1.0			µA
I _{CC}	Supply Current	f _{CLK} =640 kHz		0.3	3.0	mA

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	$V_{CC} = 4.75V$ $I_{OUT} = -360\mu A$ $I_{O} = -10\mu A$		2.4 4.5		V(min) V(min)
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_{O} = 1.6 mA$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_{O} = 1.2 mA$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE Output Current	$V_{O} = 5V$ $V_{O} = 0$	-3		3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications $V_{CC} = V_{REF(-)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_{PL} = 20 ns$ 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_e	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μs
t_{H1}, t_{HD}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 pF, R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_{H1}, t_{OH}	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 pF, R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 kHz$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μs
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	70		8+2	μs Clock Periods
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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)

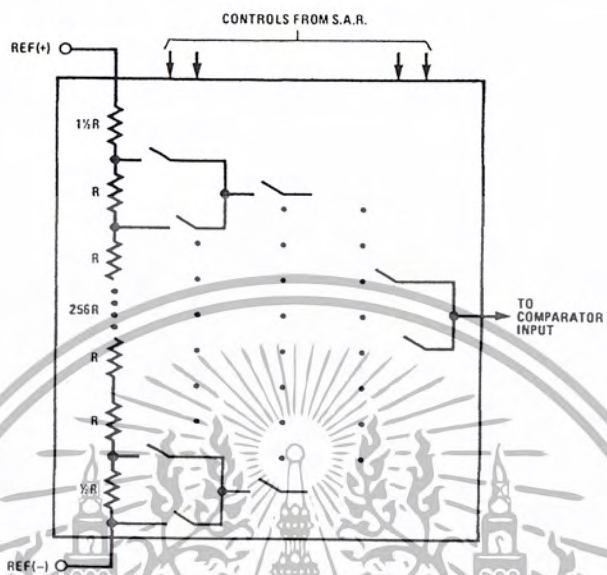


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

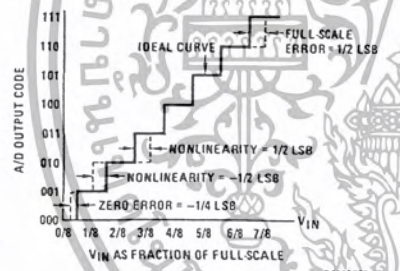


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

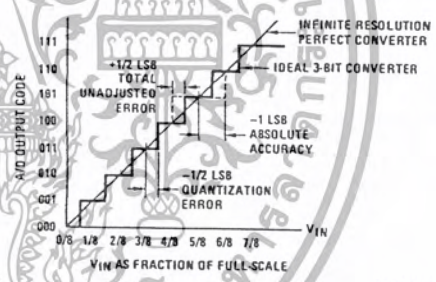


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve



FIGURE 4. Typical Error Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timing Diagram

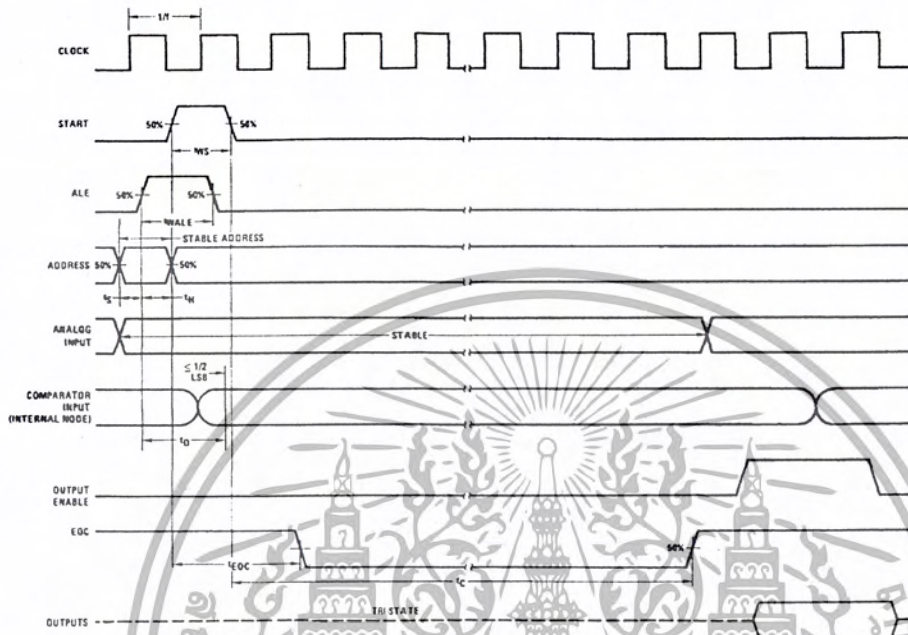


FIGURE 5.

DS005472-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0830/DAC0832

8-Bit μ P Compatible, Double-Buffered D to A Converters

General Description

The DAC0830 is an advanced CMOS/Si-Cr 8-bit multiplying DAC designed to interface directly with the 8080, 8048, 8085, Z80[®], and other popular microprocessors. A deposited silicon-chromium R-2R resistor ladder network divides the reference current and provides the circuit with excellent temperature tracking characteristics (0.05% of Full Scale Range maximum linearity error over temperature). The circuit uses CMOS current switches and control logic to achieve low power consumption and low output leakage current errors. Special circuitry provides TTL logic input voltage level compatibility.

Double buffering allows these DACs to output a voltage corresponding to one digital word while holding the next digital word. This permits the simultaneous updating of any number of DACs.

The DAC0830 series are the 8-bit members of a family of microprocessor-compatible DACs (MICRO-DAC™).

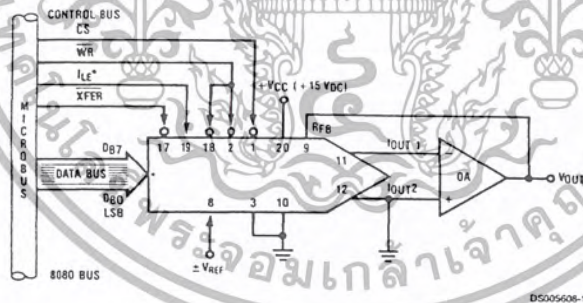
Features

- Double-buffered, single-buffered or flow-through digital data inputs
- Easy interchange and pin-compatible with 12-bit DAC1230 series
- Direct interface to all popular microprocessors
- Linearity specified with zero and full scale adjust only — NOT BEST STRAIGHT LINE FIT.
- Works with $\pm 10V$ reference full 4-quadrant multiplication
- Can be used in the voltage switching mode
- Logic inputs which meet TTL voltage level specs (1.4V logic threshold)
- Operates "STAND ALONE" (without μ P) if desired
- Available in 20-pin small-outline or molded chip carrier package

Key Specifications

- Current settling time: 1 μ s
- Resolution: 8 bits
- Linearity: 8, 9, or 10 bits (guaranteed over temp.)
- Gain Tempco: 0.0002% FS/°C
- Low power dissipation: 20 mW
- Single power supply: 5 to 15 V_{DC}

Typical Application

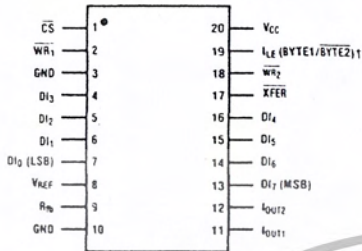


BI-FET™ and MICRO-DAC™ are trademarks of National Semiconductor Corporation.
Z80[®] is a registered trademark of Zilog Corporation.

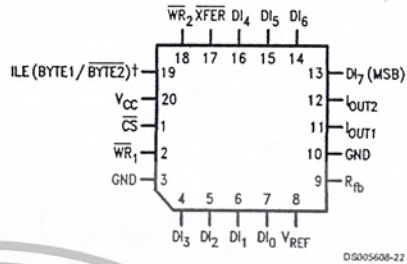
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagrams (Top Views)

Dual-In-Line and Small-Outline Packages



Molded Chip Carrier Package



DS005608-21

DS005608-22



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

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

Supply Voltage (V_{CC})	17 V_{DC}
Voltage at Any Digital Input	V_{CC} to GND
Voltage at V_{REF} Input	$\pm 25V$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Package Dissipation at $T_A=25^{\circ}C$ (Note 3)	500 mW
DC Voltage Applied to I_{OUT1} or I_{OUT2} (Note 4)	-100 mV to V_{CC}
ESD Susceptibility (Note 4)	800V

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

Dual-In-Line Package (plastic)	260 $^{\circ}C$
Dual-In-Line Package (ceramic)	300 $^{\circ}C$
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215 $^{\circ}C$
Infrared (15 sec.)	220 $^{\circ}C$

Operating Conditions

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
Part numbers with "LCN" suffix	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Part numbers with "LCWM" suffix	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Part numbers with "LCV" suffix	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Part numbers with "LCJ" suffix	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
Part numbers with "LJ" suffix	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
Voltage at Any Digital Input	V_{CC} to GND

Electrical Characteristics

$V_{REF}=10,000 V_{DC}$ unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$. For all other limits $T_A=25^{\circ}C$.

Parameter	Conditions	See Note	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $V_{CC} = 15.75 V_{DC}$			Limit Units
			Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	
CONVERTER CHARACTERISTICS						
Resolution			8	8	8	bits
Linearity Error Max	Zero and full scale adjusted, $-10V \leq V_{REF} \leq +10V$	4, 8				
DAC0830LJ & LCJ			0.05	0.05	0.05	% FSR
DAC0832LJ & LCJ			0.2	0.2	0.2	% FSR
DAC0830LCN, LCWM & LCV			0.05	0.05	0.05	% FSR
DAC0831LCN			0.1	0.1	0.1	% FSR
DAC0832LCN, LCWM & LCV			0.2	0.2	0.2	% FSR
Differential Nonlinearity Max	Zero and full scale adjusted, $-10V \leq V_{REF} \leq +10V$	4, 8				
DAC0830LJ & LCJ			0.1	0.1	0.1	% FSR
DAC0832LJ & LCJ			0.4	0.4	0.4	% FSR
DAC0830LCN, LCWM & LCV			0.1	0.1	0.1	% FSR
DAC0831LCN			0.2	0.2	0.2	% FSR
DAC0832LCN, LCWM & LCV			0.4	0.4	0.4	% FSR
Monotonicity	$-10V \leq V_{REF} \leq +10V$ LJ & LCJ LCN, LCWM & LCV	4	8	8	8	bits
Gain Error Max	Using internal R_{fb} , $-10V \leq V_{REF} \leq +10V$	7	± 0.2	± 1	± 1	% FS
Gain Error Tempco Max	Using internal R_{fb}		0.0002		0.0006	% FS/ $^{\circ}C$
Power Supply Rejection	All digital inputs latched high $V_{CC}=14.5V$ to $15.5V$ $11.5V$ to $12.5V$ $4.5V$ to $5.5V$		0.0002 0.0006 0.013	0.0025		% FSRV
Reference Input	Max		15	20	20	$k\Omega$
	Min		15	10	10	$k\Omega$
Output Feedthrough Error	$V_{REF}=20$ Vp-p, $f=100$ kHz All data inputs latched low		3			mVp-p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

$V_{REF}=10.000 V_{DC}$ unless otherwise noted. **Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$.** For all other limits $T_A=25^\circ C$.

Parameter	Conditions	See Note	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $V_{CC} = 15.75 V_{DC}$		$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 5\%$ $V_{CC} = 12 V_{DC} \pm 5\%$ to $15 V_{DC} \pm 5\%$		Limit Units
			Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	Design Limit (Note 6)	
CONVERTER CHARACTERISTICS							
Output Leakage Current Max	I_{OUT1}	All data inputs latched low	LJ & LCJ LCN, LCWM & LCV	10	100 50	100 100	nA
	I_{OUT2}	All data inputs latched high	LJ & LCJ LCN, LCWM & LCV		100 50	100 100	nA
Output Capacitance	I_{OUT1}	All data inputs		45			pF
	I_{OUT2}	latched low		115			pF
	I_{OUT1}	All data inputs		130			pF
	I_{OUT2}	latched high		30			pF
DIGITAL AND DC CHARACTERISTICS							
Digital Input Voltages	Max	Logic Low	LJ: 4.75V LJ: 15.75V LCJ: 4.75V LCJ: 15.75V LCN, LCWM, LCV		0.6 0.8 0.7 0.8 0.95	0.8	V_{DC}
	Min	Logic high	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV		2.0 1.9	2.0 2.0	V_{DC}
Digital Input Currents	Max	Digital inputs < 0.8V	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV	-50	-200 -160	-200 -200	μA μA
		Digital inputs > 2.0V	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV	0.1	+10 +8	+10 +10	μA
	Supply Current Drain	Max	LJ & LCJ LCN, LCWM, LCV		1.2 1.7	3.5 2.0	3.5 2.0

Electrical Characteristics

$V_{REF}=10.000 V_{DC}$ unless otherwise noted. **Boldface limits apply over temperature, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$.** For all other limits $T_A=25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	See Note	$V_{CC}=15.75 V_{DC}$	$V_{CC}=12 V_{DC} \pm 5\%$ to $15 V_{DC} \pm 5\%$	$V_{CC}=4.75 V_{DC}$	$V_{CC}=5 V_{DC} \pm 5\%$	Limit Units		
				Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	Typ (Note 12)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	
AC CHARACTERISTICS										
t_c	Current Setting Time	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$		1.0			1.0			μs
t_w	Write and XFER Pulse Width Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	11	100	250		375	600	900	ns
			9		320	320		900	900	
t_{DS}	Data Setup Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9	100	250		375	600	900	ns
					320	320		900	900	
t_{DH}	Data Hold Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9		30			50		ns
					30			50		
t_{CS}	Control Setup Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9	110	250		600	900	1100	ns
					320	320		1100	1100	
t_{CH}	Control Hold Time Min	$V_{IL}=0V, V_{IH}=5V$	9	0	0	10	0	0	0	ns
					0			0		

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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by $T_{JMAX} - \theta_{JA}$, and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$ (plastic) or 150°C (ceramic), and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the J package when board mounted is 80°C/W . For the N package, this number increases to 100°C/W and for the V package this number is 120°C/W .

Note 4: For current switching applications, both I_{OUT1} and I_{OUT2} must go to ground or the "Virtual Ground" of an operational amplifier. The linearity error is degraded by approximately $V_{OS} + V_{REF}$. For example, if $V_{REF} = 10\text{V}$ then a 1 mV offset, V_{OS} , on I_{OUT1} or I_{OUT2} will introduce an additional 0.01% linearity error.

Note 5: Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 6: Guaranteed, but not 100% production tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 7: Guaranteed at $V_{REF} = \pm 10 V_{DC}$ and $V_{REF} = \pm 1 V_{DC}$.

Note 8: The unit "FSR" stands for "Full Scale Range." "Linearity Error" and "Power Supply Rejection" specs are based on this unit to eliminate dependence on a particular V_{REF} value and to indicate the true performance of the part. The "Linearity Error" specification of the DAC0830 is "0.05% of FSR (MAX)". This guarantees that after performing a zero and full scale adjustment (see Sections 2.5 and 2.6), the plot of the 256 analog voltage outputs will each be within $0.05\% \times V_{REF}$ of a straight line which passes through zero and full scale.

Note 9: Boldface tested limits apply to the LJ and LCJ suffix parts only.

Note 10: A 100nA leakage current with $R_B = 20\text{k}\Omega$ and $V_{REF} = 10\text{V}$ corresponds to a zero error of $(100 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3) \times 100/10$ which is 0.02% of FS.

Note 11: The entire write pulse must occur within the valid data interval for the specified t_{W} , t_{OS} , t_{OH} , and t_S to apply.

Note 12: Typical values are at 25°C and represent most likely parametric norm.

Note 13: Human body model, 100 pF discharged through a $1.5\text{k}\Omega$ resistor.

Switching Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6N135/6N136

General Purpose Type Photocoupler

■ Features

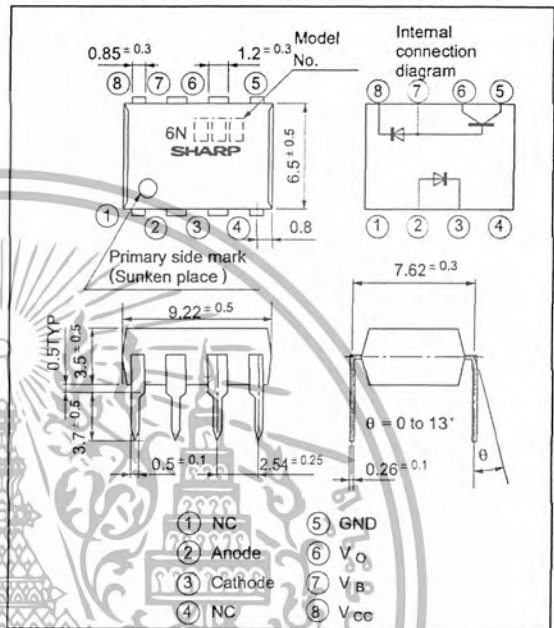
1. High speed response t_{PHL} , t_{PLH}
 (6N135 : MAX. 1.5 μ s at $R_L = 4.1k\Omega$)
 (6N136 : MAX. 0.8 μ s at $R_L = 1.9k\Omega$)
2. High common mode rejection voltage
 (CM_H : TYP. 1kV/ μ s)
3. Standard dual-in-line package
4. Recognized by UL, file No. E64380

■ Applications

1. Computers, measuring instruments, control equipment
2. High speed line receivers, high speed logic
3. Telephone sets
4. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



■ Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Forward current	I_F	25	mA
*1 Peak forward current	I_{Fp}	50	mA
*2 Peak transient forward current	I_{FM}	1	A
Reverse voltage	V_R	5	V
Power dissipation	P	45	mW
Supply voltage	V_{CC}	- 0.5 to +15	V
Output voltage	V_O	- 0.5 to +15	V
Emitter-base reverse withstand voltage (Pin 5 to 7)	V_{EBO}	5	V
Average output current	I_O	8	mA
Peak output current	I_{OP}	16	mA
Base current (Pin 7)	I_B	5	mA
Power dissipation	P_O	100	mW
*3 Isolation voltage	V_{iso}	2 500	V _{rms}
Operating temperature	T_{opr}	- 55 to + 100	°C
Storage temperature	T_{stg}	- 55 to + 125	°C
*4 Soldering temperature	T_{sol}	260	°C

* "OPIC" (Optical IC) is a trademark of the SHARP Corporation.
 An OPIC consists of a light-detecting element and signal-processing circuit integrated onto a single chip.

*1 50% duty cycle, Pulse width : 1ms
 Decreases at the rate of 1.6mA/°C if the external temperature is 70°C or more.
 *2 Pulse width ≤ 1 μ s, 300 p/s
 *3 40 to 60% RH, AC for 1 minute
 *4 For 10 seconds

" In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that occur in equipment using any of SHARP's devices, shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest version of the device specification sheets before using any SHARP's device."

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

■ Electro-optical Characteristics

(Ta = 0 to + 70 °C unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit	
*5 Current transfer ratio	6N135	CTR(1)	Ta = 25 °C, If = 16mA	7.0	40	-	%
	6N136	CTR(1)	Vo = 0.4V, Vcc = 4.5V	19	40	-	%
	6N135	CTR(2)	If = 16mA, Vo = 0.5V	5.0	43	-	%
	6N136	CTR(2)	Vcc = 4.5V	15	43	-	%
Logic (0) output voltage	Vol	*7 If = 16mA, Vcc = 4.5V	-	0.1	0.4	V	
Logic (1) output current	Ioh(1)	Ta = 25 °C, If = 0 Vcc = Vo = 5.5V	-	3.0	500	nA	
	Ioh(2)	Ta = 25 °C, If = 0 Vcc = Vo = 15V	-	0.01	1.0	μA	
	Ioh(3)	If = 0, Vcc = Vo = 15V	-	-	50	μA	
Logic (0) supply current	Iccl	If = 16mA, Vcc = 15V Vo = open	-	200	-	μA	
Logic (1) supply current	IccH(1)	Ta = 25 °C, Vcc = 15V Vf = open, Io = 0	-	0.02	1.0	μA	
	IccH(2)	Vcc = 15V Vo = open, If = 0	-	-	2.0	μA	
Input forward voltage	Vf	Ta = 25 °C, If = 16mA	-	1.7	1.95	V	
Input forward voltage temperature coefficient	$\Delta V_f / \Delta T_s$	If = 16mA	-	1.9	-	mV/°C	
Input reverse voltage	BVr	Ta = 25 °C, Ir = 10 μA	5.0	-	-	V	
Input capacitance	Cin	Vf = 0, f = 1MHz	-	60	-	pF	
*6 Leak current (input-output)	Ifo	Ta = 25 °C, 45 % RH, t = 5s Vio = 3kVDC	-	-	1.0	μA	
*6 Isolation resistance (input-output)	Rio	Vio = 500VDC	-	10 ¹²	-	Ω	
*6 Capacitance (input-output)	Cio	f = 1MHz	-	0.6	-	pF	
Transistor current amplification factor	hFE	Vo = 5V, Io = 3mA	-	70	-	-	

*5 Current transfer ratio is the ratio of input current and output current expressed in %.

*6 Measured as 2-pin element (Short 1, 2, 3, 4)

*7 6N135 : Io = 1.1mA, 6N136 : Io = 2.4mA

Note) Typical value : at Ta = 25 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

■ Switching Characteristics

(Ta = 25 °C, Vcc = 5V, IF = 16mA)

Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
*8 Propagation delay time Output (1)→(0)	6N135	t _{PHL} R _L = 4.1kΩ	-	0.3	1.5	μs
	6N136	t _{PHL} R _L = 1.9kΩ	-	0.3	0.8	μs
*8 Propagation delay time Output (0)→(1)	6N135	t _{PLH} R _L = 4.1kΩ	-	0.4	1.5	μs
	6N136	t _{PLH} R _L = 1.9kΩ	-	0.3	0.8	μs
*10,11 Instantaneous common mode rejection voltage "output (1)"	CM _H	*12 I _F = 0, V _{CM} = 10V _{P-P}	-	1 000	-	V/μs
*10,11 Instantaneous common mode rejection voltage "output (0)"	CM _L	*12 V _{CM} = 10V _{P-P} , I _F = 16mA	-	- 1 000	-	V/μs
*13 Bandwidth	BW	R _L = 100Ω	-	2.0	-	MHz

*8 R_L = 4.1kΩ is equivalent to one LSTTL and 6.1kΩ pull-up resistor. R_L = 1.9kΩ is equivalent to one TTL and 5.6kΩ pull-up resistor.

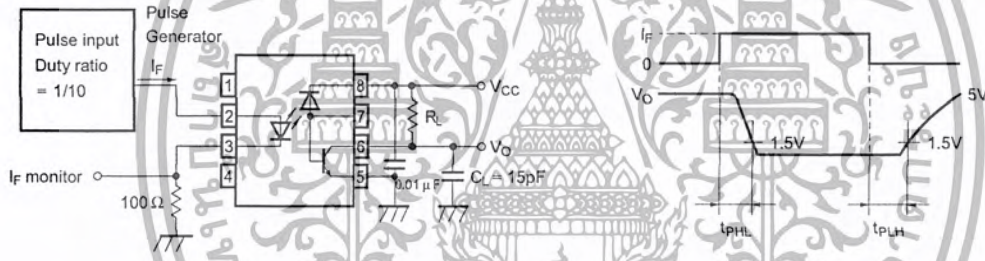
*10 Instantaneous common mode rejection voltage "output (1)" represents a common mode voltage variation that can hold the output above (1) level (V_O > 2.0V).

Instantaneous common mode rejection voltage "output (0)" represents a common mode voltage variation that can hold the output above (0) level (V_O < 0.8V).

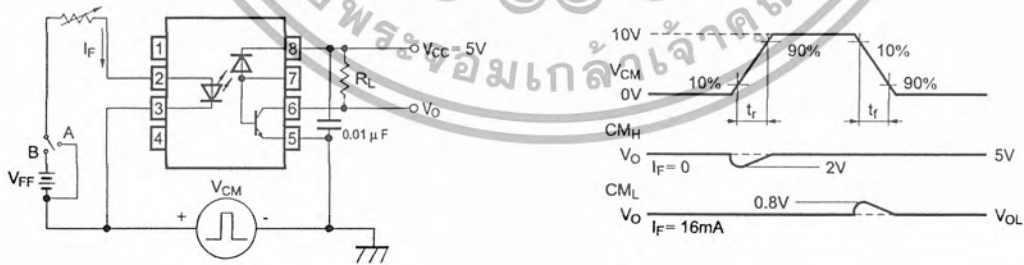
*12 6N135: R_L = 4.1kΩ 6N136: R_L = 1.9kΩ

*13 Bandwidth represents a point where AC input goes down by 3dB.

*9 Test Circuit for Propagation Delay Time



*11 Test Circuit for Instantaneous Common Mode Rejection Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature

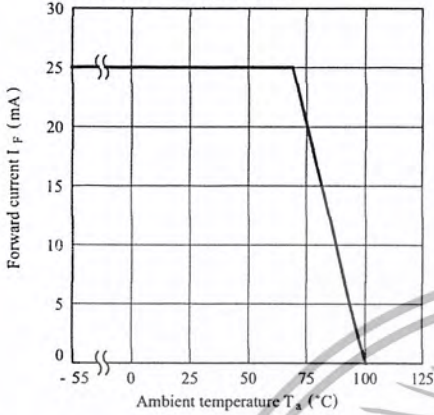


Fig. 2 Power Dissipation vs. Ambient Temperature

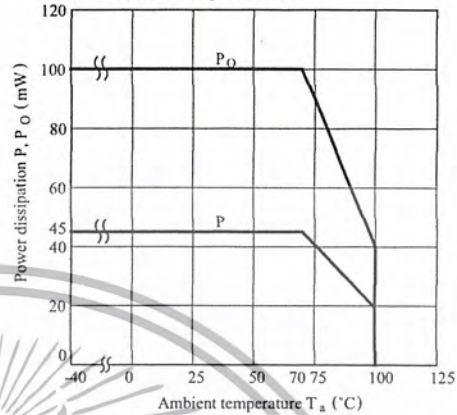


Fig. 3 Forward Current vs. Forward Voltage

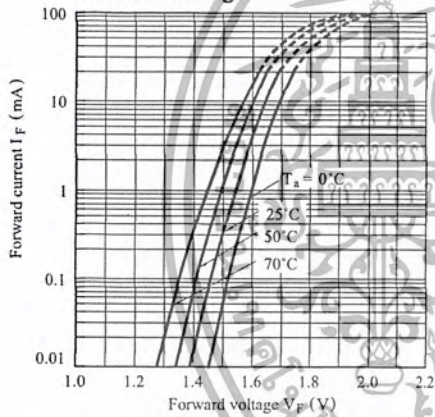


Fig. 4 Relative Current Transfer Ratio vs. Forward Current

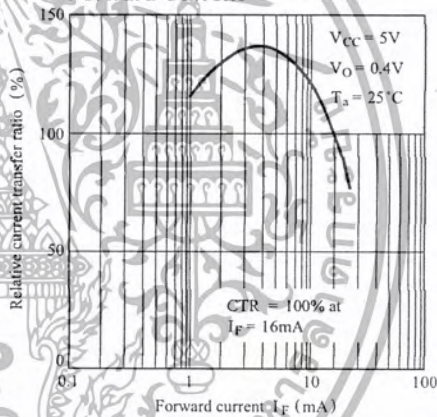


Fig. 5 Output Current vs. Output Voltage

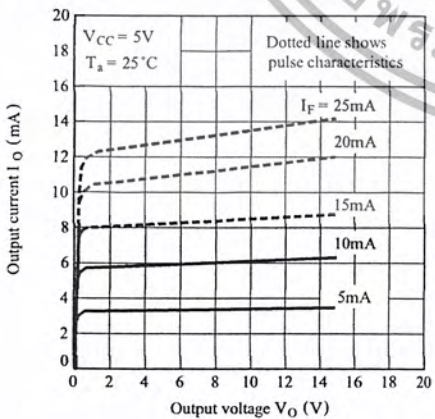
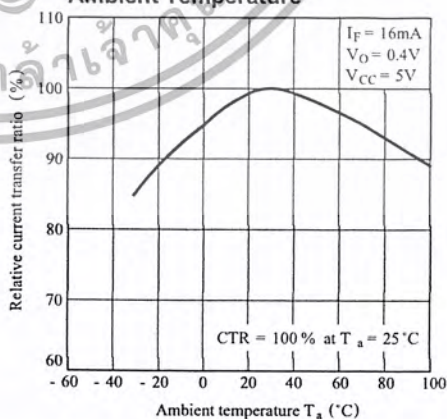


Fig. 6 Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 7 Propagation Delay Time vs. Ambient Temperature

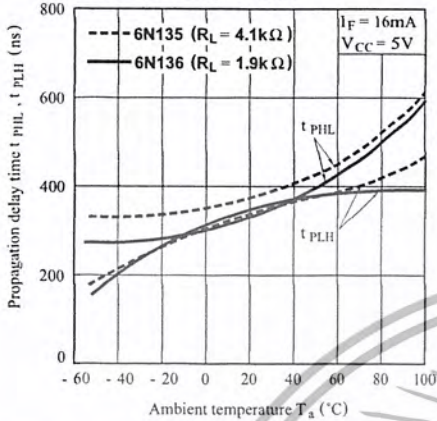


Fig. 8 High Level Output Current vs. Ambient Temperature

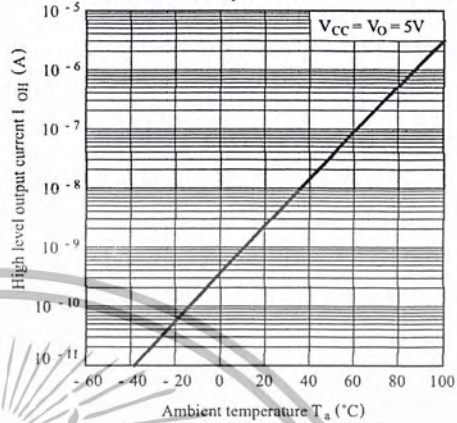
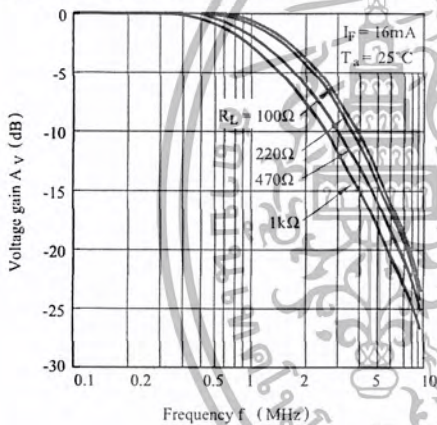
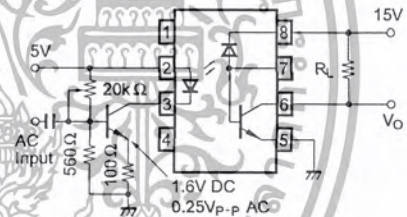


Fig. 9 Frequency Response



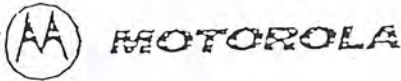
Test Circuit for Frequency Characteristic



■ Precautions for Use

- (1) It is recommended that a by-pass capacitor of more than 0.01 μ F be added between V_{CC} and GND near the device in order to stabilize power supply line.
- (2) Transistor of detector side in bipolar configuration is apt to be affected by static electricity for its minute design. When handling them, general counterplan against static electricity should be taken to avoid breakdown of devices or degradation of characteristics.
- As for other general cautions, please refer to the chapter " Precautions for Use ". (Page 78 to 93)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

The SG3526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

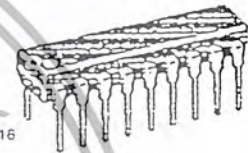
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired-OR connections for maximum flexibility. The versatility of this device enables implementation in single-ended or push-pull switching regulators that are transformerless or transformer coupled. The SG3526 is specified over a junction temperature range of 0° to +125°C.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V ±1% Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ±100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode Range
- Guaranteed 6 Unit Synchronization

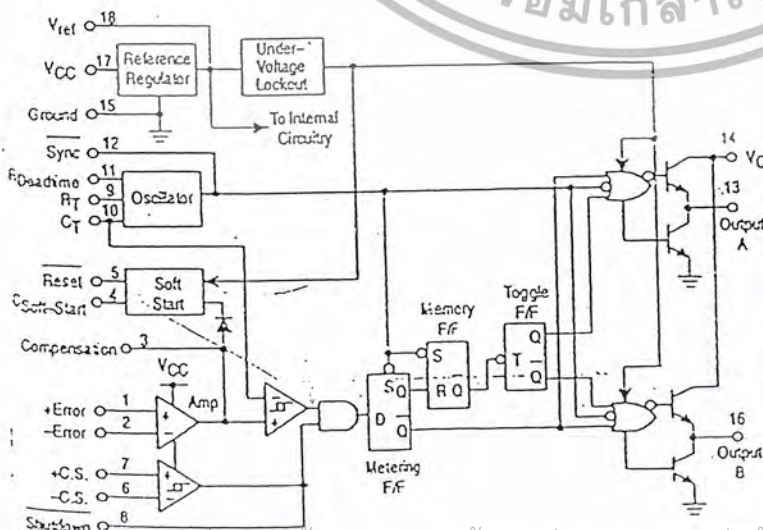
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

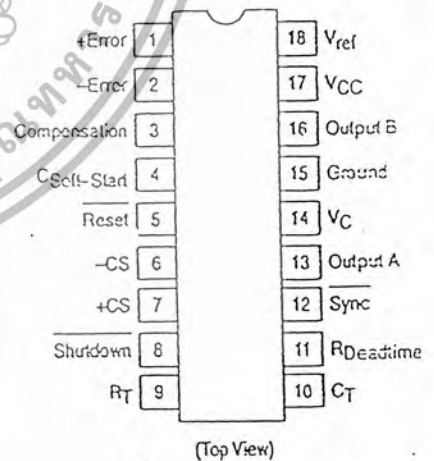


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

Representative Block Diagram



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	T _J = 0° to +125°C	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ
 ไม่ควรแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V _{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I _O	±200	mA
Reference Load Current (V _{CC} = 40 V, Note 2)	I _{ref}	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation T _A = +25°C (Note 3) T _C = +25°C (Note 4)	P _D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	R _{θJA}	100	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Case	R _{θJC}	42	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T _{Solder}	±300	°C

- NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
 2. Maximum junction temperature must be observed.
 3. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C.
 4. Derate at 24 mW/°C for case temperatures above +25°C.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Each Output)	I _O	0	±100	mA
Reference Load Current	I _{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f _{osc}	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R _T	2.0	150	kΩ
Oscillator Timing Capacitor	C _T	0.001	20	μF
Available Deadtime Range (40 kHz)		3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	T _J	0	+125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
Minimum Duty Cycle ($V_{Compensation} = +0.4 V$)	DC_{min}	-	-	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{Compensation} = +3.6 V$)	DC_{max}	45	49	-	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) ($I_{source} = 40 \mu A$) (Low Logic Level) ($I_{sink} = 3.6 mA$)	V_{OH} V_{OL}	2.4 -	4.0 0.2	- 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{IH} = +2.4 V$) (Low Logic Level) ($V_{IL} = +0.4 V$)	I_{IH} I_{IL}	- -	-125 -225	-200 -350	μA
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)					
Sense Voltage ($R_S \leq 50 \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mA
Input Bias Current	I_{IB}	-	-3.0	-10	μA
SOFT-START SECTION					
Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		-	0.1	0.4	V
$C_{Soft-Start}$ Charging Current (Reset = +2.4 V)	I_{CS}	50	100	150	μA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_C = +15 V_{DC}$, unless otherwise noted.)					
Output High Level $I_{source} = 20 mA$ $I_{source} = 100 mA$	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	- -	V
Output Low Level $I_{sink} = 20 mA$ $I_{sink} = 100 mA$	V_{OL}	-	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_C = +40 V$	$I_C(Leak)$	-	50	150	μA
Rise Time ($C_L = 1000 pF$)	t_r	-	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_L = 1000 pF$)	t_f	-	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{CC} = +35 V$, $R_T = 4.12 k\Omega$)	I_{CC}	-	18	30	mA

NOTES: 7. $f_{osc} = 40 kHz$ ($R_T = 4.12 k\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01 \mu F \pm 1\%$, $R_D = 0 \Omega$)
 8. $0 V \leq V_{CM} \leq +5.2 V$
 9. $0 V \leq V_{CM} \leq +12 V$



Figure 1. Reference Stability over Temperature

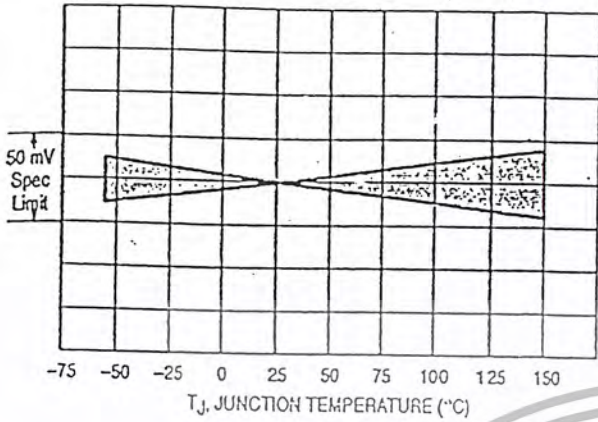


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

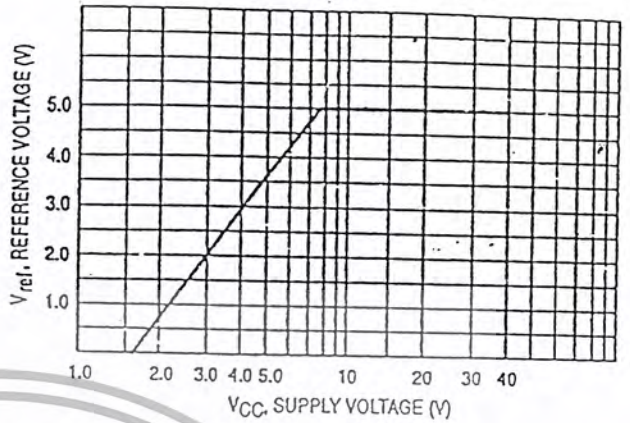


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

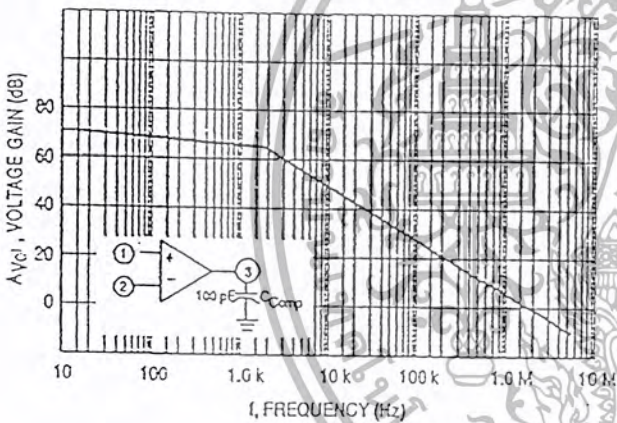


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

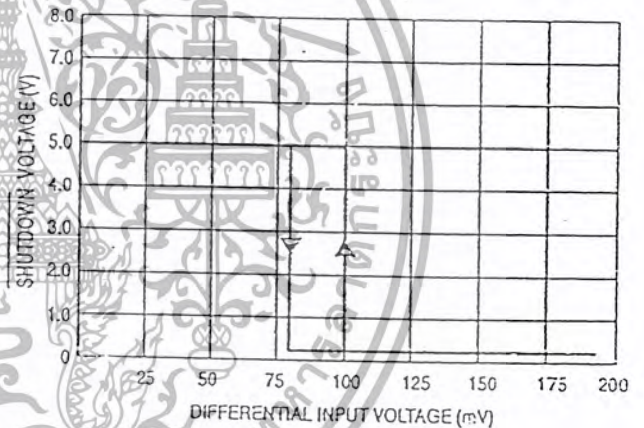


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

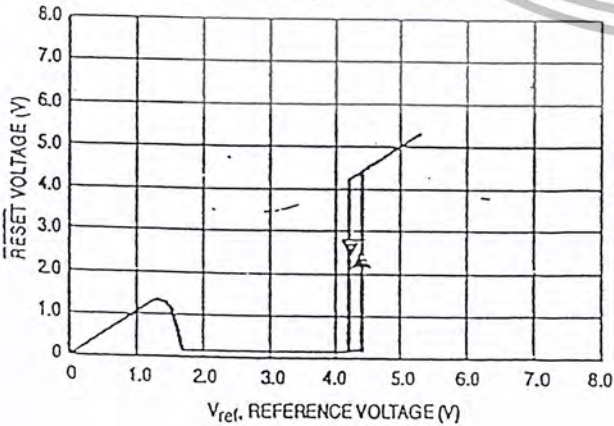


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

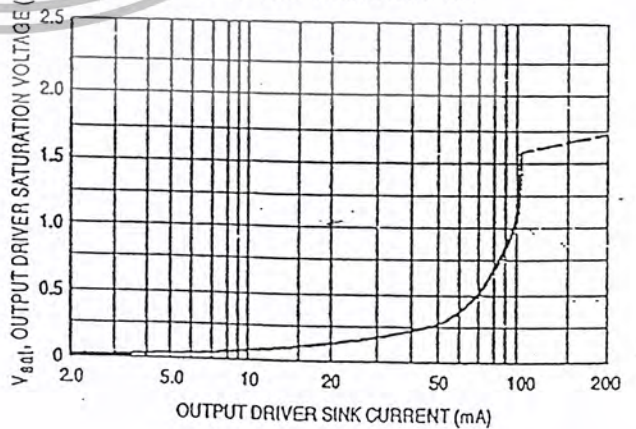


Figure 7. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

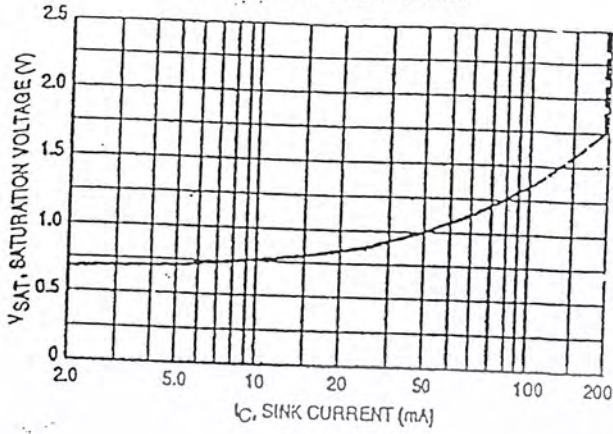


Figure 8. Oscillator Period

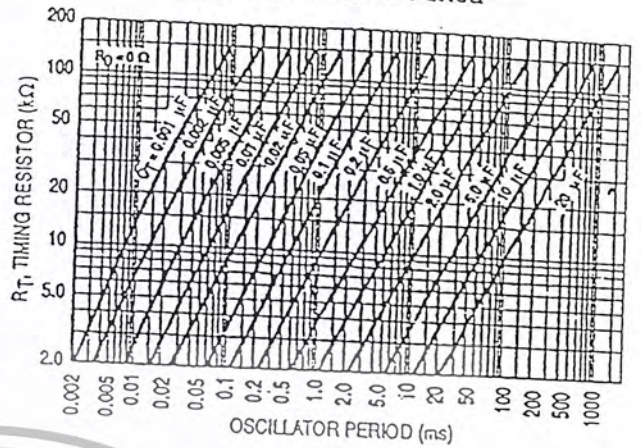


Figure 9. Error Amplifier

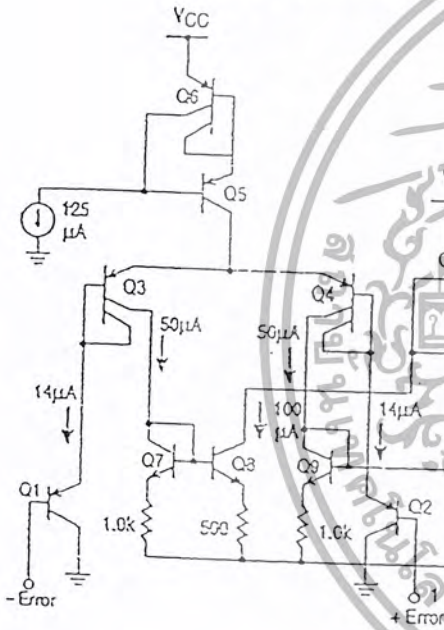


Figure 10. Undervoltage Lockout

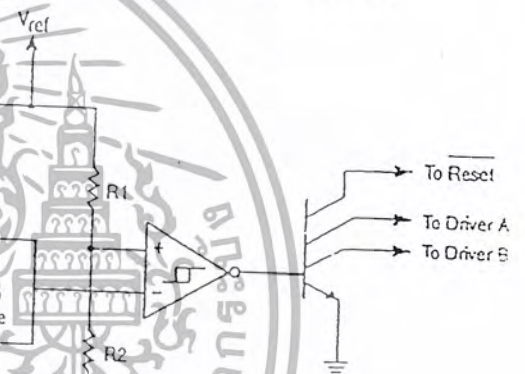
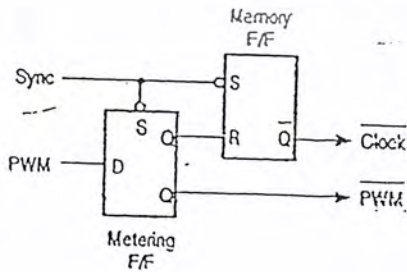


Figure 11. Pulse Processing Logic

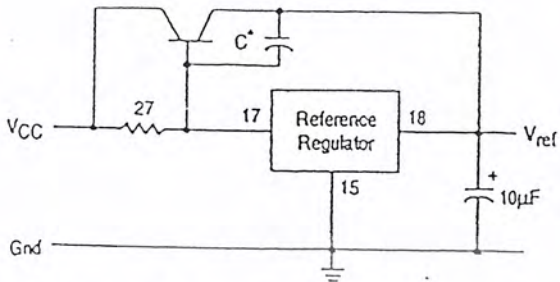


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

The memory Flip-Flop prevents double pulsing in a push-pull configuration by remembering which output produced the last pulse.

APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections

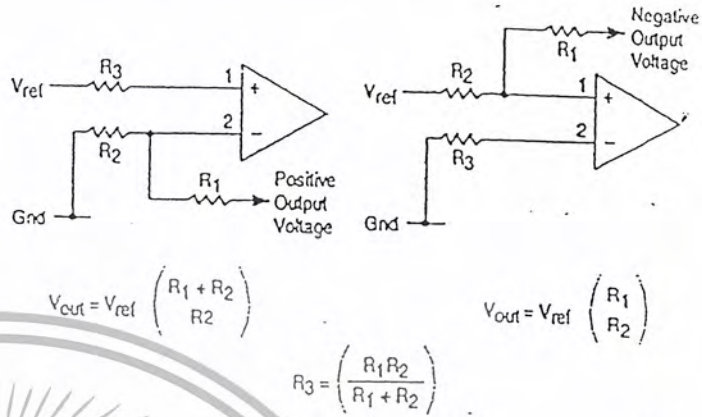


Figure 14. Oscillator Connections

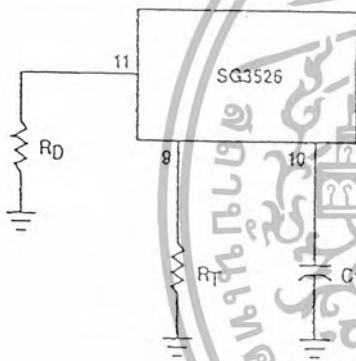


Figure 15. Foldback Current Limiting

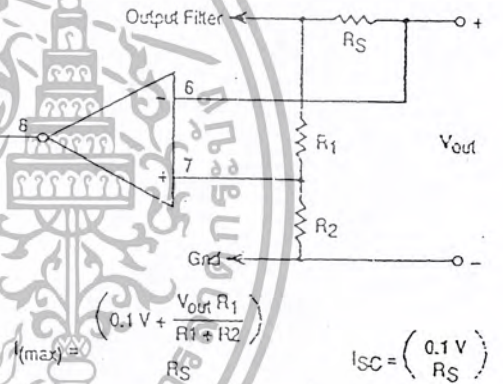


Figure 16. Soft-Start Circuitry

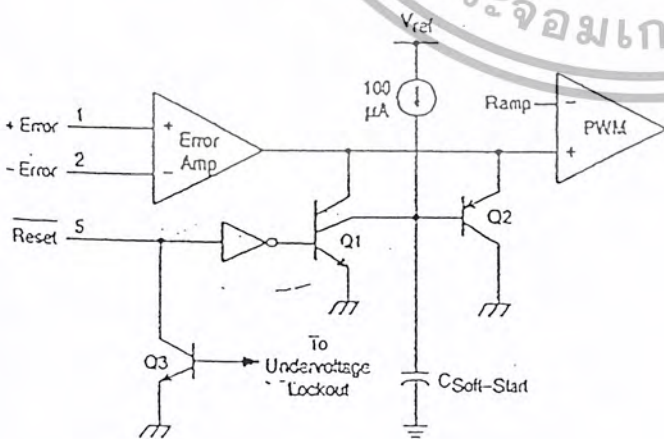
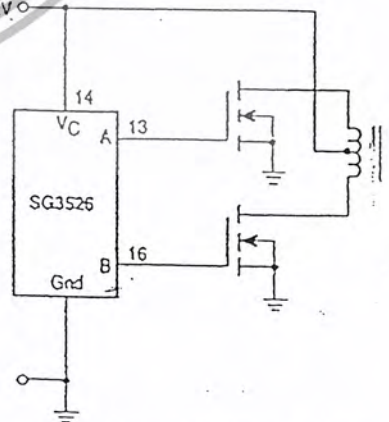
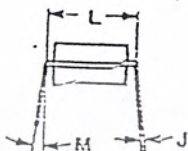
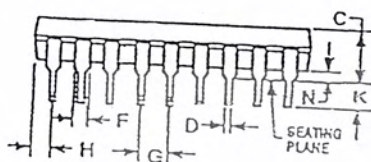
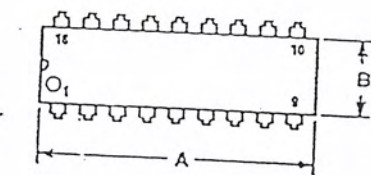


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



The totem pole output drivers of the SG3526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02
ISSUE C



NOTES:

1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (DL) SHALL BE WITHIN 0.25 (0.010) AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION, IN RELATION TO SEATING PLANE AND EACH OTHER.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	22.24	0.875	0.875
B	6.10	6.03	0.240	0.239
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.76	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.02	1.52	0.040	0.060
J	0.20	0.20	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.02	0.020	0.040





MOTOROLA

MC14049B
MC14050B

HEX BUFFER

The MC14049B Hex Inverter/Buffer and MC14050B Noninverting Hex Buffer are constructed with MOS P-Channel and N-Channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic level conversion using only one supply voltage, VDD.

The input-signal high level (V_{IH}) can exceed the VDD supply voltage for logic level conversions. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as a CMOS-to-TTL/DTL converter (VDD = 5.0 V, VOL ≤ 0.4 V, IOL ≥ 3.2 mA).

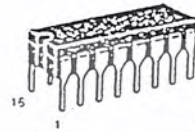
Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- V_{IH} can exceed VDD
- Meets JEDEC B Specifications
- Improved ESD Protection On All Inputs

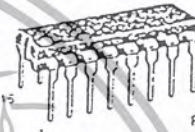
MAXIMUM RATINGS¹ (Voltages referenced to VSS)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	VDD	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage (DC or Transient)	V _{IN}	-0.5 to +18	Vdc
Output Voltage (DC or Transient)	V _{OUT}	-0.5 to VDD + 0.5	Vdc
Input Current (DC or Transient), per pin	I _{IN}	±10	mA
Output Current (DC or Transient), per pin	I _{OUT}	±45	mA
Power Dissipation, per Package ² (Plastic/Ceramic) (SOIC)	PD	825 740	mW
Storage Temperature	T _{STG}	-65 to +150	°C
Lead Temperature (8-Second Soldering)	T _L	260	°C

¹Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
²Temperature Derating: See Figure 3.



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648

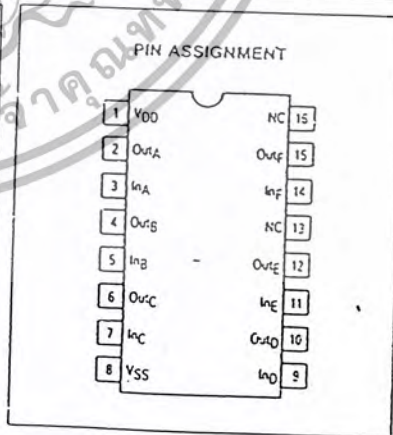
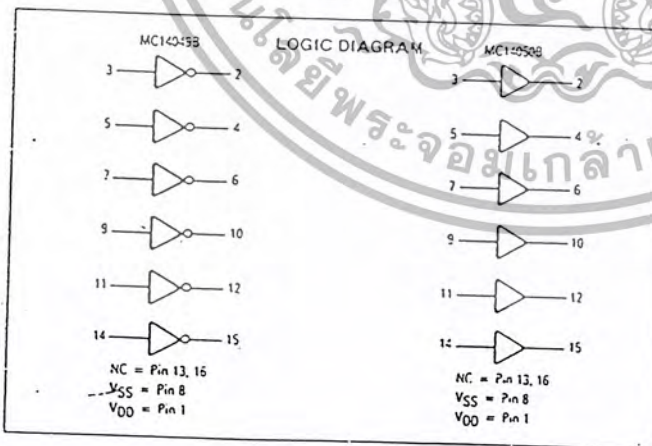


D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

- MC14XXXSCL Ceramic
- MC14XXXSCP Plastic
- MC14XXXSD SOIC

T_A = -55°C to +125°C for all packages



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B • MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (voltages referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{dC}	-55°C		+25°C			+125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ ¹	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD}	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	V _{dC}	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
V _{in} = 0	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	V _{dC}	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage (V _O = 4.5 V _{dC}) (V _O = 9.0 V _{dC}) (V _O = 13.5 V _{dC})	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V _{dC}	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
(V _O = 0.5 V _{dC}) (V _G = 1.0 V _{dC}) (V _O = 1.5 V _{dC})	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V _{dC}	
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—		
		15	11	—	11	8.25	—	11	—		
Output Drive Current: (V _{OH} = 2.5 V _{dC}) (V _{OH} = 9.5 V _{dC}) (V _{OH} = 13.5 V _{dC})	Source I _{OH}	5.0	-1.6	—	-1.25	-2.5	—	-1.0	—	mA _{dC}	
		10	-1.6	—	-1.30	-2.6	—	-1.0	—		
		15	-4.7	—	-3.75	-10	—	-3.0	—		
(V _{OL} = 0.4 V _{dC}) (V _{OL} = 0.5 V _{dC}) (V _G = 1.5 V _{dC})	Sink I _{OL}	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.0	—	mA _{dC}	
		10	10	—	8.0	16	—	6.6	—		
		15	30	—	24	40	—	19	—		
Input Current	I _{in}	15	—	—	—	±0.00001	±0.1	—	—	—	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	—	—	—	—	±1.0	
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	—	—	10	—	—	—	—	μA _{dC}
		10	—	1.0	—	0.002	1.0	—	—	—	pF
		15	—	2.0	—	0.004	2.0	—	—	—	μA _{dC}
Total Supply Current I _T (Dynamic plus Quiescent, per package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	—	—	—	0.006	—	—	—	—	μA _{dC}
		10	—	—	—	—	—	—	—	—	μA _{dC}
		15	—	—	—	—	—	—	—	—	μA _{dC}

1 Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.
 2 The formulas given are for the typical characteristics only at +25°C.
 3 To calculate total supply current at loads other than 50 pF:
 $I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V_{in}$
 where: I_T is in μA (per Package), C_L in pF, V_{in} = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz, input frequency and k = 0.002.

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the V_{SS} pin only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation, the ranges V_{SS} ≤ V_{in} ≤ 18 V and V_{SS} ≤ V_{out} ≤ V_{DD} are recommended.
 Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B • MC14050B

AC SWITCHING CHARACTERISTICS¹ ($C_L = 50$ pF, $T_A = -25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ ²	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (0.7 \text{ ns/pF}) C_L + 65 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.25 \text{ ns/pF}) C_L + 37.5 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$	t_{TLH}	5.0	—	100	160	ns
		10	—	50	80	
		15	—	40	60	
Output Fall Time $t_{THL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 17 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.04 \text{ ns/pF}) C_L + 13 \text{ ns}$	t_{THL}	5.0	—	40	60	ns
		10	—	20	40	
		15	—	15	30	
Propagation Delay Time $t_{PLH} = (0.33 \text{ ns/pF}) C_L + 63.5 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.19 \text{ ns/pF}) C_L + 30.5 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 27 \text{ ns}$	t_{PLH}	5.0	—	80	140	ns
		10	—	40	80	
		15	—	30	60	
Propagation Delay Time $t_{PHL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.1 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.05 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$	t_{PHL}	5.0	—	40	80	ns
		10	—	20	40	
		15	—	15	30	

¹ The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C .
² Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

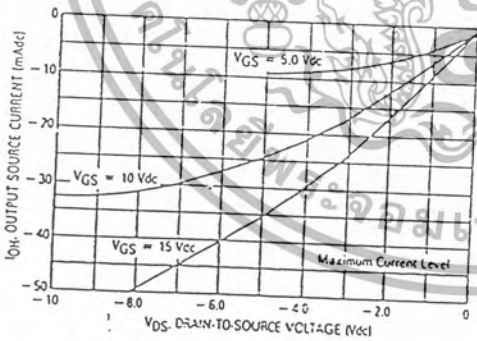
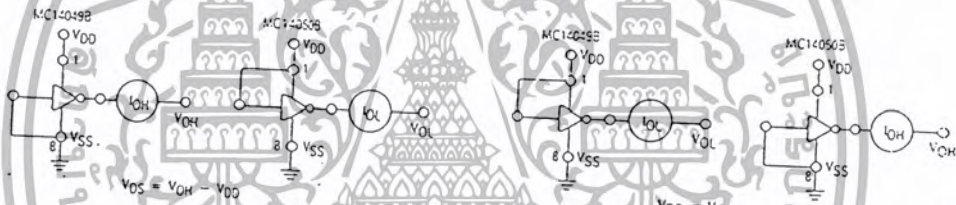


FIGURE 1 — TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

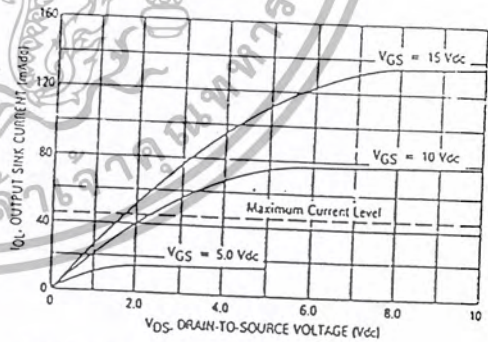


FIGURE 2 — TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B • MC14050B

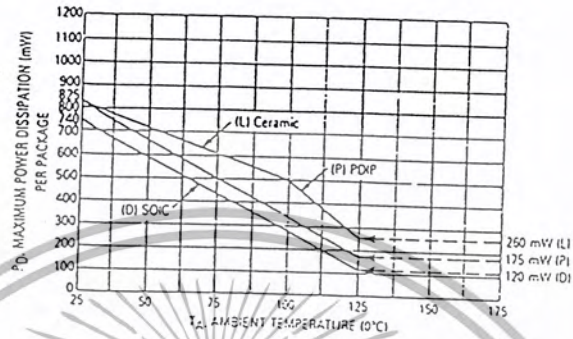


FIGURE 3 — AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

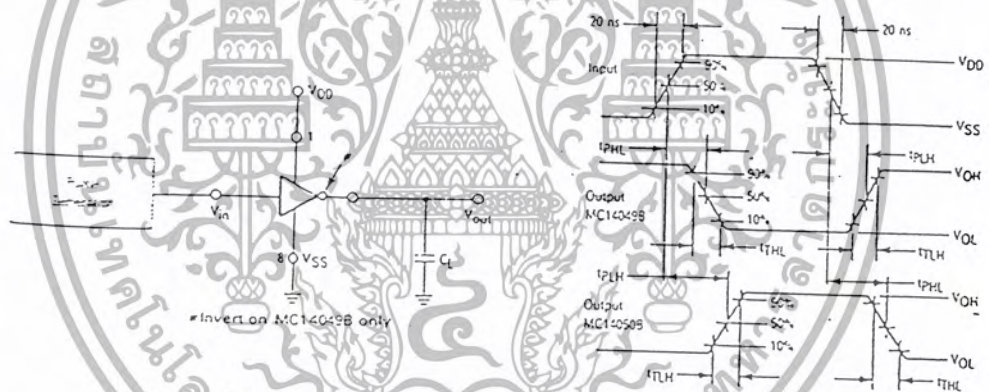


FIGURE 4 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Complementary Silicon Plastic Power Transistors

... designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 1.2 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 3.0 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage —
 $V_{CEO(sus)} = 60 \text{ Vdc (Min) — TIP31A, TIP32A}$
 $= 80 \text{ Vdc (Min) — TIP31B, TIP32B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) — TIP31C, TIP32C}$
- High Current Gain — Bandwidth Product
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO-220 AB Package

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP31A TIP32A	TIP31B TIP32B	TIP31C TIP32C	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}		5.0		Vdc
Collector Current — Continuous Peak	I_C		3.0 5.0		Adc
Base Current	I_B		1.0		Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		40 0.32		Watts W/°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		2.0 0.016		Watts W/°C
Unclamped Inductive Load Energy (1)	E		32		mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{slg}		-65 to +150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

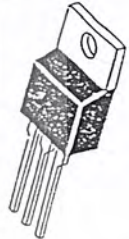
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.125	°C/W

(1) $I_C = 1.8 \text{ A}$, $L = 20 \text{ mH}$, $P.R.F. = 10 \text{ Hz}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_{BE} = 100 \Omega$.

NPN
TIP31A
TIP31B*
TIP31C*
PNP
TIP32A
TIP32B*
TIP32C*

*Motorola Preferred Device

3 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60-80-100 VOLTS
40 WATTS



CASE 221A-06
TO-220AB

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

REV 1

Motorola, Inc. 1995



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 30\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CE(sus)}$	60 80 100	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}	— — —	0.3 0.3 0.3	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 80\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 100\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$)	I_{CES}	— — —	200 200 200	μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	1.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain ($I_C = 1.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	25 10	— 50	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $I_B = 375\text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	1.2	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.8	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f_{test} = 1.0\text{ MHz}$)	f_T	3.0	—	MHz
Small-Signal Current Gain ($I_C = 0.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	h_{fe}	20	—	—

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.



Figure 1. Power Derating

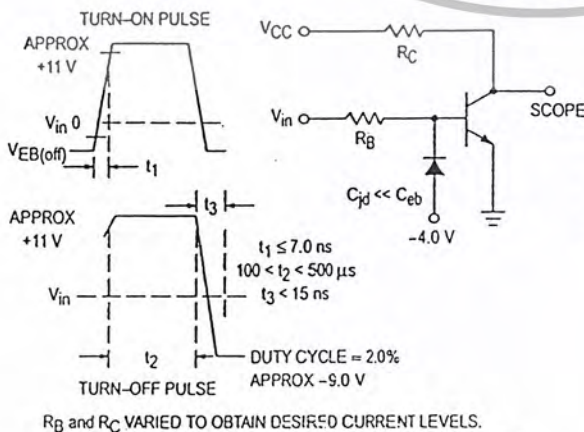


Figure 2. Switching Time and Equivalent Circuit

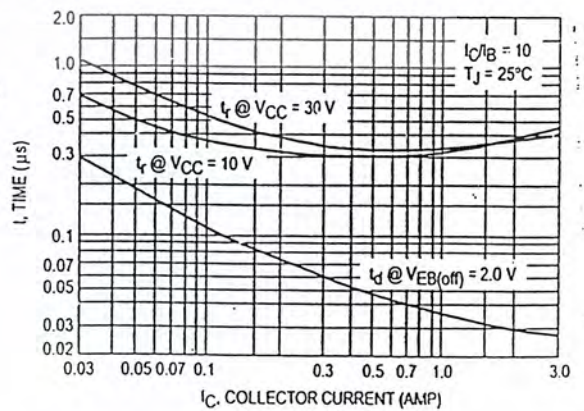


Figure 3. Turn-On Time

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

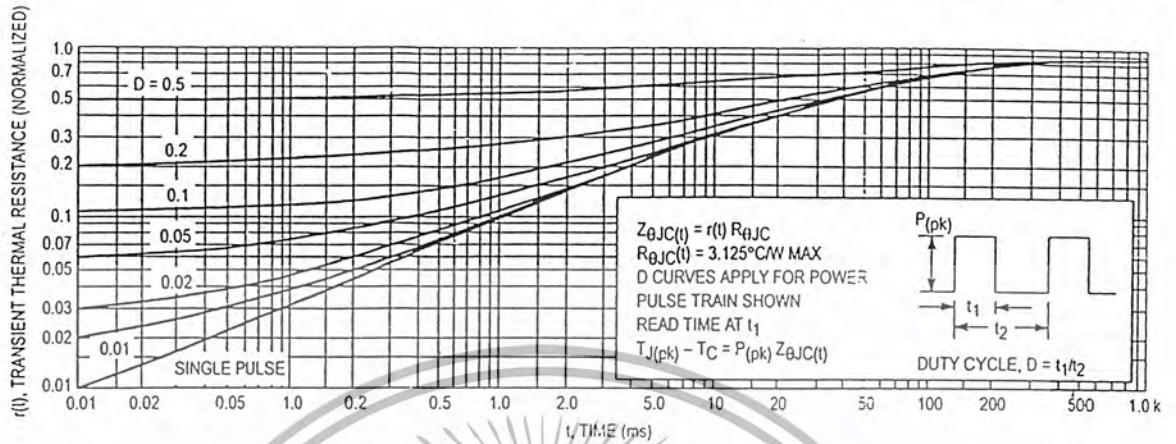


Figure 4. Thermal Response

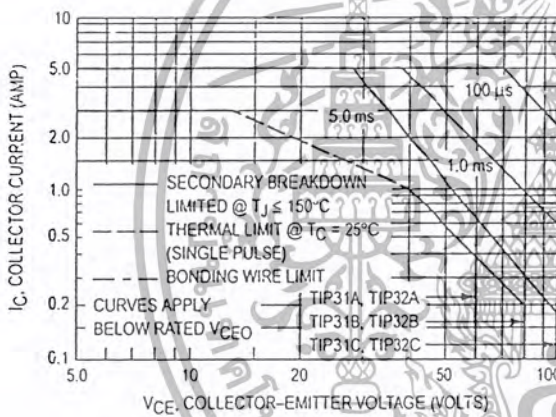


Figure 5. Active Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 5 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150^\circ\text{C}$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

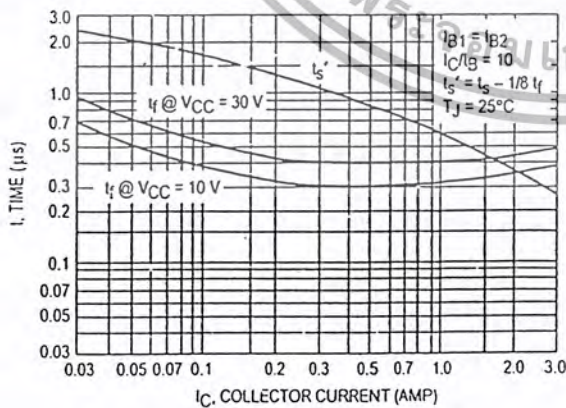


Figure 6. Turn-Off Time

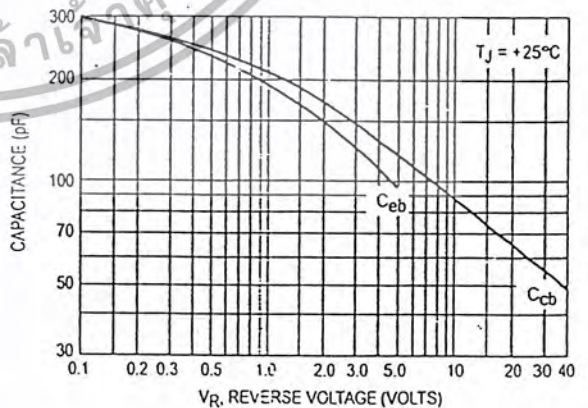


Figure 7. Capacitance

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

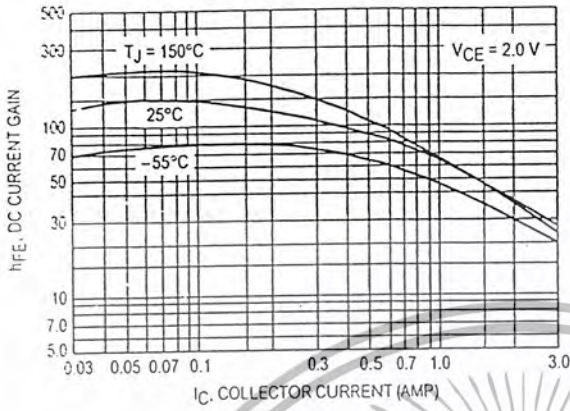


Figure 8. DC Current Gain

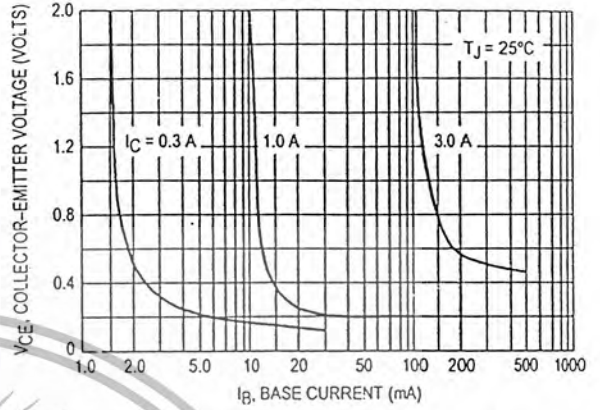


Figure 9. Collector Saturation Region

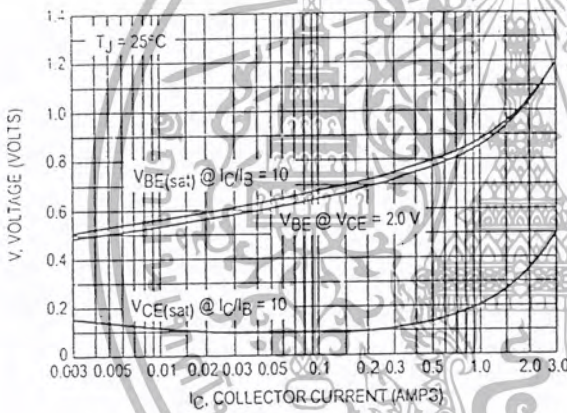


Figure 10. "On" Voltages

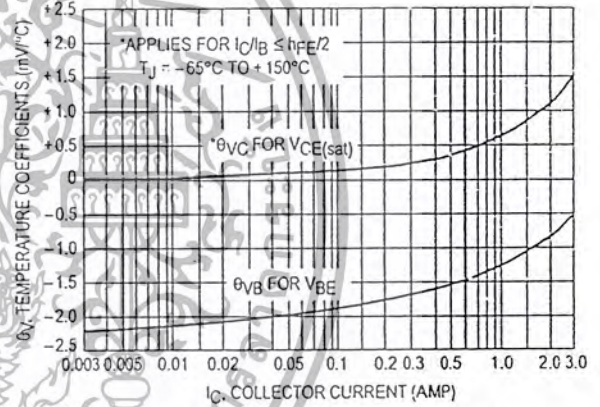


Figure 11. Temperature Coefficients

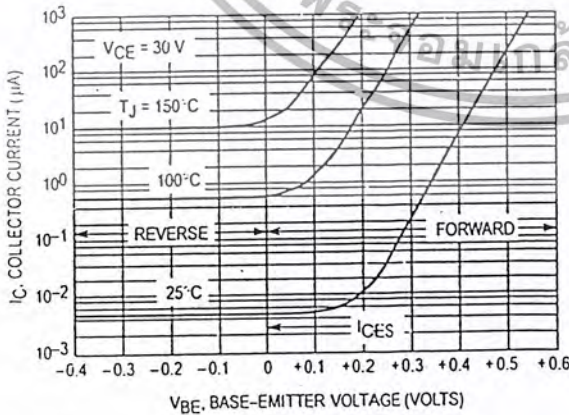


Figure 12. Collector Cut-Off Region

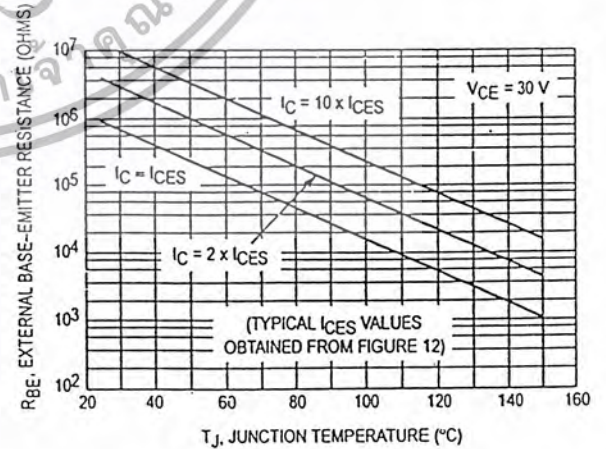
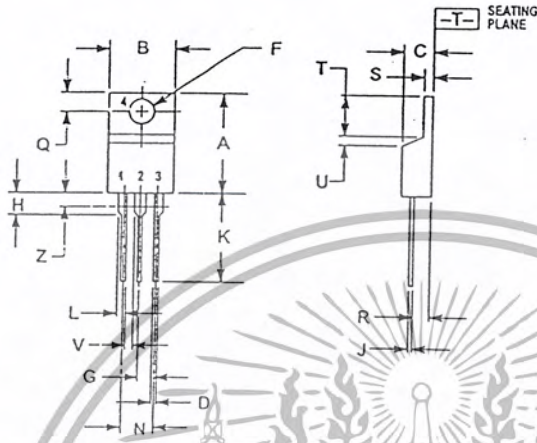


Figure 13. Effects of Base-Emitter Resistance

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C
PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.645	0.660	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
O	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.020	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.050	0.050	0.00	1.27
V	0.045	—	1.15	—
Z	—	0.680	—	2.04

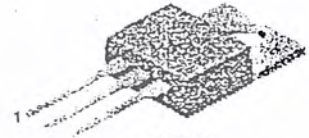
- STYLE 1:
PIN 1. BASE
2. COLLECTOR
3. EMITTER
4. COLLECTOR

CASE 221A-06
TO-220AB
ISSUE Y

TIP32 Series(TIP32/32A/32B/32C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP31/31A/31B/31C



TC-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

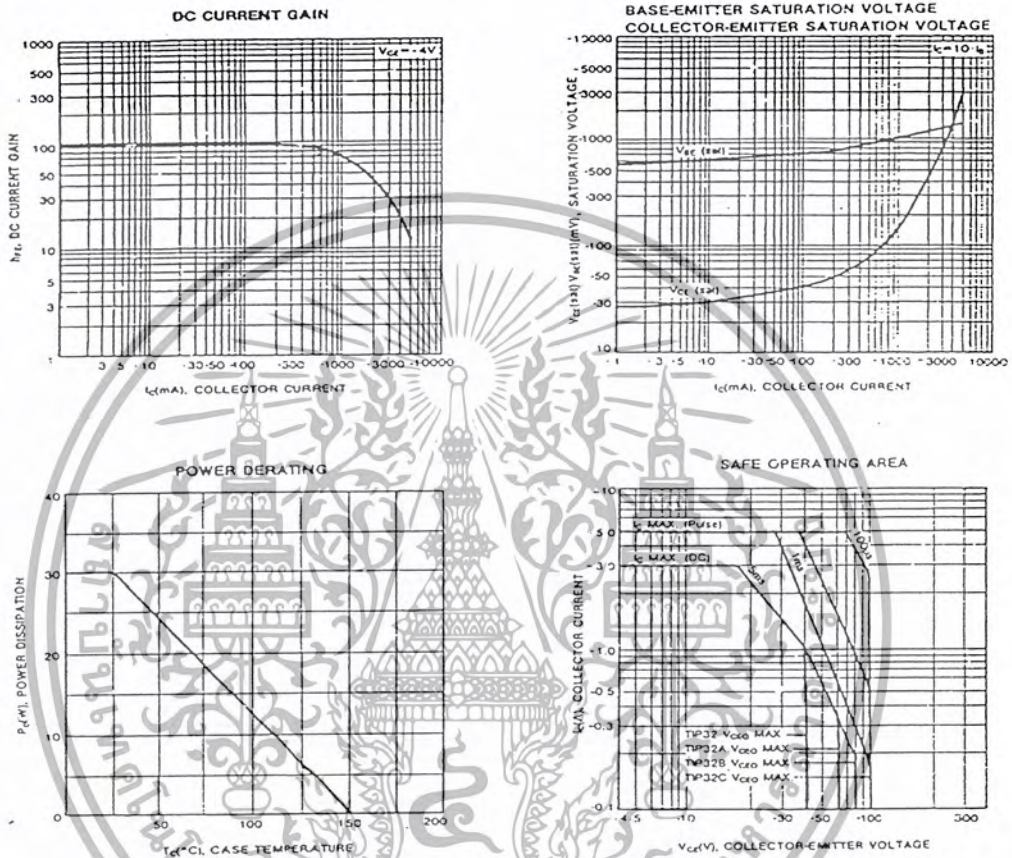
Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CB0}	Collector-Base Voltage : TIP32	-40	V
	: TIP32A	-60	V
	: TIP32B	-80	V
	: TIP32C	-100	V
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage : TIP32	-40	V
	: TIP32A	-60	V
	: TIP32B	-80	V
	: TIP32C	-100	V
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage	-5	V
I_C	Collector Current (DC)	-3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	-5	A
I_B	Base Current	-3	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	40	W
P_C	Collector Dissipation ($T_J=25^\circ\text{C}$)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CE0}(\text{sus})$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP32	$I_C = -30\text{mA}, I_B = 0$	-40		V
	: TIP32A				
	: TIP32B				
	: TIP32C				
I_{CE0}	Collector Cut-off Current : TIP32/32A	$V_{CE} = -30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = -60\text{V}, I_B = 0$		-0.3	mA
	: TIP32B/32C				
I_{CES}	Collector Cut-off Current : TIP32	$V_{CE} = -40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -100\text{V}, V_{CE} = 0$		-200	μA
	: TIP32A				
	: TIP32B				
	: TIP32C				
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0$		-1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -1\text{A}$	25		
		$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -3\text{A}$	10	50	
$V_{CE}(\text{sat})$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -3\text{A}, I_B = -375\text{mA}$		-1.2	V
$V_{BE}(\text{sat})$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -3\text{A}$		-1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = -10\text{V}, I_C = -500\text{mA}$	3.0		MHz

* Pulse Test: PWS300 μs , Duty Cycles2%

Typical Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E ² CMOS™	PowerTrench™	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	
HiSeC™	SuperSOT™-8	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3060PT, and RURH1560CC are ultrafast dual diodes ($t_{rr} < 55\text{ns}$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits thus reducing power loss in the switching transistor.

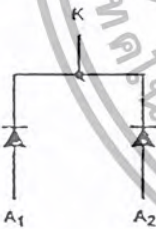
Formerly developmental type TA09905.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3040PT	TO-218AC	MUR3040PT
RURH1540CC	TO-218AC	RURH1540C
MUR3060PT	TO-218AC	MUR3060PT
RURH1560CC	TO-218AC	RURH1560C

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



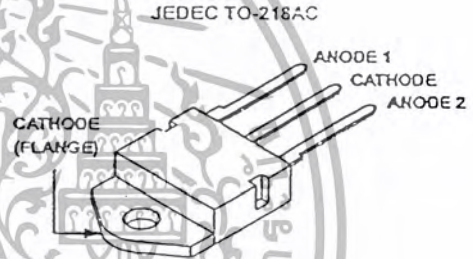
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <55ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Absolute Maximum Ratings (Per Leg) $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	MUR3040PT RURH1540CC	MUR3060PT RURH1560CC	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage.....	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage.....	400	600	V
DC Blocking Voltage.....	400	600	V
Average Rectified Forward Current..... ($T_C = 145^\circ\text{C}$)	15	15	A
Repetitive Peak Surge Current..... (Square Wave 20kHz)	42	30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current..... (Halfwave 1 Phase 60Hz)	200	200	A
Maximum Power Dissipation.....	100	100	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8).....	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature.....	-55 to 175	-55 to 175	°C

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3060PT, RURH1560CC

Electrical Specifications (Per Leg) $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MUR3040PT, RURH1540CC			MUR3060PT, RURH1560CC			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	1.25	-	-	1.5	V
	$I_F = 15\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.2	V
I_R	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	100	μA
	$V_R = 400\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	-	-	-	500	μA
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}, di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}, di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	60	-	-	60	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}, di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	-	-	30	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}, di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

- V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).
- I_R = Instantaneous reverse current.
- t_{rr} = Reverse recovery time at $di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.
- t_a = Time to reach peak reverse current at $di/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6).
- t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).
- $R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.
- p_w = pulse width.
- D = duty cycle.

Typical Performance Curves

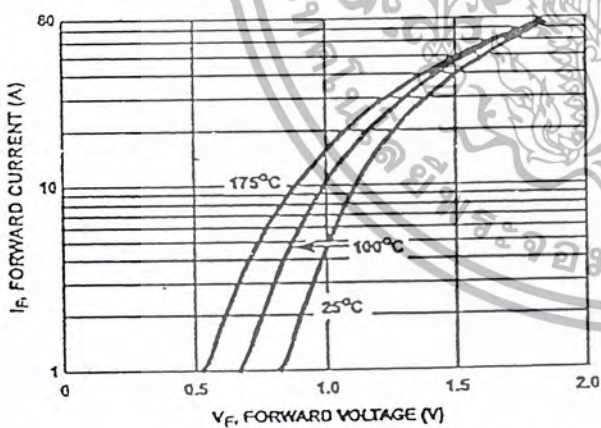


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

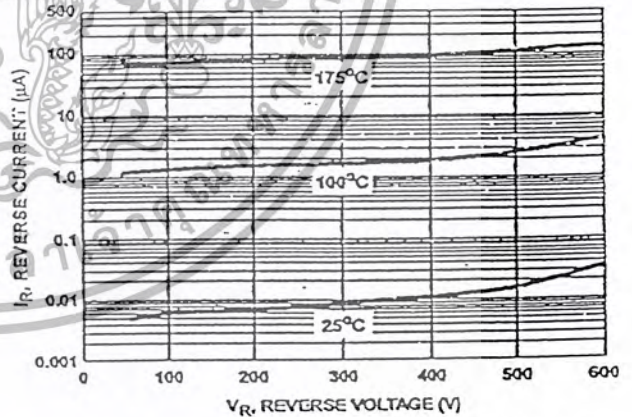


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves

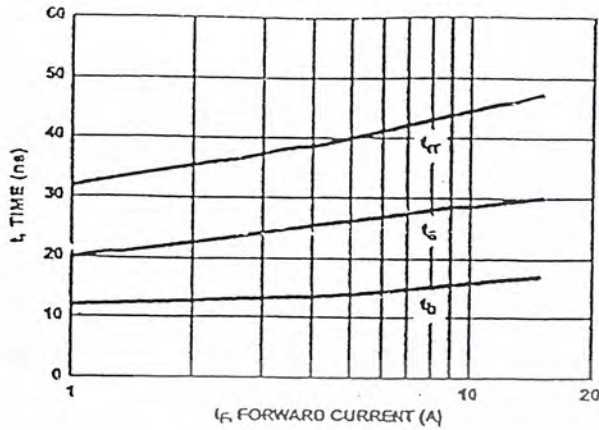


FIGURE 3. t_{rr} , t_s AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

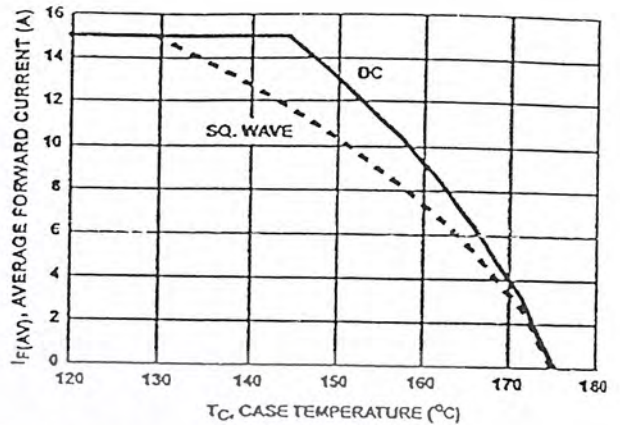


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

V_{GE} AMPLITUDE AND
 R_G CONTROL dI_F/dt
 t_1 AND t_2 CONTROL I_F

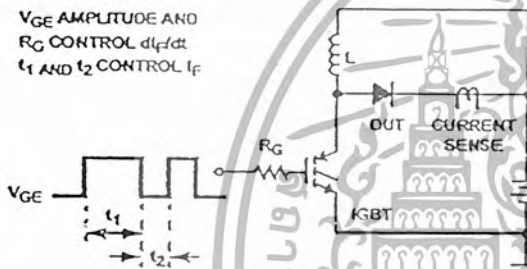


FIGURE 5. I_{tr} TEST CIRCUIT

$I = 1A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)}(V_{R(AVL)} - V_{D00})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

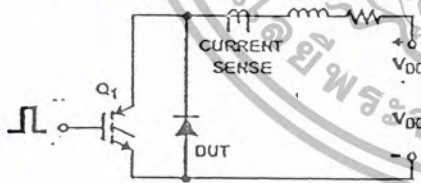


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

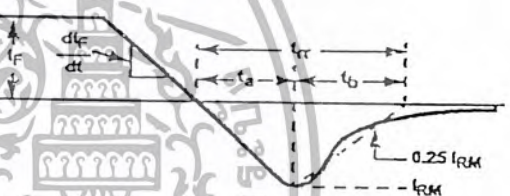


FIGURE 6. I_{tr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

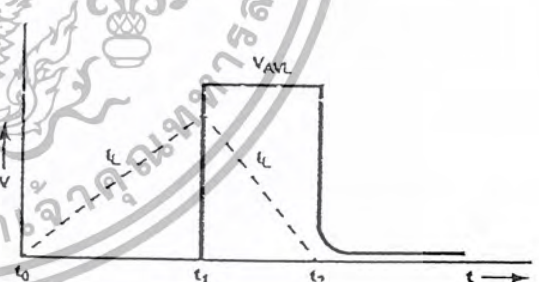


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site www.intersil.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้