

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเพื่อการบำบัดน้ำเสีย

SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT



ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 55793

วัน,เดือน,ปี 25 พ.ค. 2548



แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเพื่อการบำบัดน้ำเสีย  
SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการเรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งเพื่อการบำบัดน้ำเสีย

SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT

จัดทำโดย นาย สืบศักดิ์ มุอำหมัด รหัส 44015222

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2546

ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งเพื่อการบำบัดน้ำเสีย

ผู้จัดทำ

นาย สืบศักดิ์ มุอำหมัด เลขประจำตัวนักศึกษา 44015222



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเพื่อการบำบัดน้ำเสีย

นาย สืบศักดิ์ มุอำหมัด

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2546

### บทคัดย่อ

ในปัจจุบันนี้ปัญหาเกี่ยวกับสิ่งแวดล้อมเกิดขึ้นอย่างมากมาย โดยเฉพาะปัญหามลภาวะทางน้ำซึ่งเป็นปัญหาใหญ่ของชุมชนเมือง เช่น การเน่าเสียของน้ำในคลองแสนแสบ ซึ่งอยู่คู่กับกรุงเทพมหานครมานาน สาเหตุของปัญหามักเกิดจากการกระทำของมนุษย์ เช่น การปล่อยน้ำทิ้งที่ไม่ได้มาตรฐาน ซึ่งในน้ำนั้นจะประกอบด้วย สารอินทรีย์และ สารอนินทรีย์ ที่เป็นสารอินทรีย์ ได้แก่ แยกที่เรีย, ไวรัส, สปอร์ เป็นต้น สารอนินทรีย์ ได้แก่ โลหะหนักต่างๆ

โครงการนี้นำแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่มีกระแสสูง เพื่อการแยกโลหะหนักออกจากน้ำด้วยกระบวนการอิเล็กโทรไลซิส ซึ่งในรายงานนี้จะกล่าวในส่วนของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงซึ่งมีขนาด 25 โวลต์ 50 แอมป์ ที่มีขนาดเล็ก แต่ให้กำลังสูง เมื่อเทียบกับเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป จะมีขนาดใหญ่ ที่สเปคนี้ของแหล่งจ่ายไฟนี้ สามารถจ่ายกำลังได้อย่างเพียงพอในการบำบัดน้ำเสีย เนื่องจากที่แรงดันค่านี้สามารถทำให้เกิดปฏิกิริยารีดอกซ์ที่สมบูรณ์ได้ และกระแสค่านี้นี้มีค่าสูงเพียงพอ เนื่องจากปริมาณโลหะที่เกิดขึ้นแปรผันตรงกับปริมาณไฟฟ้า ทำให้เวลาในการบำบัดน้ำเสียลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT

Mr. Suebsak Muhammad

Associate Professor Somsak Cheersirikul(Advisor)

2<sup>st</sup> Semester Education Year 2003

### Abstract

Now, Problem of environment we can see many, particularly problem about water pollution which this problem is important in Bangkok. Such rotting of water in SAN-SAB canal. Which the canal remain with as a companion Bangkok for long time. Cause of the problem from man-made. Example the rot water is no standard from drainage. In water is drained may consist of organics and inorganic substance. Organics is consist of bacteria, virus, spore. inorganics is consist of many kind of heavy-metal

We apply switching power supply is high-current in initially of principle water-treatment to separate heavy-metal from water-drained by electrolysis process. This report explain switching powersupply only. Which it is specify 25Volt 50 Ampere. It is small size but high power. It is compared with general power supply. The spec of power supply can give sufficient power in the water treatment. Because the value voltage completes redox reaction. And the value current is sufficient. Because a quantity of metal depend a quantity of electrical. So the time in treatment decrease.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

ขอพระขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษา รวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะ ข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูลจนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการนี้จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมาจนจบจนถึงปัจจุบันนี้

ขอขอบคุณพี่และเพื่อนๆทุกคนที่คอยกระตุ้นในการทำโครงการนี้จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี



สืบศักดิ์ มุส้าหมัด  
ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

กิตติกรรมประกาศ

บทคัดย่อ

Abstract

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งและ หลักการในการนำแบตเตอรี่ด้วยวิธีทางไฟฟ้า	3
	วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง	3
	ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	3
2.1	วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	6
	2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	
	2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	
2.2	วงจรคอนเวอร์เตอร์	8
2.3	วงจรควบคุม	9
	2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	
	2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	
2.4	วงจรไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	13
2.5	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	15
2.6	วงจรสแน็บเบอร์	17
	2.6.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดน้ำกระแส	
2.7	อุปกรณ์กึ่งตัวนำ	19
	2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	
	2.7.2 ซอตตี้ไดโอด	
	2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	
	2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต	
	2.7.5 The Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)	
2.8	หม้อแปลงสวิตชิ่งของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	25
2.9	ลักษณะของน้ำเสีย	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.1	ความนำไฟฟ้าจำเพาะ	
2.9.2	ความหนาแน่น	
2.9.3	สี่	
2.9.4	กลื่น	
2.9.5	อุณหภูมิ	
2.9.6	ความชุ่ม	
2.10	หน่วยของการวิเคราะห์	29
2.11	ชนิดของเซลล์เคมีไฟฟ้า	30
2.12	กฎของฟาราเดย์เกี่ยวกับอิเล็กโทรไลซิส	34
<b>บทที่ 3</b>	<b>หลักการทํางานของวงจร</b>	<b>36</b>
3.1	ส่วนของวงจรควบคุม	36
3.1.1	วงจรป้อนกลับ	
3.1.2	วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	
3.1.3	วงจรขับ	
3.2	ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง	40
3.2.1	วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	
3.2.2	วงจรคอนเวอร์เตอร์	
3.2.3	การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)	
<b>บทที่ 4</b>	<b>การทดลองและผลการทดลอง</b>	<b>45</b>
4.1	การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร	
4.1.1	รูปของสัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526	
4.1.2	รูปของสัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526	
4.1.3	รูปสัญญาณที่ขาเกตที่โหลดค่าต่างๆ	
4.2	ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	48
4.3	การเตรียมการทดลอง	51
4.4	การทดลองที่ 1 หาระยะห่างระหว่างเพลต	52
	การทดลองที่ 1.1 คู่มือปฏิบัติการที่การบำบัดน้ำที่ไม่มีสารละลายทองแดง	
	การทดลองที่ 1.2 คู่มือปฏิบัติการที่การบำบัดน้ำที่มีการเติมสารละลายทองแดง	
4.5	การทดลองที่ 2 หาผลของการเพิ่มแรงดันไฟฟ้า	54
4.6	การทดลองที่ 3 การเปรียบเทียบปริมาณกระแสไฟฟ้ากับจำนวนเพลต	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การคำนวณหาปริมาณสารจากอิเล็กทรอนิกส์	57
<b>บทที่ 5</b> สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	58
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์เพาเวอร์ซึ่งพลาซมาโดยทั่วไป	6
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานใน โหมคควบคุมแรงดัน	10
รูปที่ 2.4 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	10
รูปที่ 2.5 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมคควบคุมกระแส	11
รูปที่ 2.5 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมใน โหมคควบคุมจากกระแส	12
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสที่ แบบเมเจอร์แคลมป์	14
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	14
รูปที่ 2.8 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL แบบต่างๆ	15
รูปที่ 2.9 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี CMOS	16
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	17
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	17
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	18
รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	20
รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัส ให้นำกระแส	22
รูปที่ 2.15 โครงสร้างทั่วไปของ IGBT	23
รูปที่ 2.16 การไหลของโฮลและอิเล็กตรอนในสภาวะ on-state	24
รูปที่ 2.17 (a) วงจรสมมูลอย่างง่ายของ IGBT ; (b) วงจรสมมูลอย่างสมบูรณ์ซึ่งแสดง ทรานซิสเตอร์ที่มี parasitic thyristor	24
รูปที่ 2.18 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอร์รีซีลบนแกน B-H	26
รูปที่ 2.19 เซลล์ไฟฟ้า (Electrolytic Cell)	31
รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต	36
รูปที่ 3.2 วงจรป้อนกลับ(Feedback control)	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.3	โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ SG3526	38
รูปที่ 3.4	วงจร POWER SUPPLY	41
รูปที่ 4.1	รูปแสดงสัญญาณพินเลี้ยงซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์	45
รูปที่ 4.2	รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526	46
รูปที่ 4.3	สัญญาณที่วัดได้ที่ขาเกต ไอจีบีที ที่โหลด 4 โอห์ม	46
รูปที่ 4.4	แสดงสัญญาณที่ขาเกตของไอจีบีที ที่โหลด 2 โอห์ม	47
รูปที่ 4.5	แสดงสัญญาณที่ขาเกต ที่โหลด 1 โอห์ม	47
รูปที่ 4.6	แสดงสัญญาณที่ขาเกต ที่โหลด 0.5 โอห์ม	48
รูปที่ 4.7	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังทางด้านเอาต์พุต	49
รูปที่ 4.8	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต	50
รูปที่ 4.9	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดค่าต่างๆและแรงดันที่เอาต์พุต	50
รูปที่ 4.10	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะเพลาทและกระแสไฟฟ้าที่โหลดดึงของน้ำสะอาด (น้ำประปา)และน้ำที่สารละลาย	54
รูปที่ 4.11	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าและความเข้มข้นของทองแดงไอออน ที่เวลาต่างๆ	55
รูปที่ 4.12	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนเพลาทและกระแส	55
รูปที่ 4.13	แสดงสภาพน้ำเสียก่อนการบำบัด	56
รูปที่ 4.14	แสดงสภาพน้ำเสียหลังการบำบัด	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบ power supply แบบ linear และแบบ switching	2
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าต่างๆที่สามารถวัดได้ ที่ความถี่ 22KHz	49
ตารางที่ 4.2 น้ำหนักของธาตุต่างๆ ใน $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$ 250 กรัม	51
ตารางที่ 4.3 น้ำหนักของธาตุต่างๆใน $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$ 50 กรัม	52
ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระยะห่างระหว่าง , ความเข้มข้น , กระแสไฟฟ้า	53
ตารางที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์การเพิ่มแรงดันที่เพลท , กระแส และความเข้มข้นของทองแดง	54
ตารางที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์การเพิ่มจำนวนเพลทและกระแส	55



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบันนี้สภาพแวดล้อมนับได้ว่าเป็นปัญหาสำคัญมากการดำรงชีวิตของมนุษย์เกิดจากสภาพแวดล้อมเป็นมลภาวะมากขึ้น ทุกๆวัน อันมาจากการกระทำของมนุษย์เองไม่ว่าจะเป็นน้ำเสียจากอาคารบ้านเรือน หรือ โรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งมีสิ่งสกปรกปลอมปนอยู่มากมาย ที่อันตรายต่อมนุษย์และสิ่งมีชีวิตที่อาศัยอยู่ในน้ำ เช่น สารตะกั่ว ทองแดง โครเมียม เป็นต้น เพื่อความปลอดภัยและการรักษาสภาพสิ่งแวดล้อมไม่ให้เสียมากกว่าที่เป็นอยู่จึงมีการบำบัดน้ำเสียเหล่านั้นให้ได้มาตรฐานก่อนปล่อยลงสู่แหล่งน้ำธรรมชาติ

วิธีการบำบัดน้ำเสียในปัจจุบันมีด้วยกันหลายวิธี เช่น ใช้ระบบชีวภาพ ใช้สารเคมี ซึ่งแต่ละวิธีจะมีข้อดี ข้อเสีย และวิธีการในการดำเนินการที่แตกต่างกันไป โดยในบทวิจัยนี้จะเป็นการศึกษาวิธีการบำบัดน้ำเสียด้วยระบบไฟฟ้า โดยการอาศัยหลักการอิเล็กโทรลิซิสของ ฟาราเดย์ คือการใช้อิเล็กโทรดแผ่นราบ (Plate Electrode) ซึ่งอาศัยการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับแผ่นอิเล็กโทรดเพื่อให้เกิดการดึงประจุต่าง ๆ มาเกาะที่แผ่นอิเล็กโทรด ในบทวิจัยนี้ได้นำเสนอการบำบัดน้ำเสียในแบบ Static คือการบำบัดขณะน้ำนิ่งเพื่อให้ได้คุณสมบัติต่าง ๆ ของระบบที่ถูกต้อง และนำคุณสมบัติต่างๆ และนำคุณสมบัติต่างๆ ที่ได้มาทำการบำบัดน้ำเสียจริงในแบบ Dynamic คือให้มีอัตราการไหลของน้ำเพื่อความสะดวกในการบำบัด

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิง เพื่อนำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมาจ่ายให้กับแผ่นอิเล็กโทรด ในวงจรไฟฟ้าทั่วไป ไม่ว่าจะเป็นวงจรในรูปแบบระบบอนาล็อก (Analog) หรือดิจิทัล (Digital) ก็ตามย่อมมีความจำเป็นที่ต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดี จะต้องมีความสมบัติ ดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ โดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต ให้คงที่
- มีการแยกกันทางไฟฟ้า
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลายๆ ระดับ
- ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

จากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้น ถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพงนัก แต่มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเป็นหม้อแปลงความถี่ต่ำ จึงมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบ สวิตซ์ชิ่งมาก และข้อเสียอีกข้อก็คือ มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ แต่ใน แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์ชิ่ง จะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีก ระดับหนึ่ง ด้วยวงจร “คิซิทูคิซิคอนเวอร์เตอร์” ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอกตีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตซ์จะเป็นการเพิ่มขนาด ของแรงดันและ กระแสในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็ก กะทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์, โทรศัพท์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟ เป็นแบบสวิตซ์ชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ชิ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อเปรียบเทียบกับ แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นคือ

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพงและอุปกรณ์บางชิ้นหายาก โดยเฉพาะภายในประเทศ
- การออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

ในหลักการใหม่ได้ทำการออกแบบและสร้างเครื่องบำบัดน้ำเสียด้วยระบบไฟฟ้า โดยใช้แผ่น เพลทสแตนเลส และได้นำแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิ่งที่สร้างขึ้น มาใช้แทนแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบ ลิเนียร์เพราะมีข้อที่ดีกว่า แสดง ข้อเปรียบเทียบระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบลิเนียร์กับแบบสวิตซ์ชิ่งได้ ดังตารางที่ 1

**ตารางที่ 1** แสดงการเปรียบเทียบ power supply แบบ linear และแบบ switching

<b>LINEAR POWER SUPPLY</b>	<b>SWITCHING POWER SUPPLY</b>
ประสิทธิภาพต่ำ	ประสิทธิภาพสูง
สูญเสียกำลังในรูปความร้อนมาก	สูญเสียกำลังในรูปความร้อนน้อย
วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมง่าย	วงจรซับซ้อน ออกแบบและซ่อมยาก
ค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ	ค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง
ความหนาแน่นต่ำ	ความหนาแน่นสูง
แรงดันกระเพื่อมต่ำ	แรงดันกระเพื่อมสูง
สัญญาณ EMI RFI ต่ำ	สัญญาณ EMI RFI สูง
การใช้งานที่ก่้างต่ำ มีราคาถูก	การใช้งานที่ก่้างต่ำ มีราคาแพง
การใช้งานที่ก่้างสูง มีราคาแพง	การใช้งานที่ก่้างสูง มีราคาถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งและ หลักการในการบำบัดน้ำเสียด้วยวิธีทางไฟฟ้า

### วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลวดทองแดงคั่นและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับ แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทองแดงคั่นให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้

### ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้น จำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

### กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

#### - ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงาน จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 – 80%

#### ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต และที่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ดีที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 – 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

#### แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตซิ่งเพาเวอร์ โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ + 5 โวลต์ และ + 12 โวลต์ เป็นต้น

#### ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน และเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

#### โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจาก การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

#### แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

#### ค่าเวลาโฮลด์อัป (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัปจะมีค่าประมาณ  $20 \times 10$  ถึง  $50 \times 10$  วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูงๆ ของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

### การตอบสนองโพลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือการคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโพลดอย่างทันทีทันใด และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโพลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัด โดยใช้ค่าเวลาดิ้นตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

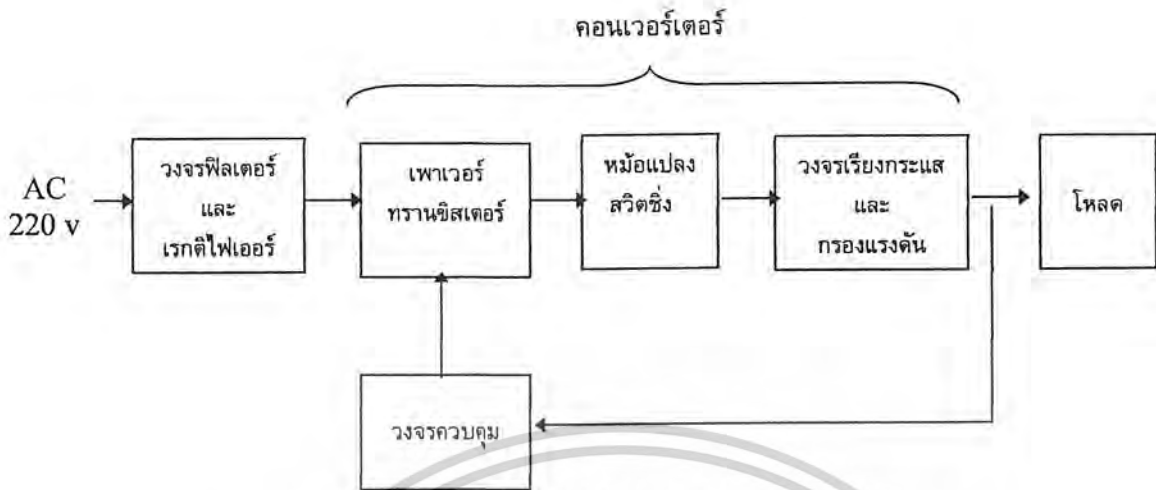
### การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ติดกร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีการไหลหรือเกิดเบรกควานนี้ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

### ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก

การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ตีก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

## 2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุตและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

### 2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก ( $I_{fsm}$ )

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุ-ฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{(R_s + ERS)} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $V_p$  คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต

$ERS$  คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

$R_s$  คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทดกระแสกระชาก  $I_{fsm}$  ประมาณ 20 ถึง 30 เท่า ของอัตราทดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทดกระแสเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ  $R_s$  แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ( $I_{mm}$ )

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุรองกระแส นั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลง ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง ( $I_m$ )

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณา ค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด ( $I_m$ ) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

- อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ( $V_{mm}$ )

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอส กลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีนี้อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

### 2.1.2 ตัวเก็บประจุรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้ นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุนั้นและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานเกินหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $I_e$  คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

$\Delta t$  คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

$\Delta V_{\text{ripple}}$  คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

- ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ(Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่เราสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตช์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

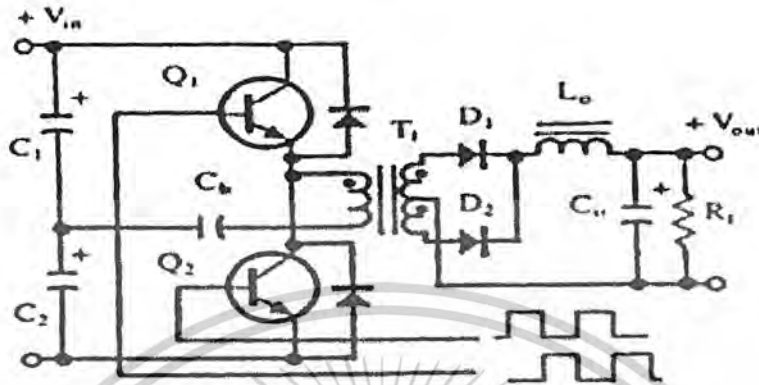
- อัตราทนแรงดัน(Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแส ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

## 2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับ วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป แต่ในโครงการนี้เราเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

## ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อย และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

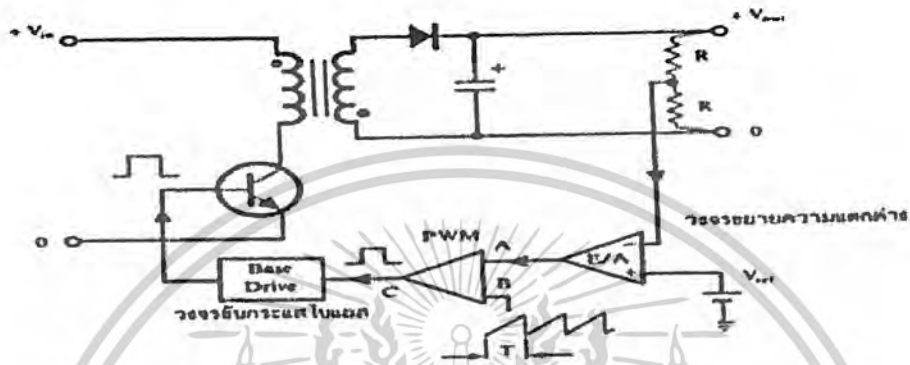
จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

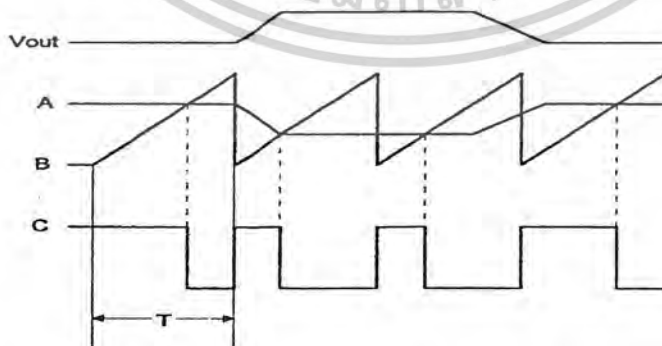
### 2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.3 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.4 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผล

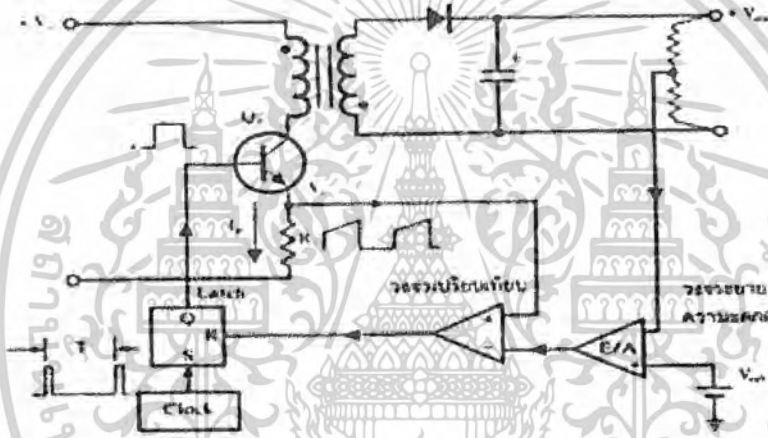
แตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับเอาต์พุตไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

### 2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า โหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.5 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.5 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน  $R_s$  ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ด้วย

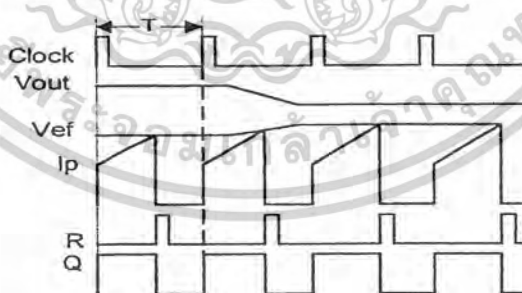
แรงดันตกคร่อม  $R_s$  ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ  $V_s$  เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน  $V_s$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_s$  นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์มีค่าลดลง แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดตกที่คอนเวอเตอร์จะสามารถลดค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอเตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลา นำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน  $V_s$  มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลา นำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5(ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดี  
กว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดการรบกวนและภาระที่เพิ่มของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

#### 2.4 วงจรขับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกัน โดยทั่วไปว่าการสวดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

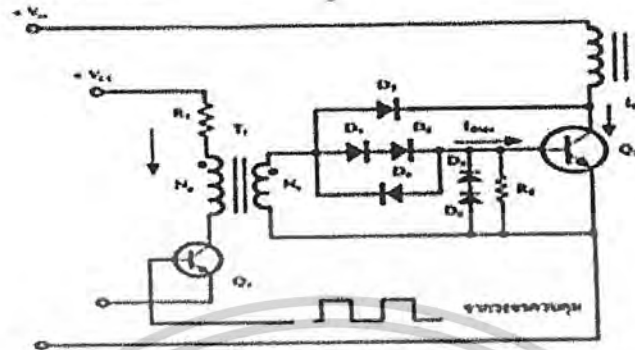
วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

- วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี

เบเกอร์เคลมปี เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

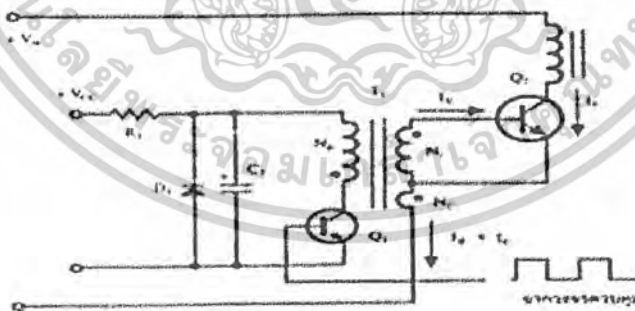
แรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมปี

- วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมปีที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

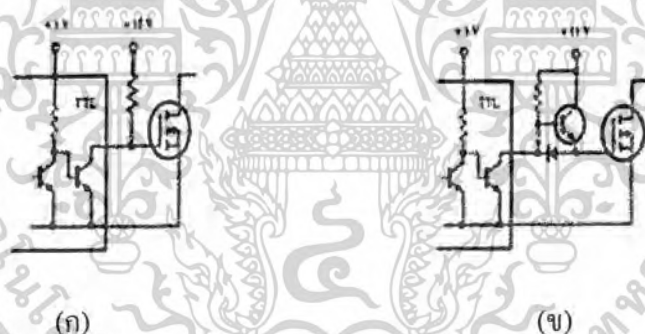
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสขึ้น แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอีมีเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคอคคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

### - วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

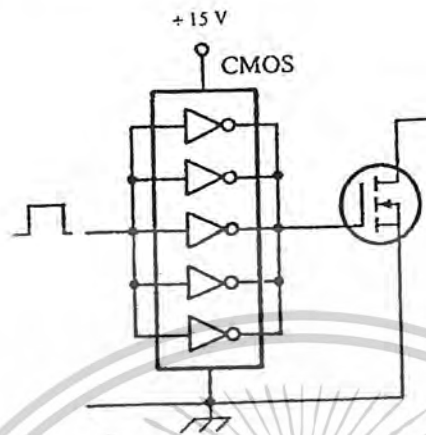
การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาต์พุตซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็น ไปอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.8 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.8 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้เร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์ รูปที่ 2.8(ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

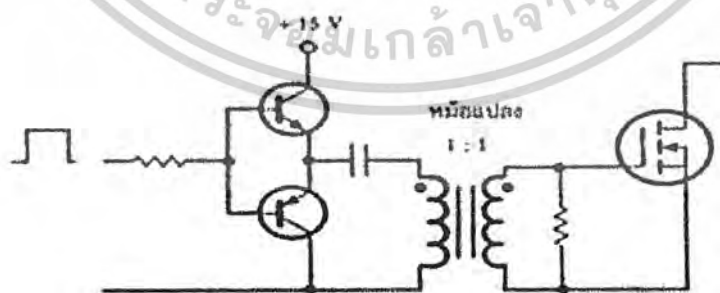


รูปที่ 2.9 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับ เพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับ ของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจร ขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.10

## 2.6 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจร สแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกัน แรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

### 2.6.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

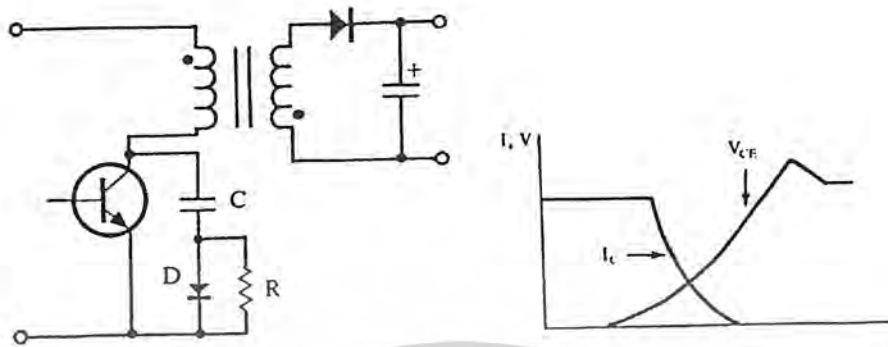
ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะ อย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแล้วนั้น กระแสจะลดลง อย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสแน็บเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่ง กระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสแน็บเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วงหุคนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ช่วงเริ่มหุคนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหุคนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดค่าดังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_p \times t_{on} \pi}{2V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R_1 = \frac{t_{on}(\text{min})}{6C_1} \quad (2.4)$$

- เมื่อ  $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{in}$  คือ ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์  
 $t_{on}$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคายประจุของ  $C_1$  ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว  $R_1$  สูง ดังนั้นตัวต้านทาน  $R_1$  จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน  $R_1$  หาได้จาก

$$P_d = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดับตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

### 2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดับตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดับตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

### 2.7.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดับตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนซ์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

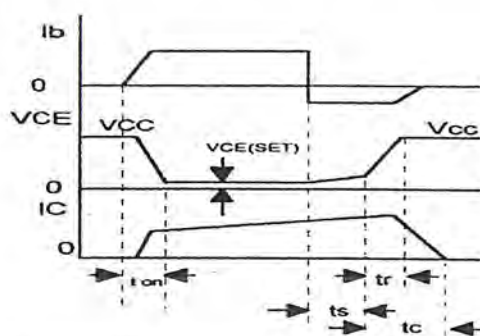
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมี โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งาน ในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ ( $V_{ce}$ ) จะยังมีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ  $t_{on}$  เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น  $V_{ce(sat)}$  ดังรูปข้างล่าง กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแส ไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา  $t_r$  ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา  $t_r$  นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา  $t_r$  นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา  $t_r$  (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ  $t_f$  (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา  $t_r$  และ  $t_f$  จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา  $t_r + t_f$  จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $P_{d(sw)}$  คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส  
 $V_{cc}$  คือ แรงดันคคกร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส  
 $I_{pk}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส  
 $t_c$  คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส  
 $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

#### 2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรรีบของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจจับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดธมอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในงานจรรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพวงพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

- กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่า เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่ โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์การ คิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และ เนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_d$  จะมี ค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \tag{2.7}$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} t_r V_{in}}{T} \tag{2.8}$$

รูปที่ 2.16 รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดัง



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

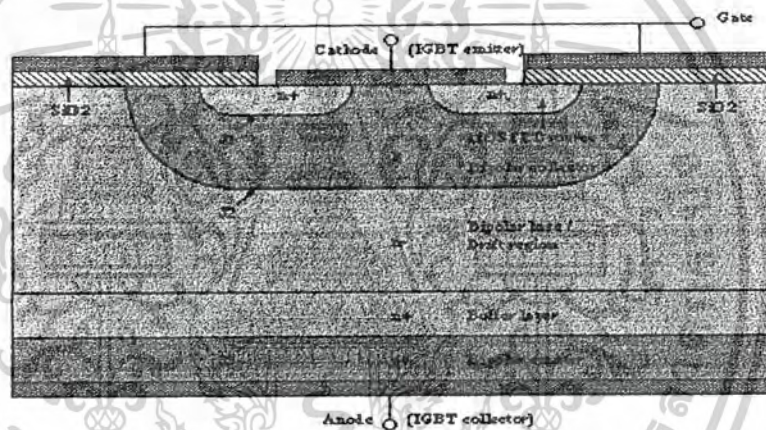
- ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของ มันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถก ความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอ

สเฟตไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

### 2.7.5 The Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

โครงสร้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างของ IGBT แบบ n-channel โดยทั่วไป การอธิบายทั้งหมดจะเกี่ยวกับ n-channel แต่เพียงอย่างเดียว แต่ IGBT แบบ p-channel ก็สามารถอธิบายได้เหมือนกัน โครงสร้างจะคล้ายกับ MosFET มีการแพร่ 2 ครั้ง ของ p-type region และ n-type region ในส่วนของ inversion Layer จะเกิดขึ้นภายใต้การให้แรงดันไบอัสที่เกต เหมือน MOFET ส่วนสิ่งที่แตกต่าง มีการใช้ P±Substrate Layer ในการให้กระแสไหลออกส่งผลให้เกิดอุปกรณ์ไบโพลาร์ขึ้น



รูปที่ 2.17 โครงสร้างทั่วไปของ IGBT

หลักการทำงาน (Blocking Operation) การควบคุมสถานะการ on/off ของอุปกรณ์จะเหมือนกับ MosFET โดยให้แรงดันที่ขาเกต ถ้าแรงดันที่ป้อนให้ขาเกต-อีมีเตอร์ น้อยกว่าแรงดัน  $V_{th}$  จะไม่มีการสร้าง inversion Layer อุปกรณ์จึงยังไม่ทำงาน (turned off) แต่จากแรงดันที่ไบอัสตกคร่อมรอยต่อที่ 2 เป็น reversed Bias ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลในปริมาณเล็กน้อย

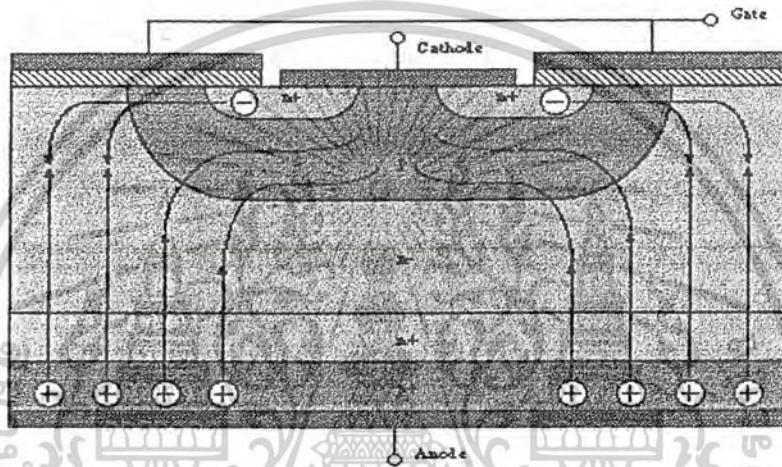
แรงดันเบรคดาวน์ฟอร์เวิร์ด ถูกกำหนดโดยแรงดันเบรคดาวน์ของรอยต่อนี้ มันเป็นองค์ประกอบที่มีความสำคัญ ซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงในอุปกรณ์ประเภทกำลัง ที่มีแรงดันและกระแสสูงๆ แรงดันเบรคดาวน์นี้จะขึ้นกับด้านหนึ่งของรอยต่อที่มีการโดฟสารอย่างเจือจาง เช่น n-side ทำให้ Depletion region กว้าง และสนามไฟฟ้าที่รอยต่อต่ำ

n+ buffer Layer ถูกนำมาใช้ป้องกัน Depletion Region ของรอยต่อที่ 2 จากการขยายเข้าไปใน p bipolar collector การมี n+ buffer Layer จะทำให้ความสามารถใน reverse

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

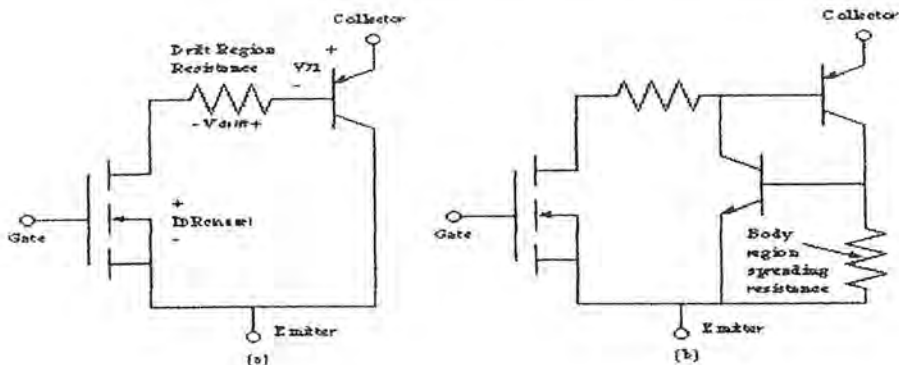
blocking ลดลงอย่างมาก และมันยังขึ้นกับแรงดันเบรคควาน์ของรอยต่อที่ 3 ประโยชน์ของชั้นบัฟเฟอร์นี้คือทำให้ความหนาของ drift region ลดลง เป็นการลดการสูญเสียในสภาวะ on

**On-State Operation** จะสามารถอยู่ในสภาวะเปิด (turn on) ได้ ต้องให้แรงดันที่ขาเกตให้ มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_{th}$  จะทำให้เกิด inversion Layer ขึ้น ภายใต้อเกต เป็นการเชื่อมโยงเซมิคอนดักเตอร์ จาก Source ไปยัง drift region ของอุปกรณ์ หลังจากนั้นอิเล็กตรอนจะถูกฉีดจาก Source ไปยัง drift region ขณะเดียวกัน ที่รอยต่อที่ 3 ถูก forward bias โสไลต์จะถูกฉีดไปยัง  $n^+$  doped drift region (รูปที่ 2.18)



รูปที่ 2.18 การไหลของโสลและอิเล็กตรอนในสภาวะ on-state

การฉีดนี้เป็นสาเหตุให้เกิด Conductivity modulation ของ drift region ซึ่งความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโสลจะสูงกว่าใน n-doping ตอนแรก IGBT มีแรงดันที่สภาวะเปิด (Con-state) มีค่าต่ำ เพราะความต้านทานใน drift region ลดลง บางส่วนของโสลที่ถูกฉีดจะรวมตัวใน drift region ขณะที่ตัวอื่น ๆ จะข้าม the region via drift และจะมาถึงรอยต่อ p-type region ซึ่งมันเป็น collectoo การใช้งาน LGBT จะสามารถพิจารณาเหมือนทรานซิสเตอร์แบบ พีเอ็นพี เบสกว้าง (wide-base pnp transistor) กระแสขับเบสโดยใช้ MOSFET ตลอดเซมิคอนดักเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.19 (a) วงจรสมมูลอย่างง่ายของ IGBT ; (b) วงจรสมมูลอย่างสมบูรณ์ซึ่งแสดงทรานซิสเตอร์ที่มี parasitic thyristor

วงจรสมมูลแบบง่ายแสดงดังรูป 2.19(a) ในรูป 19(b) แสดงวงจรสมมูลแบบสมบูรณ์ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ เอ็นพีเอ็น พาราซิติค โดย  $n^+$ -type MOSFET source, p-type body region และ  $n^-$  type drift region แสดงความต้านทานด้านข้างของ p-type region ถ้ากระแสไหลผ่านความต้านทานนี้มีค่าสูงเพียงพอ มันจะผลิตแรงดันตกคร่อมขณะการไบอัสตรงที่รอยต่อกับ  $n^+$  Region การ turn on ทรานซิสเตอร์แฝง ซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งของไทรสเตอร์แฝง จะเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้นเมื่อมีการฉีดในระดับสูงของอิเล็กตรอนจาก  $n^+$  region ไปยัง p-region และการควบคุมที่เกดเสียหาย สิ่งที่อยู่คือการ latch up และนำมาซึ่งความเสียหายของอุปกรณ์

## 2.8 หม้อแปลงสวิตชิงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching transformer) จัดเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาทำความเข้าใจรูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ความเหมาะสมในการใช้งานรวมทั้งความปลอดภัยในการทำงาน เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

### 2.8.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้ต่ำที่เอาท์พุต ทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุต เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงมีรายละเอียดดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจูดซึมตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3000 – 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับวิธีการใช้งาน และมาตรฐานการออกแบบ

- บอบบิ้น (Bobin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้มีขาพักขดลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพมารีและเซคชั่นคาร์ของหม้อแปลงสวิทซ์ ที่มีกำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามที่ต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น

- เทปฉนวน (Insulation Type)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับตัวสำรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิทซ์ และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพมารีและขดเซคชั่นคาร์ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวน อาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิทซ์เป็นหลัก

ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้ขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์ของคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลที่สำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss) โดยเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มข้นของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่า

ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กก็ตาม จุดกล่าวก็คือ แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก



รูปที่ 2.20 แสดงคุณสมบัติของฮิสเตอร์รีซิสบนแกน B-H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งต้องระมัดระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตช์จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดตอนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นยังมีค่ามาก การลดจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังสูงขึ้น อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดการขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดการอิ่มตัวขณะทำงาน

ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

## หลักการในการบำบัดน้ำเสียด้วยวิธีทางไฟฟ้า

### 2.9 ลักษณะของน้ำเสีย

#### 2.9.1 ความนำไฟฟ้าจำเพาะ (Specific Conductance)

ความนำไฟฟ้าจำเพาะเป็นเครื่องชี้บอกถึงปริมาณเกลือแร่ต่างๆ ที่ละลายอยู่ในน้ำโดยเฉพาะสารที่ละลายในน้ำทั้งหมด (Total Dissolved Solid or TDS) ทั้งนี้เพราะน้ำบริสุทธิ์จะมีความนำไฟฟ้าต่ำ น้ำบริสุทธิ์ จะมีความนำไฟฟ้าตั้งแต่ 0.04 – 2.0 micromho/cm

หน่วยวัดความนำไฟฟ้าคือ ไมโคร โมต่อเซ็นติเมตรในบางครั้ง ถ้าน้ำมีก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์หรือแอมโมเนียละลายอยู่ การหาความนำไฟฟ้าจะต้องมีการแก้ไขความคลาดเคลื่อนจากกราฟด้วย โดยใช้อ่านค่า Correction factor

#### 2.9.2 ความหนาแน่น (Density)

ความหนาแน่นของน้ำหาได้โดยการชั่งน้ำที่มีปริมาตรจำนวนหนึ่ง ณ ที่อุณหภูมิอันหนึ่ง น้ำบริสุทธิ์จะมีความหนาแน่นเท่ากับ 1.000 กรัมต่อลูกบาศก์เซ็นติเมตร ที่อุณหภูมิ 4 องศาเซลเซียสและเท่ากับ 0.9982 กรัมต่อลูกบาศก์เซ็นติเมตร ที่ 20 องศาเซลเซียส ถ้ามี่แร่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ละลายปะปนอยู่ 1,000 กรัมต่อลูกบาศก์เซนติเมตร หรือร้อยละ 0.1 เท่านั้น น้ำที่มีเกลือแร่ละลายอยู่ 5,000 มิลลิกรัมต่อลิตร ก็ยังถือว่ามีความหนาแน่นใกล้เคียงน้ำ

### 2.9.3 สี ( Color )

น้ำจากแหล่งน้ำใต้ผิวดิน โดยเฉพาะส่วนที่ไหลผ่านพื้นที่ที่เป็นไร่นาจะมีสีที่เกิดจากสารจำพวกแทนนิน กรดฮิวมิก และสารที่สลายตัวจากลิกนินของพืชเป็นเหตุให้น้ำมีคุณสมบัติไม่เหมาะที่จะใช้งานทางอุตสาหกรรมสีในน้ำจะเกิดจากอนุภาคคอลลอยด์ประจุลบที่สามารถจับได้โดยการจับตัวตกตะกอน (coagulation) โดยการใช้เกลือของโลหะที่มีวาเลนซ์สาม เช่น อะลูมิเนียมและเหล็กสีที่

เกิดเนื่องจากมีสารแขวนลอยอยู่มากเรียกว่า สีปรากฏ (apparent color) เช่นน้ำในแม่น้ำเจ้าพระยาในฤดูฝนน้ำที่ไหลมาจากทางเหนือจะละลายเอาดินเป็นตะกอนสีแดง ทำให้น้ำขุ่นมากกว่าปกติสีแท้ (true color) เป็นสีที่เกิดเนื่องจากการสลายตัวของพืชหรือสารอินทรีย์ ซึ่งจะอยู่ในรูปคอลลอยด์นอกจากนี้สียังเกิดจากของเสียทั้งหลายที่มีอยู่ในน้ำทั้งจากโรงงานอุตสาหกรรม หรือแหล่งชุมชนการวัดสีให้วัดสีของน้ำตัวอย่างเปรียบเทียบกับสีมาตรฐาน ซึ่งเตรียมจากโพแทสเซียมคลอโรแพลททินेट ( $K_2PtCl_6$ ) และโคบอลต์คลอไรด์ ( $CoCl_2 + 6H_2O$ ) 1 หน่วยสี จะมีค่าเท่ากับ 1 มิลลิกรัม Pt ต่อลิตร

### 2.9.4 กลิ่น ( Smell )

กลิ่นจากน้ำเสีย ส่วนมากแล้วมาจากก๊าซที่เกิดจากการย่อยสลายของสารอินทรีย์ในน้ำเสีย ก๊าซส่วนใหญ่จะเป็น  $H_2S$  ซึ่งเกิดขึ้นจากจุลินทรีย์ชนิดที่ไม่ต้องการออกซิเจนได้ทำการเปลี่ยนสภาพของซัลเฟตไปเป็นซัลไฟด์

### 2.9.5 อุณหภูมิ ( Temperature )

น้ำเสียที่ถูกปล่อยออกมาจากโรงงานอุตสาหกรรม โดยมากจะมีอุณหภูมิสูงกว่าปกติ และเมื่อปล่อยทิ้งไปข้าง แม่น้ำ ลำคลอง จะทำให้สิ่งแวดล้อมของแม่น้ำลำคลองนั้นๆ เปลี่ยนไปได้ดังนี้

- น้ำในแม่น้ำลำคลองน้ำจะมีปริมาณของออกซิเจนน้อยลงกว่าปกติ เพราะค่าอิ่มตัวของออกซิเจนในน้ำจะลดลง เมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้น
- เมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้นปฏิกิริยาของพวกจุลินทรีย์ก็จะสูงขึ้นตามไปด้วย
- เมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้นกว่าปกติ การเจริญเติบโตของพืชที่ไม่ต้องการในน้ำจะมีมากกว่าปกติ

### 2.9.6 ความขุ่น

ความขุ่นเกิดจากสารแขวนลอยในน้ำที่เป็นต้นเหตุทำให้น้ำไม่ใส อีกนัยหนึ่งความขุ่นหมายถึง ปริมาณเนื้อแข็งของสารที่มีอยู่ในน้ำ แต่ความขุ่นเป็นการวัดทางด้านที่เกี่ยวกับแสงเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่าเพราะหน่วยวัดความขุ่นนั้น บ่งบอกถึงความหยابละเอียด สีและรูปร่างของอนุภาคสารที่แขวนลอยอยู่ในน้ำ หน่วยวัดความขุ่นที่เคยใช้กันมา ได้แก่ความขุ่นพีพีเอ็มเมื่อเทียบกับซิลิกา

$$\text{ความขุ่น 1 พีพีเอ็ม (mg/l) = ความขุ่นของน้ำใสสะอาดที่มีซิลิกา (SiO}_2\text{) อยู่ 1 มิลลิกรัมในน้ำ 1 ลิตร}$$

หน่วยวัดความขุ่นที่นิยมใช้กันมากมีอยู่ 3 หน่วยคือ

JTU = Jackson Turbidity Unit

FTU = Nephelometric Turbidity Unit

ค่าความขุ่นทั้งสามหน่วยนี้จะให้ค่าเป็นตัวเลขที่เท่ากัน

## 2.10 หน่วยของการวิเคราะห์

การวิเคราะห์น้ำมักเกี่ยวข้องกับสารละลายเจือจาง ดังนั้นผลที่ได้จะบอกอยู่ในรูปของน้ำหนักต่อน้ำหนัก แต่เนื่องจากการวัดน้ำมักเป็นปริมาตร ไม่ใช่ น้ำหนักจึงเป็นการสะดวกที่จะบอกผลที่ได้มาในเชิงน้ำหนักต่อปริมาตร

parts per millon (ppm)

เป็นอัตราส่วนของน้ำหนักต่อน้ำหนักโดยถ้าใช้น้ำเป็นตัวอย่าง ค่าคงที่ ppm ก็นับว่าใช้ได้เพราะน้ำหนักของน้ำหนึ่งลิตร เท่ากับ 1000 กรัม หรือ 1000000 มิลลิกรัม ดังนั้น 1 mg/L จึงประมาณเท่ากับ 1 ppm

ต่อมาเมื่อมีการสำรวจน้ำโสโครก (polluted water) เช่นน้ำเสียจากอาคารบ้านเรือนก็ยังคงถือว่า 1 mg/L = 1 ppm เพราะความถ่วงจำเพาะของอาคารบ้านเรือนเท่ากับของน้ำ ต่อมาเมื่อมีการวิเคราะห์น้ำเสียจากโรงงานอุตสาหกรรม (industrial waste) พบว่าความถ่วงจำเพาะต่างไปจากน้ำดังนั้นความสัมพันธ์ของ ppm กับ mg/L จึงไม่ถูกนำมาใช้ โดยนิยมใช้ mg/L มากกว่า

Milligrams per litre (mg/L)

เทอมนี้เป็นความสัมพันธ์ของน้ำหนักต่อน้ำหนักต่อปริมาตร เป็นที่นิยมใช้กันเพราะการวิเคราะห์น้ำและน้ำเสียเป็นการเกี่ยวข้องกับของเหลวมากกว่าเพราะการวัดเป็นปริมาตรสะดวกกว่า การชั่ง โดยอาจเปลี่ยนหน่วยจาก mg/L หรือ ppm มาเป็น Lb/million gallon ได้ดังนี้  $\text{mg/L} \times 8.34 = \text{Lb/Million gallon}$  เมื่อขอเหลวมีความถ่วงจำเพาะเท่า 1 ส่วนใหญ่แล้วจะใช้เป็น mg/L มากกว่า ppm เพราะตัดปัญหาเกี่ยวกับความถ่วงจำเพาะ สำหรับสีและความขุ่นจะมีหน่วยเฉพาะ

## 2.11 ชนิดของเซลล์เคมีไฟฟ้า

เซลล์เคมีไฟฟ้า แบ่งเป็น 2 ชนิด ตามหน้าที่ของ(เซลล์ คือ เซลล์แกลวานิก หรือเซลล์โวลตอิก และเซลล์อิเล็กโทรไลต์

**เซลล์แกลวานิก หรือเซลล์โวลตอิก** เป็นเซลล์ซึ่งทำหน้าที่ให้พลังงานไฟฟ้า อันเป็นผลของการเกิดปฏิกิริยาที่ขั้วไฟฟ้าทั้ง 2 ของเซลล์อย่างต่อเนื่องสม่ำเสมอ เกิดการไหลของอิเล็กตรอนจากขั้วแคโทด โดยผ่านตัวนำไฟฟ้าภายนอก ในทางการค้า และตัวอย่างของเซลล์แกลวานิก คือ แบตเตอรี่ เซลล์เชื้อเพลิง เป็นต้น สำหรับการให้เซลล์แกลวานิกในการวิเคราะห์ เป็นการศึกษาการดำเนินไปของปฏิกิริยาเคมีของสารอิเล็กโทรไลต์ เพื่อคำนวณหาค่าคงที่ของการเกิดสมดุล (equilibrium constant) ของปฏิกิริยาที่เซลล์

**เซลล์อิเล็กโทรไลต์** เป็นเซลล์ที่ต้องใช้พลังงานไฟฟ้าจากภายนอก ในการทำให้เกิดปฏิกิริยาเคมีของสารอิเล็กโทรไลต์ตามต้องการ การดำเนินไปของปฏิกิริยาต่อเนื่องสม่ำเสมอขึ้นกับพลังงานไฟฟ้าในรูปของศักย์ที่ได้รับ การใช้ประโยชน์จากเซลล์อิเล็กโทรไลต์ในทางการค้า เป็นการแยกหรือสังเคราะห์ที่ต้องการ เช่น การสังเคราะห์โลหะอะลูมิเนียม การเกาะของโลหะเงินหรือทองบนขั้วไฟฟ้า เป็นต้น ในด้านการวิเคราะห์เซลล์อิเล็กโทรไลต์ โดยถูกใช้ในการวิเคราะห์หาปริมาณสารที่ต้องการ โดยเทคนิควิธีการวิเคราะห์แบบต่าง ๆ เช่น โวลแทมเมตรี และอิเล็กโทรเกรวิเมตรี เป็นต้น

### กระบวนการอิเล็กโทรลิซิส(Electrolysis Process )

หมายถึงกระบวนการเกิดปฏิกิริยาหรือการเปลี่ยนแปลงทางเคมีโดยอาศัยพลังงานไฟฟ้า จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงภายนอก ( ชัยวัฒน์ เจนวานิชย์ 2530)

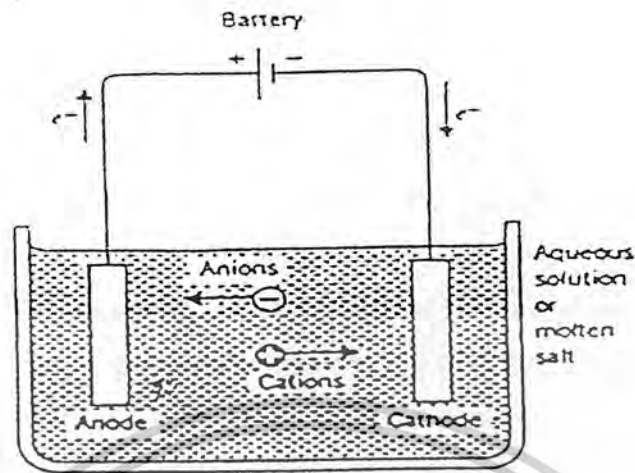
ส่วนประกอบที่สำคัญของกระบวนการอิเล็กโทรลิซิส คือ แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า อิเล็กโทรดสองขั้วและสารละลายอิเล็กโทรไลต์ ซึ่งเมื่อประกอบเข้ากันแล้วเรียกว่า “เซลล์อิเล็กโทรลิซิส (Electrolysis cell)” สำหรับอิเล็กโทรดทั้งสองนี้ คือ

1. แอโนด คือ อิเล็กโทรดที่มีปฏิกิริยาออกซิเดชันเกิดขึ้น
2. คาโทด คือ อิเล็กโทรดที่มีปฏิกิริยารีดักชันเกิดขึ้น

ในกระบวนการอิเล็กโทรลิซิส สารละลายที่นำไฟฟ้าได้เรียกว่า สารละลายอิเล็กโทรไลต์ เป็นตัวนำไฟฟ้าที่กระแสไฟฟ้าถูกนำไปโดยไอออน และจะมีเครื่องมือที่ใช้ในกระบวนการอิเล็กโทรลิซิส

เรียกว่าเซลล์ไฟฟ้า (Electrolytic Cell) ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 เซลล์ไฟฟ้า (Electrolytic Cell)

ถ้าต่อแหล่งไฟฟ้าจากภายนอกเช่นไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current, DC) เข้ากับโลหะตัวนำที่จุ่มอยู่ในสารละลายอิเล็กโทรไลต์ที่เรียกว่า อิเล็กโทรด (Electrode) อิเล็กโทรดที่ต่อกับขั้วบวกเรียกว่าแอโนด อิเล็กโทรดที่ต่อเข้ากับขั้วลบเรียกว่าแคโทด เมื่อสับวงจรให้กระแสไฟฟ้าไหลพบว่าไอออนบวก (Cation) ในสารละลายจะวิ่งไปหาขั้วลบและไอออนลบ (Anion) จะวิ่งไปหาขั้วบวก การเคลื่อนที่ของไอออนบวก และลบในสารละลายเป็นผลมาจากการผ่านกระแสไฟฟ้าจากภายนอกเข้าไปเรียกว่า และการนำไฟฟ้า (Electrolytic Conduction) เมื่อไอออนบวกเคลื่อนที่ถึงแคโทดปฏิกิริยาเคมีจะเกิดขึ้น โดยที่แคโทดมีอิเล็กตรอนเหลือเพื่อ ไอออนบวกจะรับอิเล็กตรอนจากแคโทด ดังนั้นที่ขั้วแคโทดจะเกิดปฏิกิริยารีดักชัน เป็นปฏิกิริยาที่รับอิเล็กตรอนขณะเดียวกันที่ขั้วแอโนดหรือมีขั้วที่ขาดแคลนอิเล็กตรอน ไอออนลบจะเคลื่อนที่ไปที่อิเล็กตรอนแก่ขั้วแอโนด เพราะฉะนั้นที่ขั้วแอโนด จะเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชัน คือปฏิกิริยาที่ให้อิเล็กตรอนในสารละลายอิเล็กโทรไลต์จะเกิดปฏิกิริยารีดอกซ์ที่ขั้วไฟฟ้าทั้งสอง และสารละลายจะนำไฟฟ้าไปเรื่อย ๆ ทรายเท่าที่เกิดปฏิกิริยาเคมีอยู่

อิเล็กตรอนที่ไอออนลบให้กับขั้วบวก จะวิ่งออกจากขั้วบวกผ่านวงจรภายนอกเข้าสู่ขั้วลบจะเห็นได้ว่าการนำไฟฟ้าจะมีอิเล็กตรอนไหลผ่านเส้นลวดที่อยู่นอก แต่ภายในสารละลายการนำไฟฟ้าจะอาศัยการเคลื่อนที่ของไอออนบวกและไอออนลบ ตลอดเวลาที่มีไอออนเคลื่อนที่หรือการเกิดปฏิกิริยาที่อิเล็กโทรดระบบจะต้องรักษาความเป็นกลางทางไฟฟ้าเสมอ ดังนั้นทุกครั้งที่ไอออนลบหนึ่งไอออนเคลื่อนที่ออกไป และจะต้องมีไอออนบวกหนึ่งไอออนเคลื่อนที่ออกไปด้วยหรือไม่ก็ต้องมีไอออนลบหนึ่งไอออนเคลื่อนที่เข้าหาขั้วบวก ไอออนบวกหนึ่งไอออนจะต้องเคลื่อนที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าหาขั้วลบทันที ที่อิเล็กโทรดทั้งสองก็เช่นกัน ทุกครั้งที่ไอออนลบให้อิเล็กตรอนกับขั้วบวก จะต้องมีไอออนบวกที่ขั้วลบรับอิเล็กตรอนหนึ่งอิเล็กตรอนทันทีเช่นกัน

การทำอิเล็กโทรลิซิสสารละลายที่ประกอบด้วยไอออนของโลหะต่าง ๆ ศักย์ไฟฟ้าที่ให้แก่เซลล์เพียงพอที่จะทำให้ไอออนเหล่านั้นเกิดปฏิกิริยารีดอกซ์ได้ ไอออนเหล่านั้นจะเกิดการให้และรับอิเล็กตรอนแล้วเกิดเป็นโลหะอิสระเกิดขึ้น โลหะที่เกิดขึ้นนี้สามารถเกาะที่ขั้วแคโทด ถ้ามีการชั่งชั่งก่อนที่จะมีโลหะมาเกาะ กับภายหลังที่มีโลหะมาเกาะ ก็จะสามารถหาน้ำหนักของโลหะที่เกิดขึ้นจากกระบวนการอิเล็กโทรลิซิสได้

การควบคุมศักย์ไฟฟ้าของเซลล์ เป็นสิ่งจำเป็นมากในการทำอิเล็กโทรไลซิส ถ้าในการทดลองให้ศักย์ไฟฟ้าแก่เซลล์มากไป จะทำให้ไอออนอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการ เกิดปฏิกิริยารีดอกซ์แล้วเข้าเกาะที่ขั้วถ้าศักย์ไฟฟ้านั้นเพียงพอที่จะทำให้มันเกิดปฏิกิริยารีดอกซ์ และโดยการคำนวณตามทฤษฎีสามารถหาค่าศักย์ไฟฟ้าที่จะทำให้ไอออนของโลหะที่ต้องการเกิดปฏิกิริยารีดอกซ์กลายเป็นโลหะเกาะขั้วได้ เช่นการทำอิเล็กโทรลิซิสทองแดงไอออน ปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นที่ขั้วทั้งสองมีดังนี้

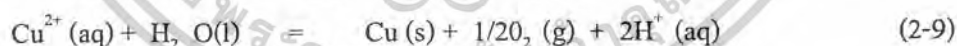
ที่ขั้วแคโทด



ที่ขั้วแอโนด



ปฏิกิริยาสุทธิของเซลล์



ศักย์ไฟฟ้าของเซลล์

$$\begin{aligned} E^{\circ}_{\text{cell}} &= E^{\circ}_{\text{cathode}} - E^{\circ}_{\text{anode}} \\ &= +0.34 - 1.23 \\ &= -0.89 \text{ V} \end{aligned}$$

ศักย์ไฟฟ้ามาตรฐานของเซลล์เท่ากับ  $-0.89 \text{ V}$

ตามสมการของเนิร์นสต์

$$E_{\text{cell}} = E^{\circ}_{\text{cell}} - 0.059/n \log [\text{Po}_2]^{1/2} [\text{H}^{+}]^2 / [\text{Cu}^{2+}]$$

เมื่อ  $\text{Po}_2$  คือ ความดันของแก๊สออกซิเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[\text{Cu}^{2+}] = 0.1 \text{ M}$$

$$[\text{H}^+] = 1 \text{ M}$$

$$[\text{P}_{\text{O}_2}] = 1 \text{ atm}$$

$n$  คือ จำนวนอิเล็กตรอนที่เกี่ยวข้องในปฏิกิริยาเท่ากับ 2

$$E_{\text{cell}} = -0.89 - 0.591 / 2 \log 1/0.1$$

$$= -0.89 - 0.03$$

$$= -0.92 \text{ V}$$

ศักย์ไฟฟ้าของเซลล์คือมีค่าเป็นลบแสดงว่า ปฏิกิริยานี้เกิดขึ้นเองไม่ได้ (ถ้าเป็นบวกปฏิกิริยาเกิดขึ้นเองได้) เพราะฉะนั้นปฏิกิริยาจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อได้พลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแบตเตอรี่ถ้าค่อย ๆ เพิ่มศักย์ไฟฟ้าเข้าไปในสารละลายจากศูนย์ไปเรื่อย ๆ ในระยะแรกกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสารละลายจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นด้วยอัตราที่ต่ำจนกระทั่งมีศักย์ไฟฟ้า 0.92 V จึงจะทำให้เกิดปฏิกิริยาข้างบนนี้ได้ ซึ่งศักย์ไฟฟ้าน้อยที่สุดให้แก่เซลล์ และแล้วก็สามารถเกิดปฏิกิริยาตามที่ต้องการเรียกว่าศักย์ไฟฟ้าแตกตัว (Decomposition Potential) เป็นค่าศักย์ไฟฟ้าที่พอดีที่จะเริ่มทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านภายในเซลล์ ค่าศักย์ไฟฟ้าแตกตัวเป็นค่าที่ไม่แน่นอน ขึ้นอยู่กับลักษณะของอิเล็กโทรดและสถานะอื่นๆ ด้วย ค่าศักย์ไฟฟ้าแตกตัวที่ควรได้จะเป็นค่าเดียวกับและค่าของศักย์ย้อนที่ไฮดรอกไซด์และอิเล็กโทรดในสารละลายอยู่ในสถานะสมดุล [Reversible Potential ( $E_r$ )] เพราะฉะนั้นจะเห็นว่าศักย์ไฟฟ้าแตกตัวจะมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ Reversible Potential และที่ศักย์ไฟฟ้าแตกตัวนี้ จะเห็นปฏิกิริยาเกิดขึ้นที่แอโนดมีฟองแก๊ส ที่แคโทดมีโลหะทองแดงมาเกาะ และจากนี้กระแสไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อเพิ่มศักย์ไฟฟ้าให้สูงขึ้น และเป็นสัดส่วนโดยตรงกันทำให้ลักษณะการเพิ่มขึ้นเป็นเส้นตรง ในทางปฏิบัติต้องให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านในเซลล์ให้มากขึ้นเพื่อทำให้เกิดปฏิกิริยาได้อย่างสมบูรณ์ จึงต้องให้ศักย์ไฟฟ้ามากกว่าที่คำนวณได้ตามทฤษฎี จึงจะทำให้เกิดอิเล็กโทรลิซิสได้สมบูรณ์ ทั้งนี้เพราะภายในเซลล์ยังมีศักย์ไฟฟ้าที่เกิดจากศักย์ไฟฟ้าส่วนเกิน หรือศักย์ไฟฟ้าเกินตัว (Overpotential หรือ Overvoltage) สามารถเกิดได้ทั้งที่ขั้วแคโทดและขั้วแอโนด ศักย์ไฟฟ้าเกินตัวเป็นปรากฏการณ์ที่ค่อนข้างซับซ้อน และขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง

### 1. Activation Overvoltage

เกิดเนื่องจากการถ่ายเทอิเล็กตรอนเกิดขึ้นช้า เพราะมีพลังงานกระตุ้นสูง

### 2. Resistance Overvoltage

เกิดเนื่องจากสารละลายบางอย่างมีความต้านทานมาก และไม่เท่ากันในบริเวณต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. Concentration Overvoltage

เกิดเนื่องจากความเข้มข้นรอบ ๆ อิเล็กโทรดมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาทำให้การนำไฟฟ้าลดลง

นอกจากนี้ยังมีผลจากความต้านทานภายในเซลล์ ดังนั้นในการทดลองจริง ๆ เราจำเป็นต้องให้ศักย์ไฟฟ้าแก่เซลล์มากกว่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี

ในการบำบัดน้ำโดยอาศัยหลักการอิเล็กโทรลิซิสต้องมีการควบคุมสภาวะต่าง ๆ ของสารละลายเพราะจะมีผลต่อการเกาะของโลหะที่ขั้วเช่น คุณสมบัติของโลหะ ส่วนประกอบของสารละลาย ความเป็นกรด-เบสของสารละลาย (pH) ค่าการนำไฟฟ้าของสารละลาย (Conductivity) อุณหภูมิของสารละลาย ความเข้มข้นเริ่มต้นของโลหะในสารละลาย ศักย์ไฟฟ้าที่ให้แก่เซลล์ความหนาแน่นของกระแส เหล่านี้จะทำให้การทำอิเล็กโทรลิซิสเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ

ปัจจุบันหลักการอิเล็กโทรลิซิสได้มีการพัฒนาในหลาย ๆ ด้านเช่น กระบวนการแยกโลหะ โครงสร้างรูปร่างของเครื่องมือ หรือที่เรียกว่าเซลล์ ระบบการทำงานที่แตกต่างกันไป

#### 2.12 กฎของฟาราเดย์เกี่ยวกับอิเล็กโทรไลซิส

ไมเคิล ฟาราเดย์ (Michael Faraday) ค้นพบความสัมพันธ์แบบปริมาณวิเคราะห์ระหว่างปริมาณไฟฟ้า และการเปลี่ยนแปลงทางเคมีที่เกิดขึ้นที่ขั้วอิเล็กโทรด และระยะเวลาที่ให้กระแสไหลผ่าน

ความมากน้อยของการเปลี่ยนแปลงทางเคมี จะมีความสัมพันธ์กับจำนวนอิเล็กตรอนที่มีการถ่ายเทในปฏิกิริยาออกซิเดชัน-รีดักชัน ตัวอย่างเช่น การรีดิวซ์ไอออนของทองแดงให้เป็นโลหะทองแดง



หนึ่ง โมลของไอออนของทองแดงทำปฏิกิริยากับสอง โมลของอิเล็กตรอน และเนื่องจากจำนวนอิเล็กตรอนมีความสัมพันธ์โดยตรงกับปริมาณไฟฟ้า เพราะฉะนั้นการรีดิวซ์ไอออนของทองแดงเพื่อให้ได้โลหะหนึ่ง โมลจะต้องใช้ปริมาณไฟฟ้าสองเท่า

ปริมาณไฟฟ้าที่จะต้องผ่านเข้าไปในเซลล์ และเพื่อให้อิเล็กตรอนหนึ่ง โมลทำปฏิกิริยาเพื่อให้เกิดออกซิเดชัน-รีดักชัน เรียกว่าหนึ่งฟาราเดย์ ดังนั้นจากสมการจะต้องใช้ปริมาณไฟฟ้าสองฟาราเดย์เพื่อทำให้ไอออนของทองแดงเกิดเป็นโลหะทองแดงหนัก 63.54 กรัม

ปริมาณไฟฟ้ามีหน่วยเป็นคูลอมบ์ (Coulomb)

$$Q = It$$

Q เป็นปริมาณไฟฟ้าหน่วย คูลอมบ์ (C)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I เป็นกระแสไฟฟ้าหน่วย แอมแปร์ (A)

t เป็นเวลาในหน่วย วินาที (s)

ปริมาณไฟฟ้าหนึ่งฟาราเดย์ (F) เป็นผลคูณของประจุไฟฟ้ากับจำนวนอิเล็กตรอนหนึ่งโมล เมื่อประจุของอิเล็กตรอนเท่ากับ  $1.6210 \cdot 10^{-19} N_A$  คือ เลขอาโวกาโดร (Avogadro Number)

$F = eN_A = (1.6210 \cdot 10^{-19})(6.02252 \cdot 10^{23} \text{ mol}^{-1}) = 96,487 \text{ Cmol}^{-1}$  หรือ 1 ฟาราเดย์ = 96,487 C

น้ำหนักของสารที่เกิดขึ้นที่อิเล็กโทรดโดยการผ่านปริมาณไฟฟ้า 96,487 C เข้าไปในเซลล์อิเล็กโทรไลติกเป็นน้ำหนักสมมูลของสารนั้น ซึ่งเป็นน้ำหนักที่เกิดขึ้นจากไอออนของ โลหะรับอิเล็กตรอนหนึ่งโมล

สรุปได้ว่า ปริมาณไฟฟ้าหนึ่งฟาราเดย์ จะทำให้ผลิตผลที่ได้จากออกซิเดชันหรือรีดักชันในกระบวนการอิเล็กโทรไลซิสหนักเท่ากับหนึ่งกรัมสมมูลเสมอ

ดังนั้นกระบวนการอิเล็กโทรไลซิสไอออนของทองแดง ถ้าผ่านปริมาณไฟฟ้าเข้าไปในหนึ่งฟาราเดย์ โลหะทองแดงที่ได้จากรีดักชันที่แคโทดจะมีน้ำหนัก  $63.54 / 2 = 31.77$  กรัม ซึ่งเป็นน้ำหนักสมมูลของทองแดง

ดังนั้นฟาราเดย์จึงตั้งกฎขึ้นเรียกว่า “ กฎอิเล็กโทรไลซิสของฟาราเดย์ ” (Faraday's Laws of Electrolysis) ดังนี้

1. มวลของสารที่เกิดขึ้นที่แอโนดหรือแคโทด ในขณะที่เกิดอิเล็กโทรไลซิสจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านเข้าไปในเซลล์
2. มวลของสารต่าง ๆ กัน ที่เกิดขึ้นในระหว่างการอิเล็กโทรไลซิสที่ใช้ปริมาณไฟฟ้าเท่ากัน จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับน้ำหนักสมมูลของสารนั้น ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

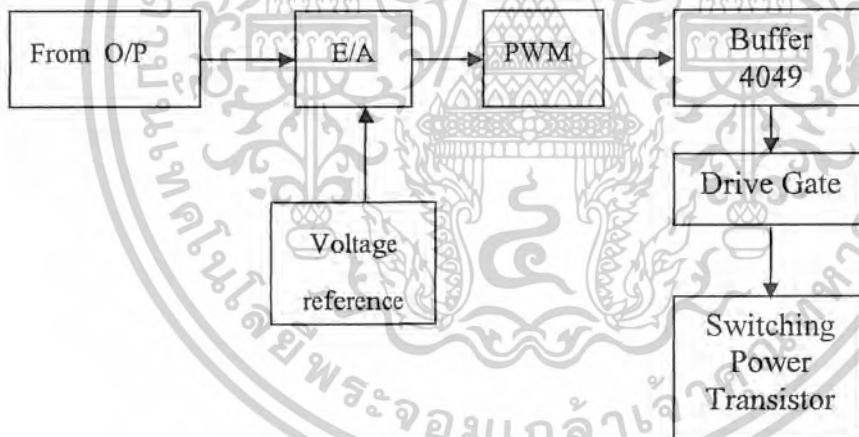
## บทที่ 3

### หลักการการทำงานของวงจร

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ได้จัดทำขึ้นนี้ จะประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิตชิงซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุทมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

#### 3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต

#### 3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุทที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดันและอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุทจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดิมอดคูเลชัน ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของตัวเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับวงจรส่วนของการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



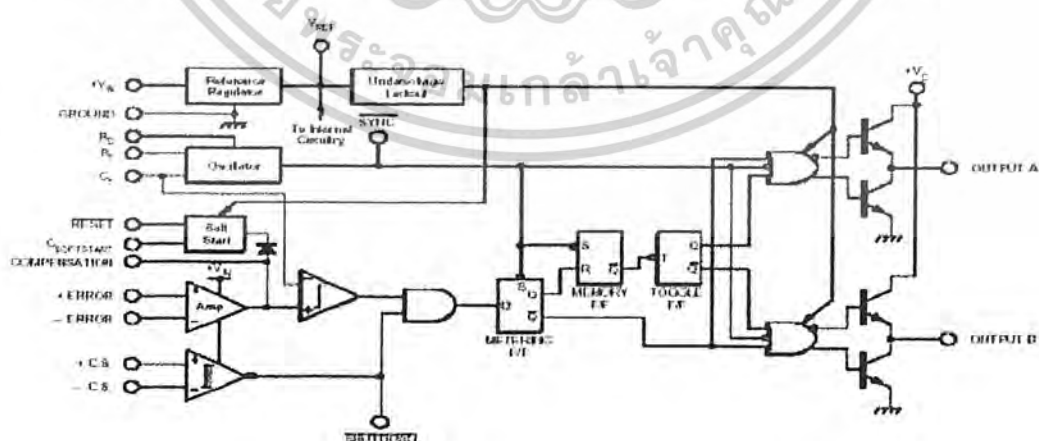
**Set Current Value** วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดคูเลชั่น เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต ต่อไป

**Voltage amplifier** วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาท์พุทของวงจร โดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมขั้วที่เคอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านขั้วเคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออป-แอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว เพาเวอร์มอสเฟต ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาท์พุท

**No-Load voltage regulator** วงจรนี้จะทำงานเมื่อมีแรงดันป้อนกลับมาจากทางเอาท์พุท ซึ่งจะแสดงสถานะ 2 ค่าเท่านั้นคือ หากสวิตซ์ทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมามีค่าต่ำ นั่นคือไม่มีข้อมูลส่งกลับมา นั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรอยู่ในสถานะที่แรงดันป้อนกลับมามีค่าสูงแสดงว่ามีสัญญาณป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัวไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณของการสวิตให้มีความถี่กว้างหรือ แคบอันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงทำให้เกิดการสูญเสียลดลงด้วย

### 3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขา อินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรถ่ายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรถ่ายตัววัดมอดูล์เพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถ่ายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรถ่ายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอสเฟท เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขา รีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจาก ทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรถ่ายเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรถ่ายเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับส่งชัตดาวน์จากวงจรถ่ายนอกโดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ  $R_t$  เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ  $C_t$  ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

ขา 11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัวต้านทาน  $R_d$  ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า  $R_d$  ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าเวลาหยุดนำกระแสอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซคกัน

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13,16 เป็นขาเอาท์พุทพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาท์พุททั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรถ่ายคอนเตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาท์พุทภายในที่ใช้ มอสเฟท ต่อกันแบบคอมพลีเมนต์รี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจร สร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

### 3.1.3 วงจรขับ

วงจรขับประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลต่อกันแบบคอมพลิเมนต์จำนวนสองชุด โดยเอาที่พุตของวงจรคอมพลิเมนต์ทั้งสองนั้นจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตซ์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

Inverter Buffer นำมาต่อทางอินพุตเพื่อ

1. ต้องการเพิ่มระดับการสวิงของสัญญาณพัลส์กระตุ้นเกตให้สูงขึ้นจนถึงระดับสูงสุดเกือบเท่าไฟเลี้ยงคือ 15V
2. เพื่อต้องการกระตุ้นเกตนี้คงสภาพเป็นสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมที่แน่นอนทั้งเวลาขอบขาขึ้นและเวลาขอบขาลงของสัญญาณพัลส์เมื่อเวลาขอบขาลงของสัญญาณพัลส์เมื่อความถี่สูงขึ้นเพราะพัลส์ที่เหลี่ยมจะมีข้อเสียเมื่อความถี่ของพัลส์สูงขึ้นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมจะไม่เป็นสี่เหลี่ยมสมบูรณ์แบบจะมีลักษณะโค้งมนซึ่งจะทำให้เกิดการผิดพลาดได้
3. เพื่อต้องการให้ค่ากระแสสัญญาณพัลส์ขับเคลื่อนที่เพิ่มสูงขึ้นจนสามารถขับเคลื่อนเกตที่มีสภาพเป็นค่าความจุในเกตของเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยไม่มีเกิดการผิดพลาด

### 3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรท์ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิรท์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต สวิตซ์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงของขดลวดปฐมภูมิเมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิและทำการเรียงกระแส กรองกระแสแล้วก็จะได้อเอาต์พุตเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ โดยมีรายละเอียดของวงจรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ซีกล่างเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณซีกบนหรือซีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันรีปเปิ้ลมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกันที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นี้อยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลง ได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะ ไม่ต่อเนื่องในส่วนของกรรกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆ หรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆ ได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายาก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องจากจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุก็คือด้วย

### 3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟต โดยเพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรถวลุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรถวลุมก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต มีค่าสูงมากเกินไปกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟต จะเกิดการอิมดับโดยวงจรถวลุมประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต คือ ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอเรรี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อ ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัว เพาเวอร์มอสเฟต หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นเมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟต สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอเรรี่ซึ่งต่ออยู่กับ เพาเวอร์มอสเฟต กตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะ ไบแอสตรงดังนั้น ไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัว เพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ในการออกแบบเราควรเลือกค่าฟลักแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานประมาณครึ่งหนึ่งของฟลักแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัว ( $B_{max} = B_{sat}/2$ ) เพื่อความปลอดภัยของวงจร อันเนื่องมาจากหม้อแปลงอิ่มตัว

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = (V_p * 10^8) / (K * f * B_{max} * A_e)$$

โดยที่  $N_p$  คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)

$V_p$  คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด (โวลท์)

$K$  คือค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

$f$  คือค่าความถี่ (เฮิรต์)

$A_e$  คือค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

จากค่าตัวชี้ของแกน U-60 เราจะทราบค่า

$$B_{sat} = 3300 \text{ G ที่ } 100 \text{ องศาเซลเซียส ; } B_{max} = 2400 \text{ G}$$

$$A_e = 2.25 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_c = 7.8 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

แรงดันไฟกระแสสลับจะมีค่า 180-260V

$$\text{เลือกค่า } V_{in} (\text{ต่ำสุด}) = (180 * 1.414) - 20 = 234.52 V_{DC}$$

แทนค่า

$$N_p = (234.52 * 10^8) / [(4)(27 * 10^3)(2400)(2.25)]$$

$$= 40 \text{ รอบ}$$

แต่แกน U-60 นี้สามารถพันได้สูงสุด 12 รอบ

เนื่องจาก กระแสสูงสุดที่ไหลในขดไฟโหมรี ประมาณ 15A สายทองแดงจะกำหนดความหนาแน่น

กระแสประมาณ 400cm/A ขนาดของสายเท่ากับ  $15A * 400 \text{ cm/A} = 6000 \text{ cm}$  พบว่าจะใช้สาย

ทองแดงเบอร์ 12 AWG แต่สายทองแดงที่มีอยู่คือ เบอร์ 24 AWG จะต้องใช้สายทองแดงประมาณ 15

เส้นมาตีเกลียว

เมื่อพันขดไฟโหมรีได้ประมาณ 12 รอบ

และถ้าพิจารณาที่  $V_{in} (\text{สูงสุด}) = (260 * 1.414) + 20 = 387.64 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่า  $B_{max}$  อีกครั้ง แทนค่าในสูตร พบว่าค่า  $B_{max}$  มีเท่ากับ 13,293.55 G ซึ่งมากกว่าค่า  $B_{sat}$  จึงต้องมีการเพิ่มแกน เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลง ให้แกนทั้งหมด 6 แกน หลังจากนั้น คำนวณหาจำนวนรอบที่ขดเสดคั่นนารี

$$N_s = N_p * V_s / V_p = 12 * 50 / 234.52 = 3$$

จะได้จำนวนรอบประมาณ 3 รอบ

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 12 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 3 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 4 ต่อ 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงพบว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีค่ามาก จึงจำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกันซึ่งการพันในลักษณะนี้พบว่าจะเกิดปัญหาเรื่องของความหนาแน่นและทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมากมีผลให้เกิดการสูญเสียทางแม่เหล็กไฟฟ้าและอาจทำให้เกิดการออซซิลเลชันได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

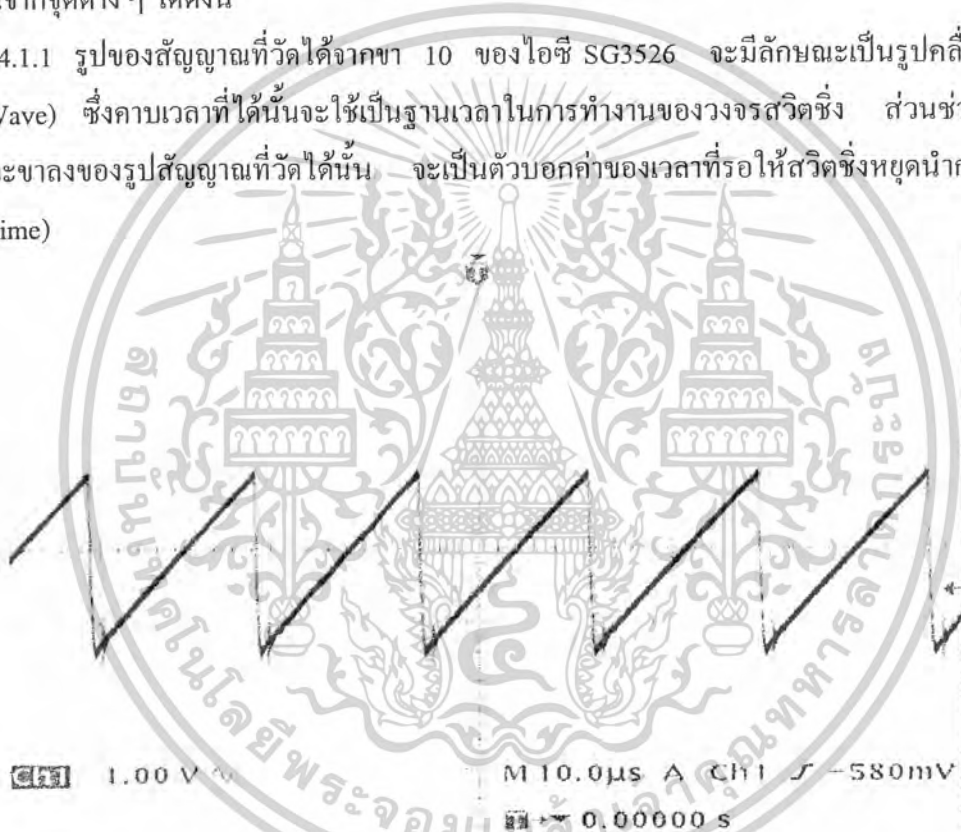
### การทดลองและผลการทดลอง

การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายเอาสัญญาณ ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

#### 4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร

การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายเอาสัญญาณ ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

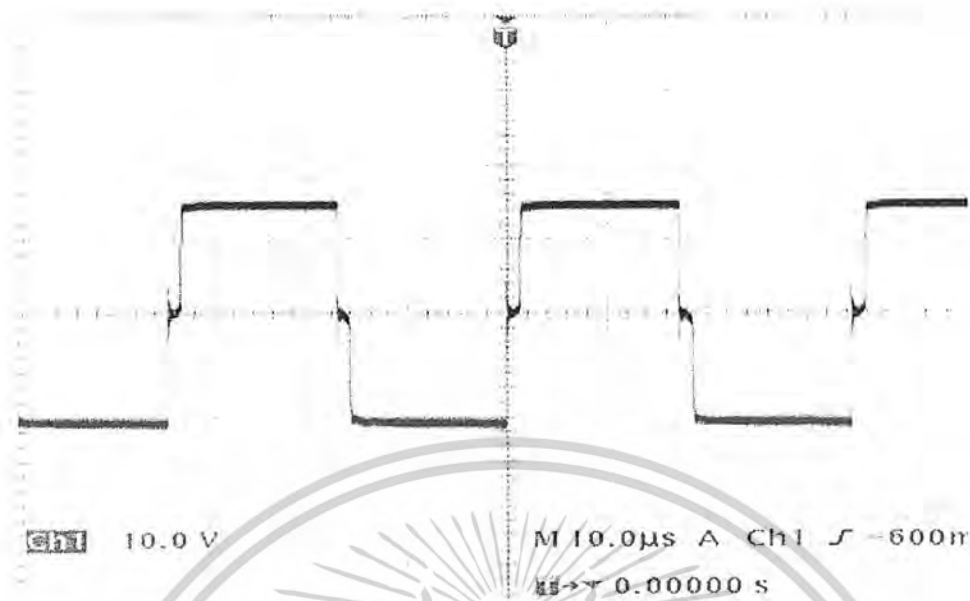
4.1.1 รูปของสัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ซึ่งคาบเวลาที่ได้นั้นจะใช้เป็นฐานเวลาในการทำงานของวงจรถ่ายเอาสัญญาณในช่วงเวลาในจังหวะกลางของรูปสัญญาณที่วัดได้นั้น จะเป็นตัวบอกค่าของเวลาที่รอให้สวิตช์หยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

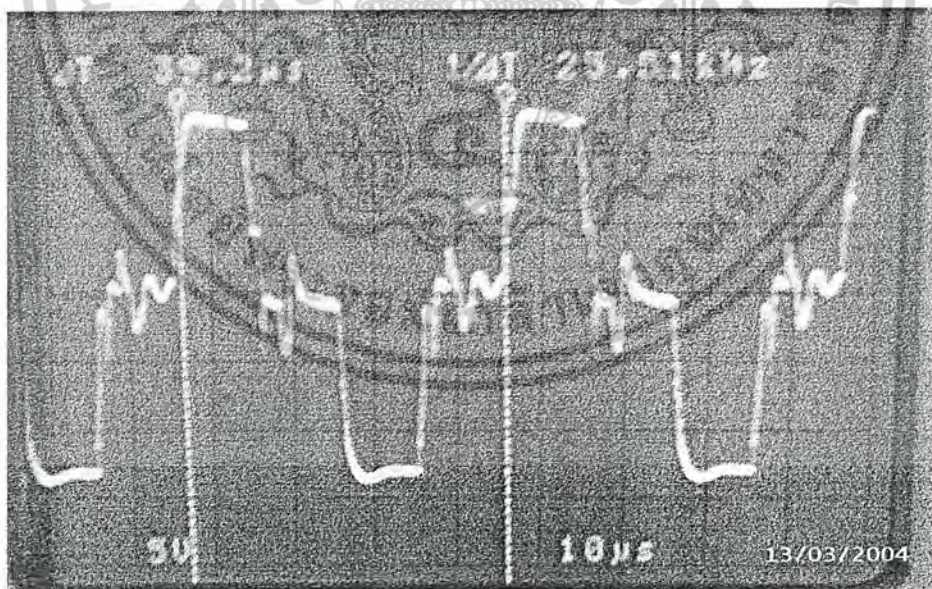
4.1.2 รูปของสัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเข้าที่พัลส์ของภาคคอลลโทรลที่ส่งไปเปรียบเทียบกับ เพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของไอจีบีที โดยผ่านทางวงจรขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526

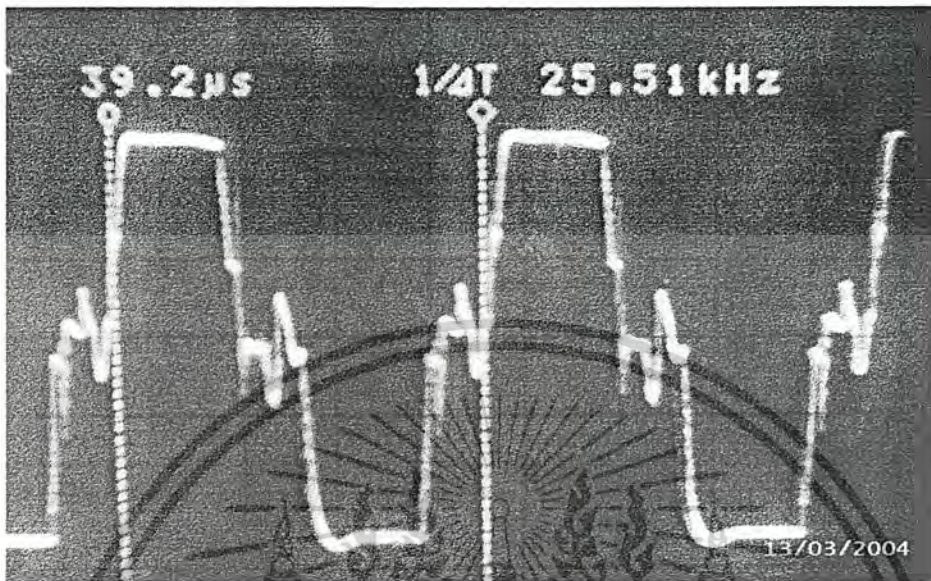
4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลง เพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่ยังขาดของไอจีบีที ที่โหลด 4 โอห์ม 5 v/Div , 10 usec/Div



รูปที่ 4.3 สัญญาณที่วัดได้ที่ขาเกต ไอจีบีที ที่โหลด 4 โอห์ม

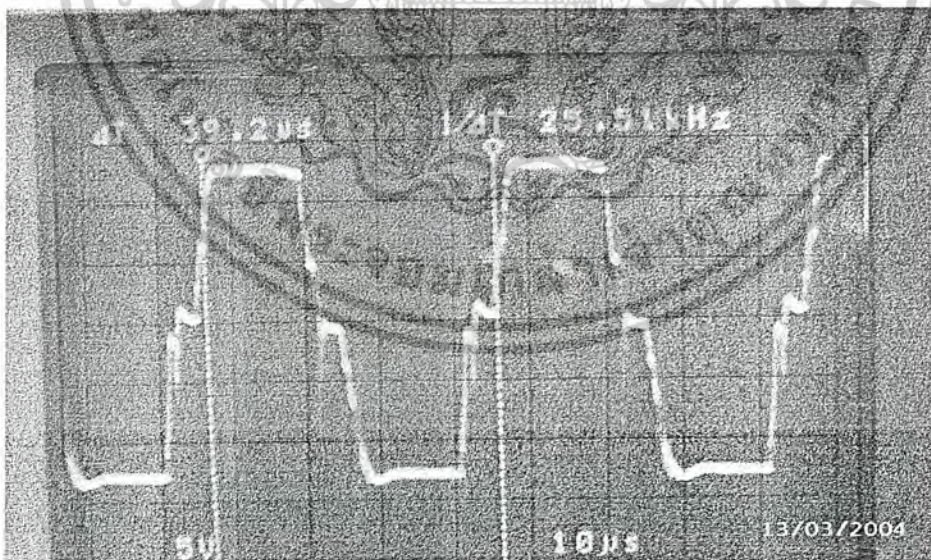
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สัญญาณที่ขาเกิดของไอจีบีที ที่โหลด 2 โอห์ม 5v/Div , 10 usec/Div



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ขาเกิดของไอจีบีที ที่โหลด 2 โอห์ม

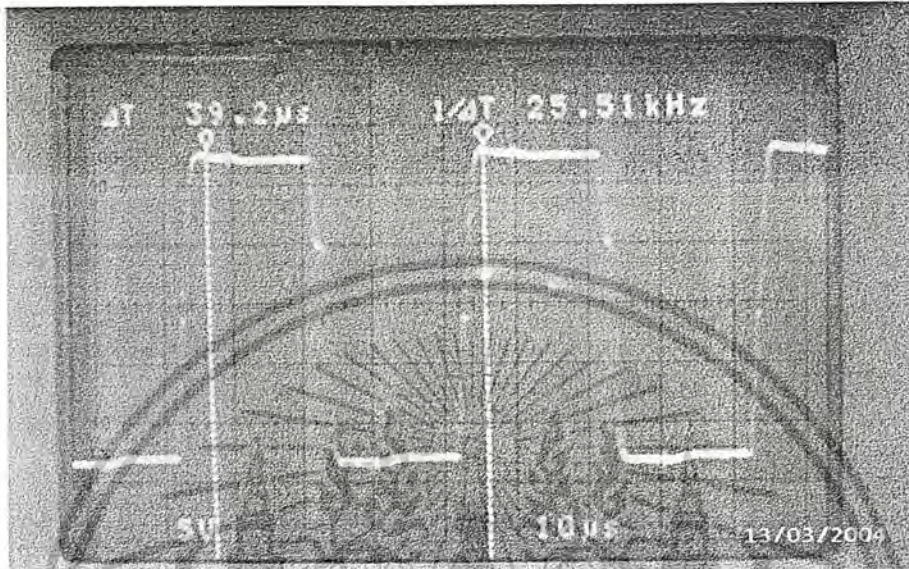
- สัญญาณที่ขาเกิดของไอจีบีที ที่โหลด 1 โอห์ม 5v/Div , 10usec/Div



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่ขาเกิด ที่โหลด 1 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สัญญาณที่ขาเกิดของไอจีบีที ที่โหลด 0.5 โอห์ม 5v/Div ,10usec/Div



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ขาเกิด ที่โหลด 0.5 โอห์ม

#### 4.2 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

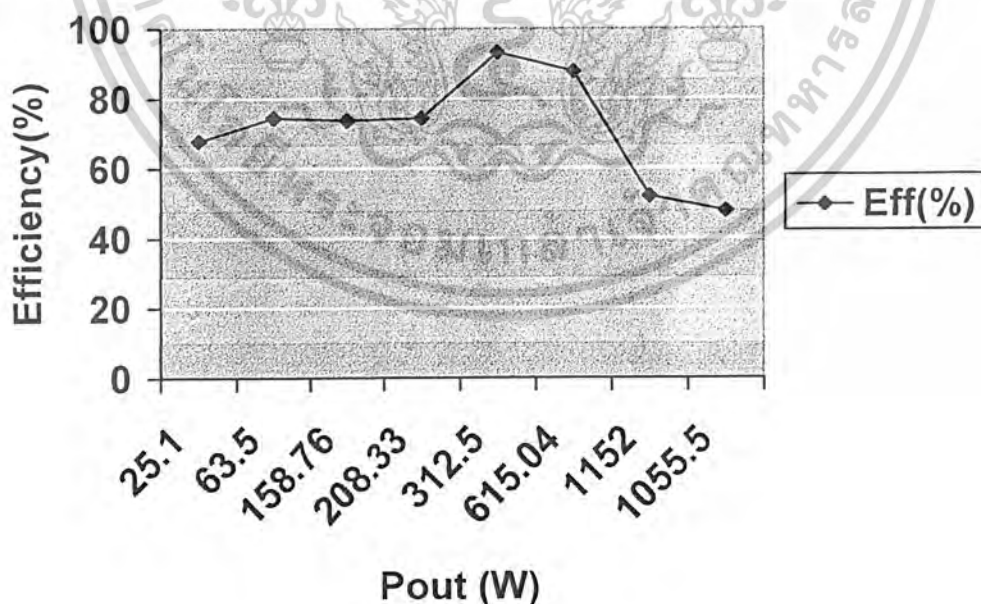
ผลการทดลองประสิทธิภาพ ความสัมพันธ์ของค่ากระแสทางด้านอินพุต และค่ากระแสทางด้านเอาต์พุต โดยการต่อโหลดภาระค่าต่างๆ เข้าทางด้านเอาต์พุต และทำการวัดแรงดันทางด้านเอาต์พุต แรงดันอินพุตนำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่าพลังงานทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต แล้วนำค่ากำลังงานที่ได้ทั้งสองค่ามาคำนวณค่าประสิทธิภาพ ซึ่งค่าต่างๆที่คำนวณได้แสดงดังตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าต่างๆที่สามารถวัดได้ ที่ความถี่ 22KHz

Load ( $\Omega$ )	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Io (A)	Po (W)	$\eta$ (%)
25	308	0.12	36.96	25.1	1.0	25.1	67.9
10	304	0.28	85.12	25.2	2.52	63.5	74.6
4	307	0.70	214.9	25.2	6.3	158.76	73.87
3	304	0.92	279.68	25.1	8.3	208.33	74.48
2	299	1.12	334.88	25.0	12.5	312.5	93.32
1	292	2.4	700.8	24.8	24.8	615.04	87.86
0.5	272	7.08	1925.76	24.0	48.0	1152.0	59.82
0.3	270	8.16	2203.2	17.8	59.3	1055.54	47.9

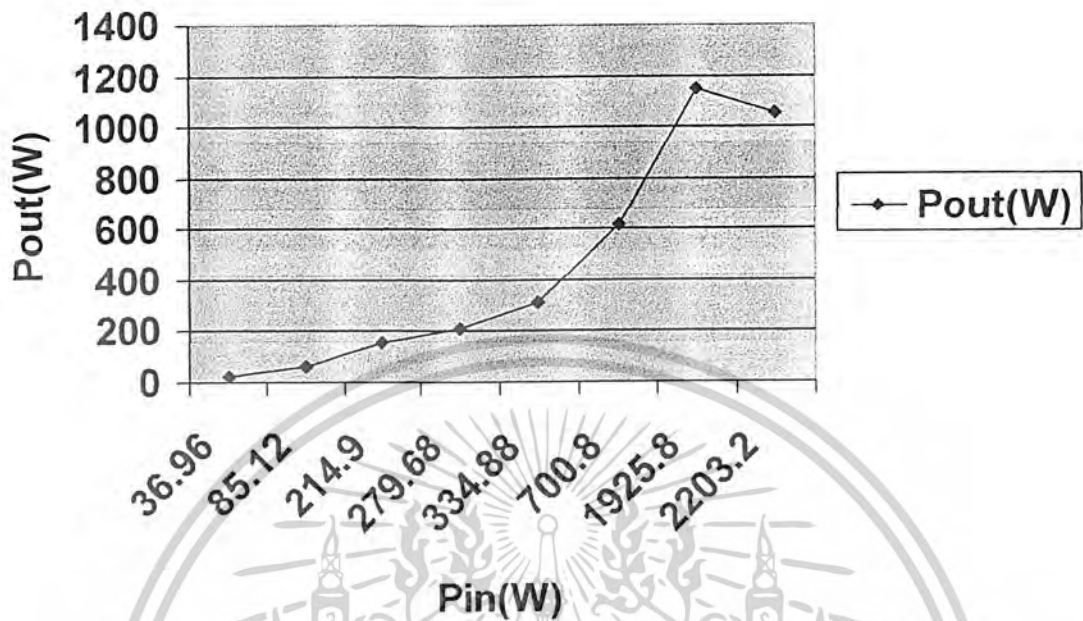
กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพและกำลังทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังทางด้านเอาต์พุต

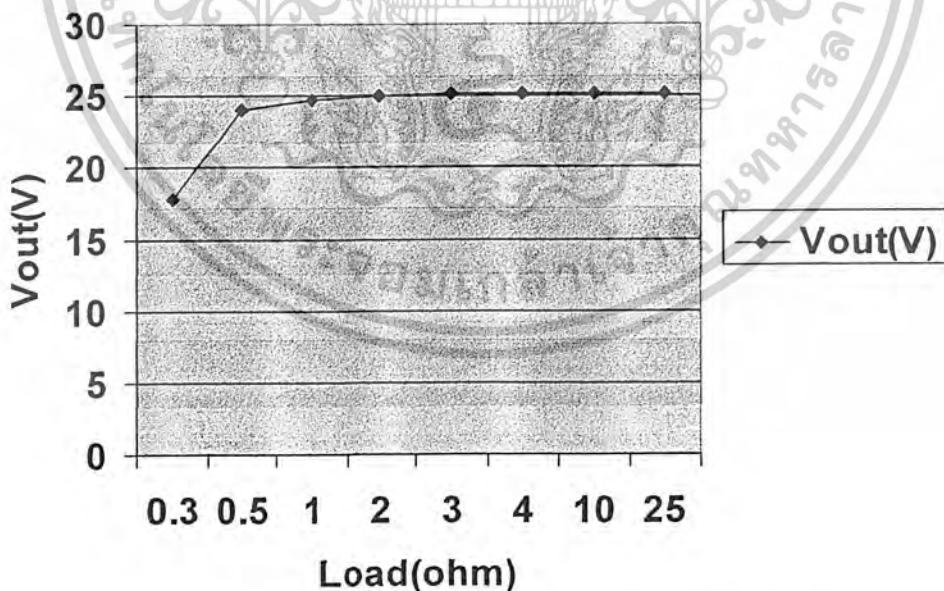
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุต(Pin)และกำลังทางด้านเอาต์พุต(Pout)



รูปที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดค่าต่างๆและแรงดันที่เอาต์พุต



รูปที่ 4.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดค่าต่างๆและแรงดันที่เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทดลองในการบำบัดน้ำเสีย

### 4.3 การเตรียมการทดลอง

จากทฤษฎีและหลักการที่กล่าวมาข้างต้น จะถูกนำมาใช้ในการหาคุณสมบัติของเครื่องทิ้งระยะห่างระหว่างเฟลท ค่าของแรงดันที่เหมาะสมในการบำบัด เพื่อให้เหมาะกับขนาดความเข้มข้นของสารละลาย  $\text{CuSO}_4$  ที่กำหนดที่ค่าความเข้มข้นหนึ่ง

#### การเตรียมสารละลาย $\text{CuSO}_4$ ที่ใช้ในการทดลอง

จากการศึกษาคุณสมบัติของธาตุต่าง ๆ ที่เป็นส่วนประกอบของ  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$  ขนาดน้ำหนักของธาตุต่าง ๆ เป็นไปตามตาราง 4.2

ตารางที่ 4.2 น้ำหนักของธาตุต่าง ๆ ใน  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$  250 กรัม

ธาตุ	น้ำหนัก (กรัม)
Cu	63.546
S	32
O	64
$5\text{H}_2$	90
รวม	249.546

เมื่อใช้  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$  จำนวน 249.545 กรัม หรือประมาณ 250 กรัม ผสมน้ำกลั่น จะได้ความเข้มข้นของ  $\text{CuSO}_4$  1 mol/L หรือได้  $\text{Cu} = 63.546 \text{ g/L}$

แต่เนื่องจากการทดลองนี้มีการทดลองนี้มีการทดลองจำนวนหลายครั้ง การใช้  $\text{CuSO}_4$  250g จะเป็นการสิ้นเปลืองอย่างมากจึงใช้  $\text{CuSO}_4$  เพียง 50g ซึ่งขนาดน้ำหนักของธาตุต่างเป็นตาม

ตารางที่ 4.3 น้ำหนักของธาตุต่างๆใน  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$  50 กรัม

ธาตุ	น้ำหนัก (กรัม)
Cu	12.7
S	6.4
40	12.8
$5\text{H}_2$	18
รวม	49.9

ในการทดลองจะใช้  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O} = 50 \text{ g}$  ต่อน้ำ 10 ลิตร

$$\text{Cu} = (12.7\text{g}) / 10\text{L} = 1.27 \text{ g}$$

#### อุปกรณ์การทดลอง

1. ก่องพลาสติก ขนาด กว้าง 37 ซม. ยาว 51 ซม. สูง 21 ซม.
2. แผ่นเพลทอลิเกด โครด ประกอบด้วย
  - แผ่นสแตนเลส ขนาด 15\*30 ตารางเซนติเมตร จำนวน 6 แผ่น
3. สารละลาย  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$
4. น้ำสะอาด(น้ำประปา)
5. โวลท์มิเตอร์
6. แอมป์มิเตอร์
7. ขวดพลาสติกสำหรับเก็บตัวอย่างน้ำ
8. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ิ่ง 25 โวลต์ 50 แอมแปร์

#### 4.4 การทดลองที่ 1 ทหาระยะห่างระหว่างเพลท

##### การทดลองที่ 1.1 คูปฏิกิริยาที่การนำขั้วน้ำที่ไม่มีสารละลายทองแดง

1. เตรียมน้ำประปา 10 ลิตร แล้วใส่ในก่องพลาสติกที่เป็นระบบจำลอง
2. นำเพลทสแตนเลส ขนาด 15\*30 ตารางเซนติเมตร ไปติดตั้งในก่องพลาสติกที่ทำเป็นระบบจำลอง กำหนดระยะห่างเริ่มต้นของแผ่นเพลท ที่ 4 เซนติเมตร แล้วทำการทดลอง
3. บันทึกผลของแรงดัน,กระแสทางด้านกระแสตรง และเก็บตัวอย่างน้ำเพื่อนำไปตรวจสอบความเข้มข้นของไอออนทองแดง ตั้งแต่ 0, 5 และ 10 นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เปลี่ยนระยะห่างของเพลทเป็น 3 และ 2 ตามลำดับ บันทึกผลการทดลองทุก ๆ การทดลอง

การทดลองที่ 1.2 คูปฏิกิริยาที่การบำบัดน้ำที่มีการเติมสารละลายทองแดง

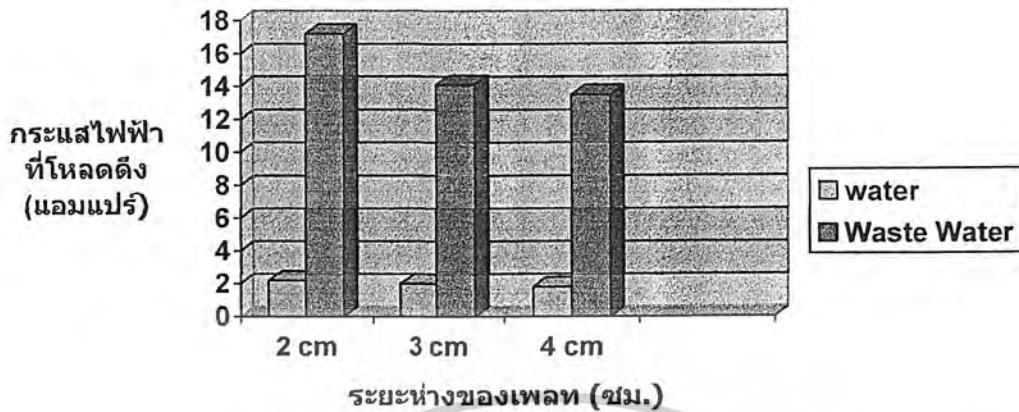
1. เตรียมสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต 50 กรัม
2. นำน้ำประปา 10 ลิตรผสมกับสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต ที่เตรียมไว้
3. ต่อบัวจอร์ในการทดลองโดยกำหนดขนาดแรงดัน 25 โวลท์
4. นำเพลทสเตนเลส ขนาด 15\*30 ตารางเซนติเมตร จำนวน 6 แผ่น ไปติดตั้งในกล่องพลาสติกที่ทำเป็นระบบจำลอง กำหนดระยะห่างเริ่มต้นของแผ่นเพลท ที่ 4 เซนติเมตร
5. นำสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟตที่ได้เตรียมไว้เทลงในตู้ แล้วเริ่มทำการทดลอง
6. บันทึกผลของแรงดันและกระแสทางด้านกระแสตรง และเก็บตัวอย่างน้ำเพื่อนำไปตรวจสอบ ความเข้มข้นของไอออนทองแดง ตั้งแต่ 0, 5 และ 10 นาที
7. เปลี่ยนระยะห่างของเพลทเป็น 3 และ 2 ตามลำดับ บันทึกผลการทดลองทุก ๆ การทดลอง

ผลการทดลองที่ 1.1 และ 1.2 ทหาระยะห่างระหว่างแผ่นเพลท ดังตารางที่ 4.4 ซึ่งแสดงความเข้มข้นของทองแดงไอออนและกระแสไฟฟ้า เมื่อระยะห่างระหว่างเพลททดลอง ขณะแรงดันไฟฟ้าคงที่

ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระยะห่างระหว่าง , ความเข้มข้น , กระแสไฟฟ้า

ระยะทางเพลท(cm)	V <sub>DC</sub> (V)	กระแสไฟฟ้าเมื่อเป็นน้ำเปล่า I <sub>o</sub> (A)			กระแสไฟฟ้าเมื่อมีการเติมสารละลาย I <sub>o</sub> (A)			ความเข้มข้นของทองแดงไอออน (mg/10L)	
		0 นาที	5 นาที	10 นาที	0 นาที	5 นาที	10 นาที	ก่อนการทดลอง	หลังการทดลอง
4	25	1.7	1.7	1.8	10.6	12.1	13.5	12,540	9,973
3	25	1.8	1.8	2.0	11.3	12.9	14.1	11,892	9,215
2	25	2.1	2.1	2.2	13.1	15.7	17.2	11,798	8,400

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะเพลทและกระแสไฟฟ้าที่ไหลคั่งของน้ำสะอาด (น้ำประปา) และน้ำที่สารละลาย

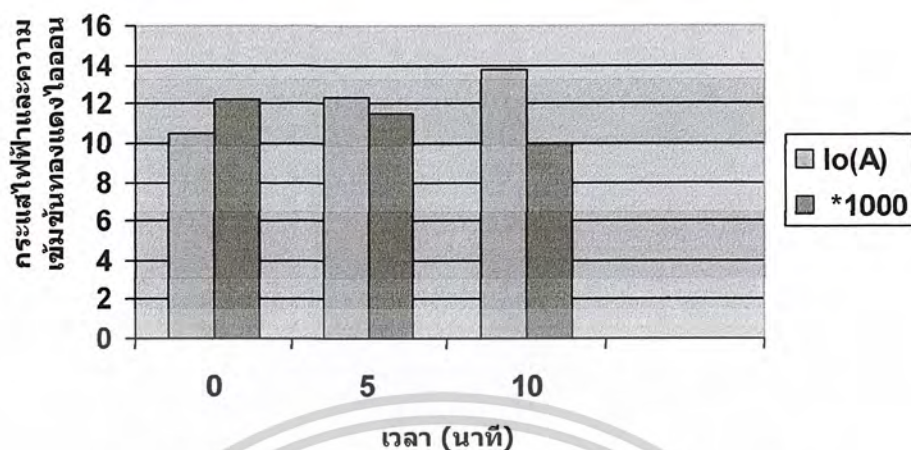
#### 4.5 การทดลองที่ 2 ผลของการเพิ่มแรงดันไฟฟ้า

1. เตรียมสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต 50 กรัม
2. นำน้ำประปา 10 ลิตรผสมกับสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต ที่ได้เตรียมไว้
3. ปรับโวลต์เตจโดยปรับค่าต่างๆ ดังนี้ 5,10,15,20 โวลต์
4. สังเกตลักษณะของกระแส และเก็บตัวอย่างน้ำที่ทำกรบ้ำบัด ที่ 0, 5 และ 10 นาที บันทึกผลการทดลอง

ตารางที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์การเพิ่มแรงดันที่เพลท , กระแส และความเข้มข้นของทองแดง

แรงดันที่เพลท (V)	I <sub>o</sub> (A)			ความเข้มข้นของทองแดงไอออน (mg/10L)		
	0 นาที	5 นาที	10 นาที	0 นาที	5 นาที	10 นาที
5	1.43	1.46	1.51	12,635	12,513	12,348
10	3.8	4.0	4.2	12,584	12,252	12,109
15	8.6	9.7	10.7	12,804	12,057	11,781
20	10.5	12.3	13.8	12,214	11,480	9,975

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



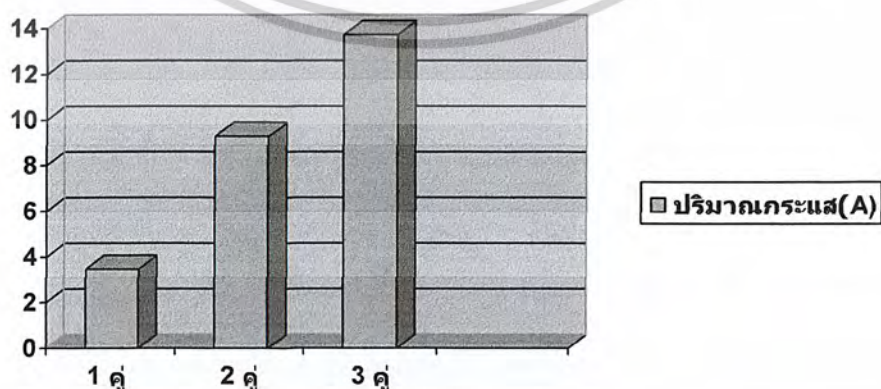
รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าและความเข้มของทองแดงไอออนที่เวลาต่างๆ

#### 4.6 การทดลองที่ 3 การเปรียบเทียบปริมาณกระแสไฟฟ้ากับจำนวนพลท

1. เตรียมสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต 50 กรัม
2. นำน้ำประปา 10 ลิตรผสมกับสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต ที่ได้เตรียมไว้
3. เริ่มทดลองโดยใช้พลท 1 คู่ และสังเกตปริมาณของกระแส และเก็บตัวอย่างน้ำที่ทำการบำบัด ที่ 0, 5 และ 10 นาที บันทึก แล้วเพิ่มจำนวนพลทแล้วทดลองเหมือนเดิม แล้วบันทึกผลการทดลอง

ตารางที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์การเพิ่มจำนวนพลทและกระแส

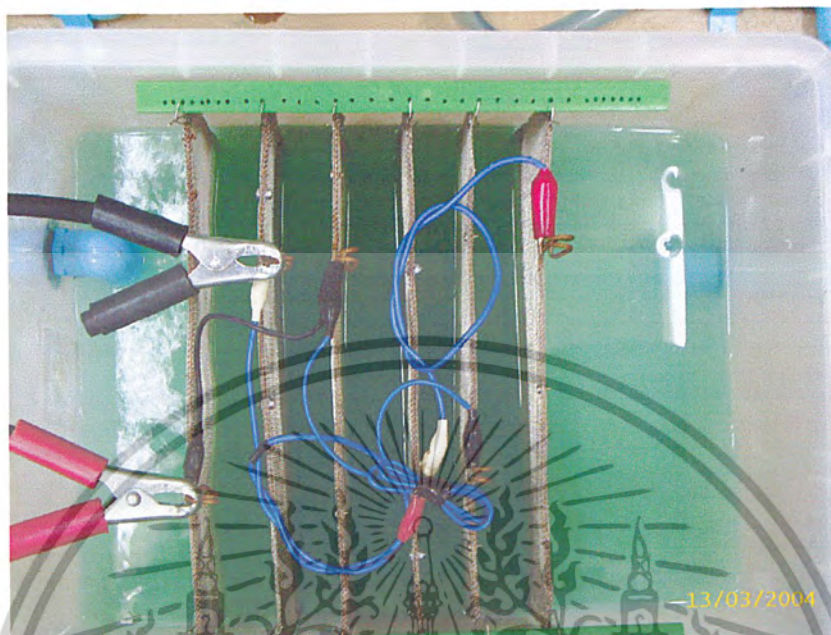
อิเล็กโทรดพลท 1 คู่			อิเล็กโทรดพลท 2 คู่			อิเล็กโทรดพลท 3 คู่		
0 นาที	5 นาที	10 นาที	0 นาที	5 นาที	10 นาที	0 นาที	5 นาที	10 นาที
3.24 A	3.3 A	3.5 A	7.6A	8.1A	9.3 A	11.1 A	12.8 A	13.7 A



รูปที่ 4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนพลทและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตัวอย่างน้ำเสียที่ได้รับการบำบัด



รูปที่ 4.13 แสดงสภาพน้ำเสียก่อนการบำบัด



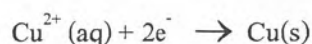
รูปที่ 4.14 แสดงสภาพน้ำเสียหลังการบำบัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การคำนวณหาปริมาณสารจากอิเล็กโทรลิซิส

ตัวอย่างในการคำนวณหาปริมาณทองแดงเป็นกรัมที่ไปเกาะที่แคโทด ในการทำอิเล็กโทรลิซิสสารละลาย  $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$  ในกรณี แรงดันที่เพลาท 20 V กระแส 13.8 A เวลา 10 นาที การทดลองที่ 2

วิธีทำ ปฏิบัติการอิเล็กโทรลิซิส



หาปริมาณไฟฟ้าเป็นคูลอมบ์

$$Q = it$$

$$= 13.8 \times 10 \times 60 = 8,280 \text{ คูลอมบ์}$$

ปริมาณไฟฟ้าเป็นฟาราเดย์

$$96,500 \text{ คูลอมบ์} = 1 \text{ ฟาราเดย์}$$

$$\therefore 8,280 \text{ คูลอมบ์} = 8,280/96,500 = 8.5 \times 10^{-2} \text{ ฟาราเดย์}$$

ปริมาณไฟฟ้า 1 ฟาราเดย์ ทำให้เกิด  $\text{Cu} = 63.55/2 = 31.77 \text{ กรัม}$

ปริมาณไฟฟ้า  $8.5 \times 10^{-2}$  ฟาราเดย์ทำให้เกิด  $\text{Cu} = 31.77 \times 8.5 \times 10^{-2} \text{ กรัม}$

$$\therefore \text{ได้ทองแดงหนัก} = 2.725 \text{ กรัม}$$

จากการคำนวณจะเห็นว่าปริมาณทองแดงที่เกาะขั้วเพลาทแคโทดมีค่า 2.725 กรัม หรือ 2,725 มิลลิกรัม ปริมาณของสารละลายเมื่อเริ่มต้นมี 12,214 มิลลิกรัม และที่เวลา 10 นาที ความเข้มข้นของสารละลายจะลดลง  $12,214 - 2,725 = 9,489$  มิลลิกรัม หากใช้เวลาในการบำบัดมากกว่านี้ จะมีปริมาณทองแดงมาเกาะที่เพลาทมากขึ้น นั่นก็หมายความว่าความเข้มข้นของสารละลายมีปริมาณลดลง น้ำจะสะอาดมากขึ้น จากการคำนวณและการทดลองจะเห็นว่ามีความต่างกันบ้าง อาจเกิดจากการเกิดปฏิกิริยารีดอกซ์ที่ไม่สมบูรณ์

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาไม่ว่าจะเป็นการทดลองในส่วนของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงและการทดลองแบบเต็มระบบในการบำบัดน้ำเสีย มีปัญหาที่พบมากมายที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบการบำบัดน้ำเสีย

เริ่มจากส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟนี้มีกำลังงาน (W) สูง เป็นวงจรประเภทกระแสสูงเพื่อที่จะสามารถจ่ายกระแสแก่ระบบในการบำบัดได้อย่างเพียงพอและยังต้องรักษาระดับค่าแรงดันให้คงที่ ทำให้การออกแบบวงจรต้องระมัดระวังอย่างมาก ไม่จะเป็นในส่วนของหม้อแปลงสวิตชิงที่เป็นตัวถ่ายเทกำลังงานจากคอนเวอร์เตอร์ ไปยังวงจรเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุต ต้องคำนึงถึงและระมัดระวังไม่ให้หม้อแปลงสวิตชิงเกิดการอิ่มตัว ซึ่งจะนำความเสียหายมาสู่วงจรโดยเฉพาะ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการตัดต่อสัญญาณ ซึ่งมีราคาแพงและอีกหลายสิ่งที่ต้องคำนึงถึง ไม่ว่าจะเป็น over shoot ที่ขานกต และที่ ขาแคเรน- ซอร์ส ซึ่งจะนำมาซึ่งความเสียหายเช่นกัน ในส่วนของหม้อแปลงนั้นเราสามารถแก้ปัญหาได้ โดยการเพิ่มรอบของขดลวดหรือการเพิ่มแกนของหม้อแปลงขึ้นอยู่กับความเหมาะสม

เมื่อเริ่มทำการทดลองในการบำบัดน้ำเสีย เป็นการบำบัดน้ำเสียสังเคราะห์ที่สร้างขึ้น ผลที่ออกมาก็พบว่า การบำบัดนี้สามารถทำให้คุณภาพของน้ำดีขึ้น ถ้ามองด้วยตาเปล่าจะพบว่าน้ำจะใสขึ้น และมีโลหะทองแดงมาเกาะที่ขั้วแคโทดเพิ่มมากขึ้น เมื่อทำการวัดความเข้มข้นของน้ำก็พบว่าความเข้มข้นของทองแดงไอออนในน้ำมีค่าลดลง ก็แสดงว่าคุณภาพของน้ำดีขึ้น และยังพบอีกว่า ค่าของแรงดันที่ใช้ในการบำบัดน้ำเสียนั้น มีผลต่อการบำบัด เพราะแรงดันที่ให้อาจมีค่ามากพอที่จะทำให้เกิดการแตกตัวของไอออน การบำบัดจึงมีประสิทธิภาพ แต่ถ้าก็ยังมียังมีองค์ประกอบตัวอื่นที่ทำให้การแตกตัวไม่เกิดขึ้น ไม่ว่าจะเป็นอนุมูลอิสระ ค่าความเป็นกรด-ด่าง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องป้อนแรงดันให้มากกว่าแรงดันที่ทำให้เกิดการแตกตัวของไอออนของโลหะแต่ละชนิด และปริมาณของโลหะที่ได้จากการบำบัดยังเป็นผลโดยตรงกับปริมาณของกระแสไฟฟ้า จากการทดลองพบว่าที่ระยะห่างเพลทมีค่าน้อย กระแสจะมีค่ามากกว่าที่ระยะห่างของเพลทมากกว่า เนื่องจากความต้านทานมีค่าลดลง เป็นผลมาจากระยะห่างมีค่าลดลง จำนวนเพลทที่ใช้ในการบำบัดจะมีผลต่อปริมาณกระแส และปัญหาที่พบในการบำบัดก็คือกระแสไฟฟ้ามักสูงขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งอาจเป็นไปได้ว่า เกิดไอออนของโลหะชนิดอื่นเกิดขึ้นในระบบบำบัดจำลอง นอกจากโลหะที่ทดลอง และระหว่างที่ทำการทดลองจะเกิดความร้อนขึ้นในระบบจำลองจะเกิดความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

สุวรรณันต์ ดัน 2538 สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย. ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : บริษัท เอนเทลไทย จำกัด  
แผนกหนังสือพิเศษด้านอิเล็กทรอนิกส์ วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์. 2538  
สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย. กรุงเทพฯ : บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด(มหาชน)  
อัจฉนา วงศ์ชัยสุวรรณันต์. 2533. คู่มือหลักสูตรใหม่ เคมี ม.4-5-6 . กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ประสานมิตร  
ศิริโรจน์ เกตุแก้ว. 2542. วิทยานิพนธ์ เครื่องบำบัดน้ำเสียด้วยระบบไฟฟ้า  
จักรี เผ่าพันธ์ . 2542. วิทยานิพนธ์ การกำจัดโลหะหนักจากน้ำเสียอุตสาหกรรมด้วยเครื่องปฏิกรณ์  
เคมีไฟฟ้าแบบหมุน .

Chrysis, G. 1989. **High-Frequency Switching Power Supplies – Theory and Design**. New York  
: McGraw – Hill

Pressman , A. I. 1991 . **Switching Power Supply Design**. Mc Graw-Hill



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## REGULATING PULSE WIDTH MODULATOR

### DESCRIPTION

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

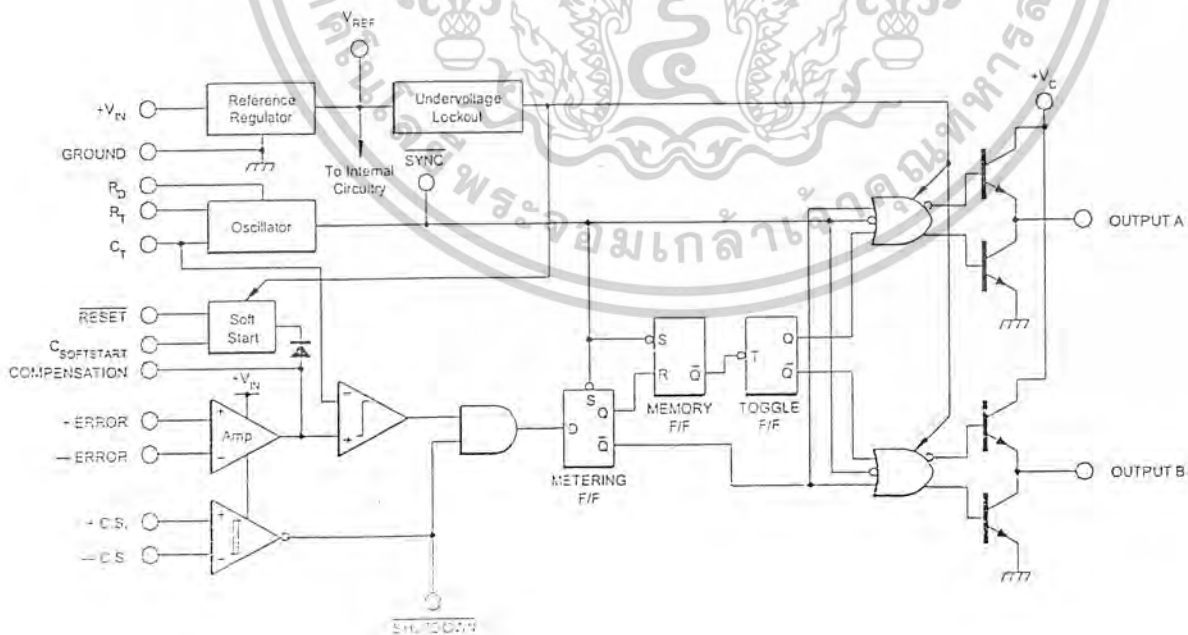
### FEATURES

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

### HIGH RELIABILITY FEATURES - SG1526

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

### BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SG1526/SG2526/SG3526

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage ( $V_{IN}$ ) .....	40V	Logic Sink Current .....	15mA
Collector Supply Voltage ( $V_C$ ) .....	40V	Operating Junction Temperature	
Logic Inputs .....	-0.3V to 5.5V	Hermetic (J, L Packages) .....	150°C
Analog Inputs .....	-0.3V to $V_{IN}$	Plastic (N, DW Packages) .....	150°C
Source/Sink Load Current (each output) .....	200mA	Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C
Reference Load Current .....	50mA	Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds) .....	300°C

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

## THERMAL DATA

### J Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, $\theta_{JC}$ .....	25°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, $\theta_{JA}$ .....	70°C/W

### N Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, $\theta_{JC}$ .....	30°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, $\theta_{JA}$ .....	60°C/W

### DW Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, $\theta_{JC}$ .....	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, $\theta_{JA}$ .....	90°C/W

### L Package:

Thermal Resistance-Junction to Case, $\theta_{JC}$ .....	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, $\theta_{JA}$ .....	120°C/W

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

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

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (Note 2)

Input Voltage .....	8V to 35V	Oscillator Timing Capacitor .....	1nF to 20 $\mu$ F
Collector Supply Voltage .....	4.5V to 35V	Available Deadtime Range at 40KHz .....	3% to 50%
Sink/Source Load Current (each output) .....	0 to 100mA	Operating Ambient Temperature Range:	
Reference Load Current .....	0 to 20mA	SG1526 .....	-55°C to 125°C
Oscillator Frequency Range .....	1Hz to 350KHz	SG2526 .....	-25°C to 85°C
Oscillator Timing Resistor .....	2K $\Omega$ to 150K $\Omega$	SG3526 .....	0°C to 70°C

Note 2. Range over which the device is functional.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

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

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

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTIC CURVES

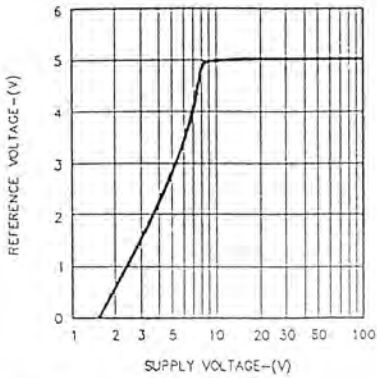


FIGURE 1. REFERENCE VOLTAGE VS. SUPPLY VOLTAGE

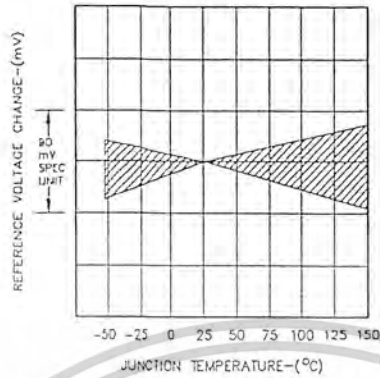


FIGURE 2. REFERENCE TEMPERATURE STABILITY

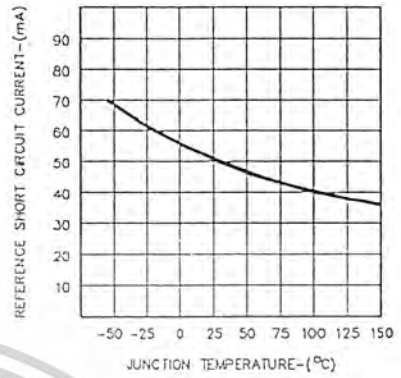


FIGURE 3. REFERENCE SHORT CIRCUIT CURRENT

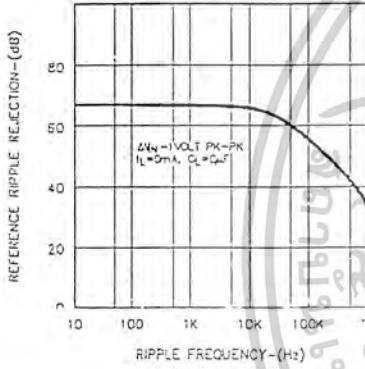


FIGURE 4. REFERENCE RIPPLE REJECTION

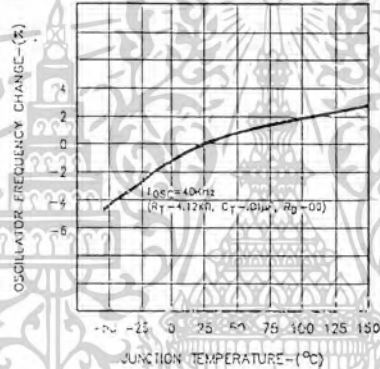


FIGURE 5. OSCILLATOR FREQUENCY TEMPERATURE STABILITY

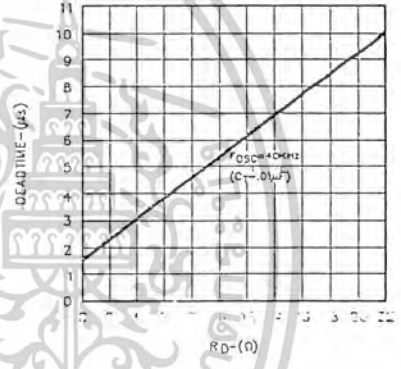


FIGURE 6. OUTPUT DRIVER DEADTIME VS. RD VALUE

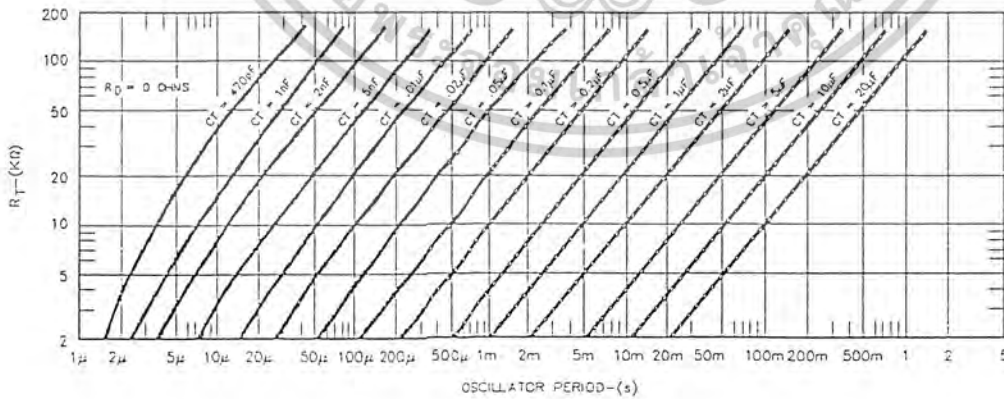


FIGURE 7. OSCILLATOR PERIOD VS. RT AND CT

CHARACTERISTIC CURVES (continued)

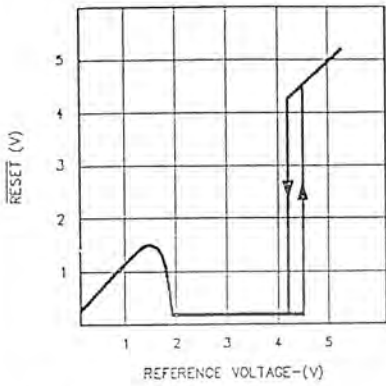


FIGURE 8. UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

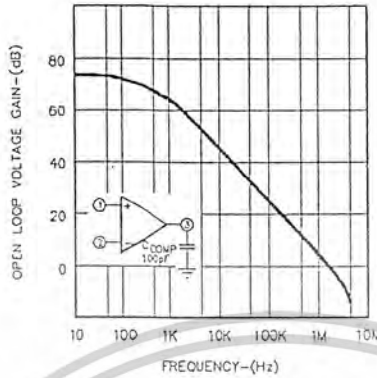


FIGURE 9. ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP GAIN VS. FREQUENCY

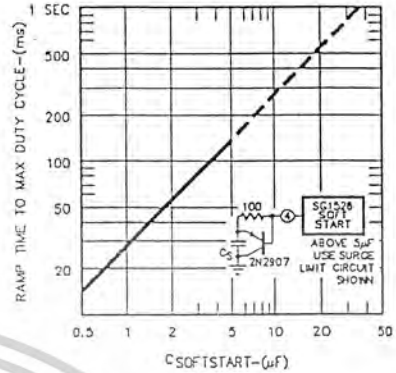


FIGURE 10. SOFTSTART TIME CONSTANT VS.  $C_S$

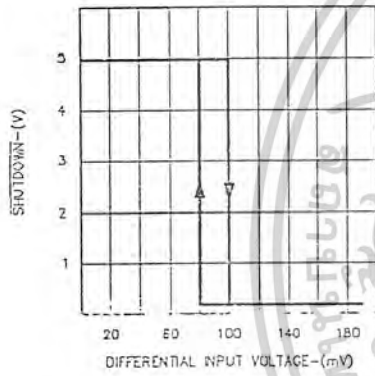


FIGURE 11. CURRENT LIMIT TRANSFER FUNCTION

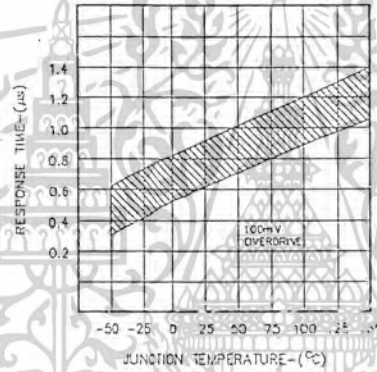


FIGURE 12. COMPARATOR INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

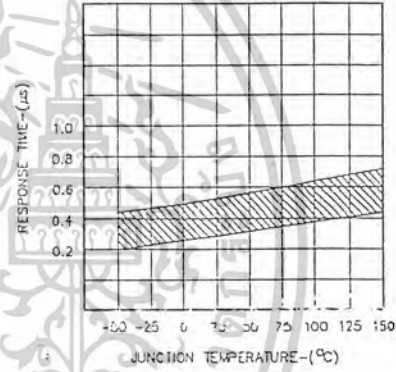


FIGURE 13. SHUTDOWN INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

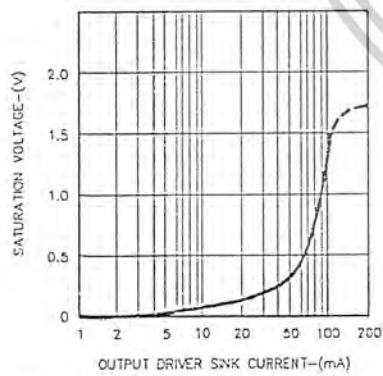


FIGURE 14. OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE VS.  $I_{OL}$

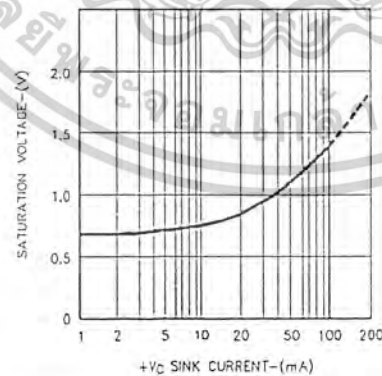


FIGURE 15. OUTPUT SUPPLY SATURATION VOLTAGE VS.  $I_{OL}$

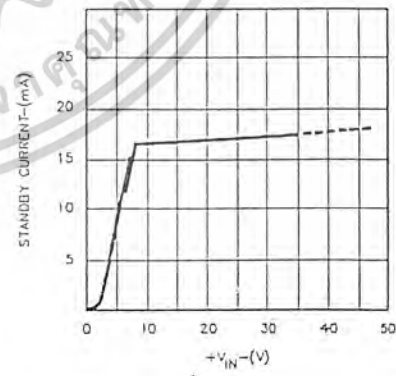


FIGURE 16. STANDBY CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE

APPLICATION INFORMATION

VOLTAGE REFERENCE

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

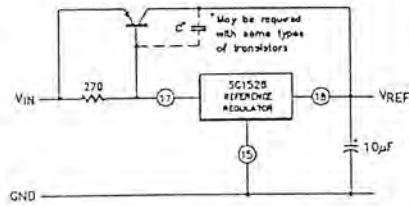


FIGURE 17. EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

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

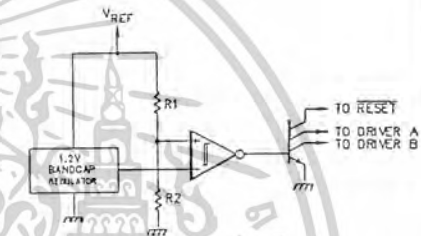


FIGURE 18. SIMPLIFIED UNDERVOLTAGE LOCKOUT

The SG1526 can operate from a +5 volt supply by connecting the V<sub>REF</sub> pin to the +V<sub>IN</sub> pin and maintaining the supply between +4.8 and +5.2 volts.

SOFT-START CIRCUIT

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

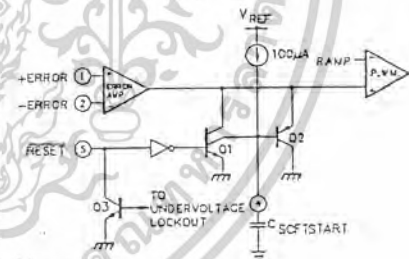


FIGURE 19. SOFT-START CIRCUIT SCHEMATIC

DIGITAL CONTROL PORTS

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

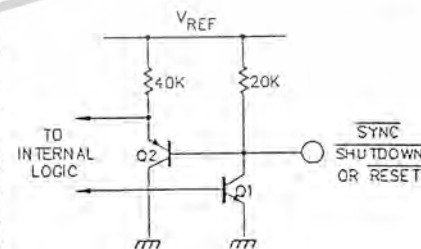


FIGURE 20. DIGITAL CONTROL PORT SCHEMATIC

SG1526, 1526, 2526, 3526  
 1984, 1985

LINFINITY Microelectronics Inc.  
 11261 Western Avenue - Garden Grove, CA 92841  
 (714) 898-8121 - FAX: (714) 893-2570

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION INFORMATION (continued)

OSCILLATOR

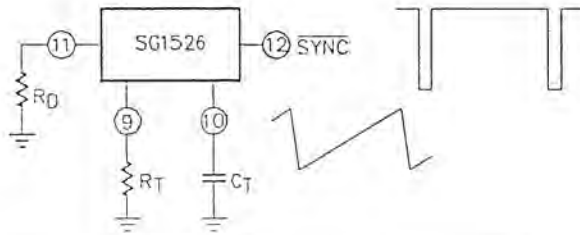


FIGURE 21 - OSCILLATOR CONNECTIONS AND WAVEFORMS

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

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

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

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

ERROR AMPLIFIER

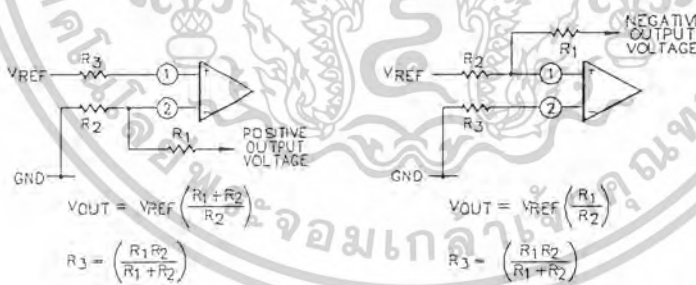


FIGURE 22A

FIGURE 22B

ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

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

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

REV. 1.1 2/84

LINFINITY Microelectronics Inc.  
11551 Western Avenue • Garden Grove, CA 92641  
(714) 893-8121 • FAX: (714) 893-2570

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION INFORMATION (continued)

OUTPUT DRIVERS

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

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

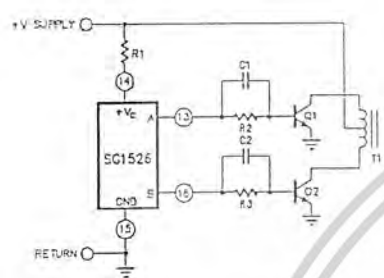


FIGURE 23. PUSH-PULL CONFIGURATION

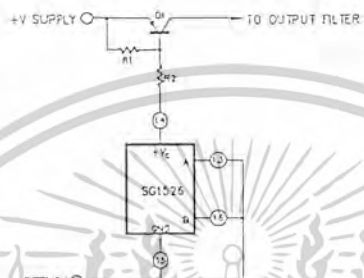


FIGURE 24. SINGLE-ENDED CONFIGURATION

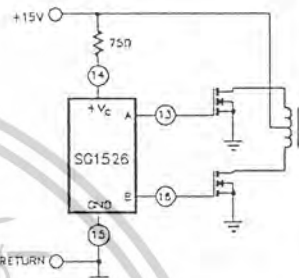
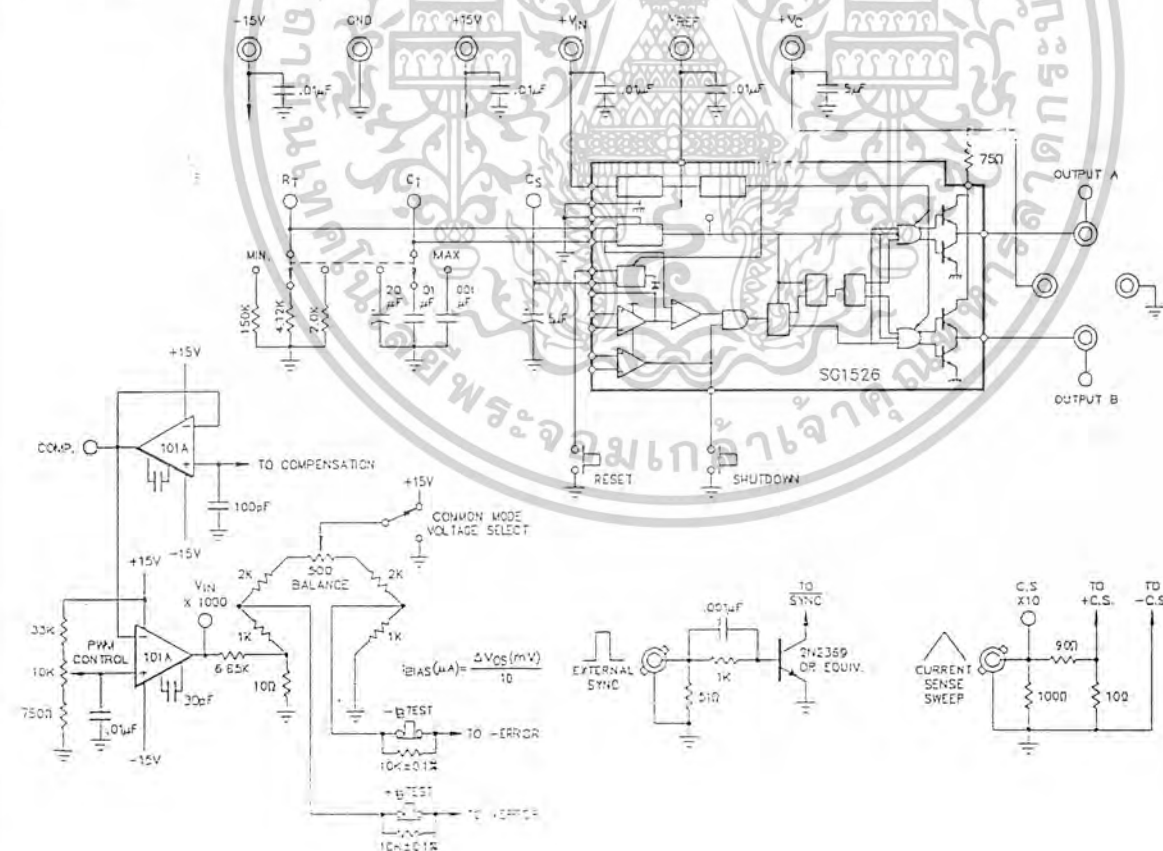


FIGURE 25. DRIVING N-CHANNEL POWER MOSFETS

SG1526 LAB TEST FIXTURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SG1526/SG2526/SG3526

## CONNECTION DIAGRAMS & ORDERING INFORMATION (See Notes Below)

Package	Part No.	Ambient Temperature Range	Connection Diagram
18-PIN CERAMIC DIP J - PACKAGE	SG1526J/883B SG1526J SG2526J SG3526J	-55°C to 125°C -55°C to 125°C -25°C to 85°C 0°C to 70°C	
18-PIN PLASTIC DIP N - PACKAGE	SG2526N SG3526N	-25°C to 85°C 0°C to 70°C	
18-PIN WIDE BODY PLASTIC S.O.I.C. DW - PACKAGE	SG2526DW SG3526DW	-25°C to 85°C 0°C to 70°C	
20-PIN CERAMIC LEADLESS CHIP CARRIER L - PACKAGE	SG1526L/883B SG1526L	-55°C to 125°C -55°C to 125°C	

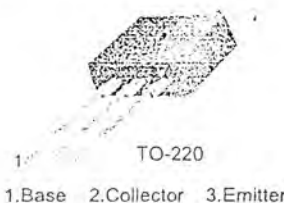
Note 1: Contact factory for JAN and DESC product availability.  
 2: All parts are viewed from the top.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

### Medium Power Linear Switching Applications

• Complementary to TIP32/32A/32B/32C



### NPN Epitaxial Silicon Transistor

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

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CB0}$	Collector-Base Voltage	: TIP31	40
		: TIP31A	60
		: TIP31B	80
		: TIP31C	100
$V_{CE0}$	Collector-Emitter Voltage	: TIP31	40
		: TIP31A	60
		: TIP31B	80
		: TIP31C	100
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	3	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	5	A
$I_B$	Base Current	1	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	40	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	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
$V_{CE0(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	40		V
			60		V
			80		V
			100		V
$I_{CE0}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
		$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$		200	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	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	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 375\text{mA}$		1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* 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:  $PW \leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycles 2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

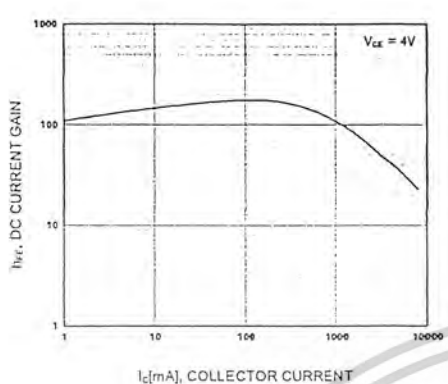


Figure 1. DC current Gain

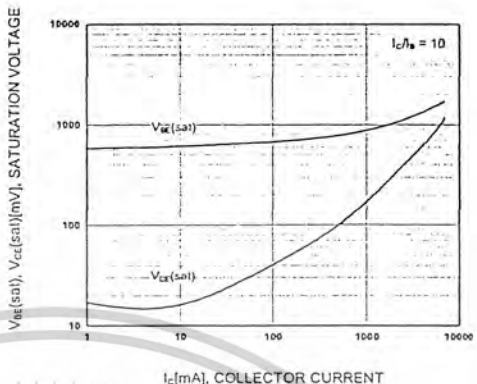


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

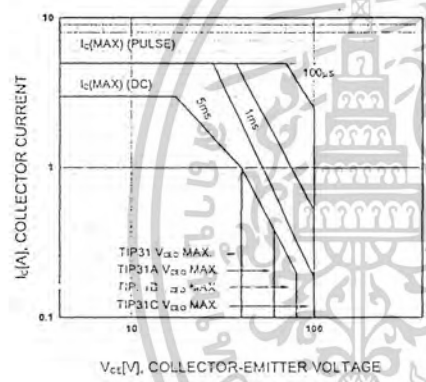


Figure 3. Safe Operating Area

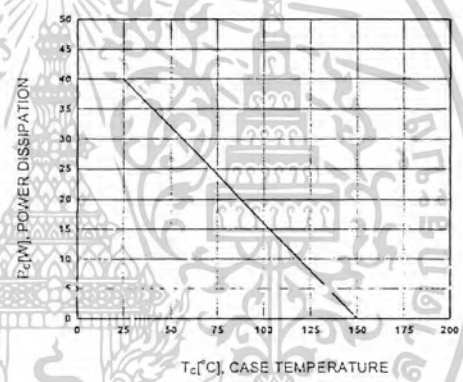


Figure 4. Power Derating

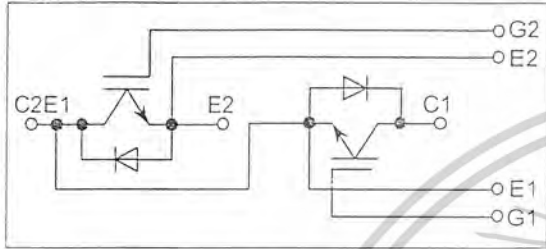
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[Rated 150A/600V, Dual-pack type]

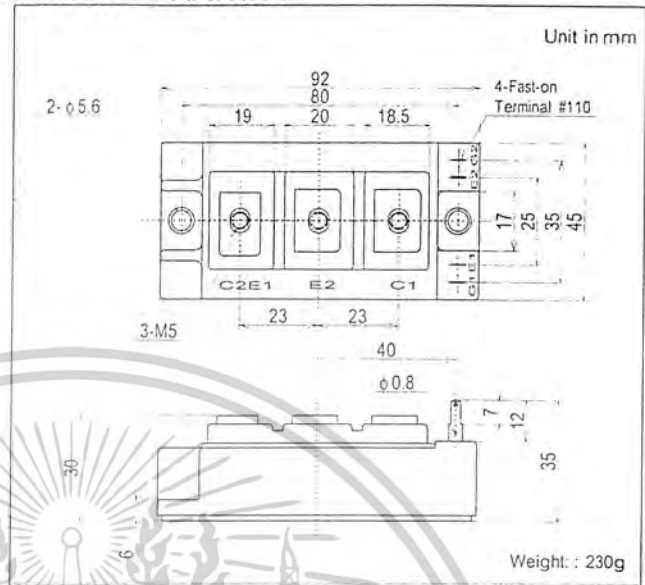
## FEATURES

- Low saturation voltage and high speed.
- Low turn-OFF switching loss.
- Low noise due to build-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 ( $T_c=25^\circ\text{C}$ )

Item	Symbol	Unit	Value
Collector-Emitter Voltage	$V_{CES}$	V	600
Gate-Emitter Voltage	$V_{GES}$	V	$\pm 20$
Collector Current	DC	$I_C$	150
	1ms	$I_{CP}$	300
Forward Current	DC	$I_F$	150 <sup>*1</sup>
	1ms	$I_{FM}$	300
Collector Power Dissipation	$P_C$	W	52 <sup>*1</sup>
Junction Temperature	$T_j$	$^\circ\text{C}$	-40 ~ +150
Storage Temperature	$T_{sto}$	$^\circ\text{C}$	-40 ~ +125
Isolation Voltage	$V_{iso}$	$V_{RMS}$	2500(AC 1 minute)
Screw Torque	Terminals	N·m	1.96(20) <sup>*2</sup>
	Mounting	(kgf·cm)	1.96(20) <sup>*3</sup>

Notes; \*1: RMS current of Diode  $\leq 45$  Arms

\*2, \*3: Recommended value 1.67 N·m (17 kgf·cm)

CHARACTERISTICS ( $T_c=25^\circ\text{C}$ )

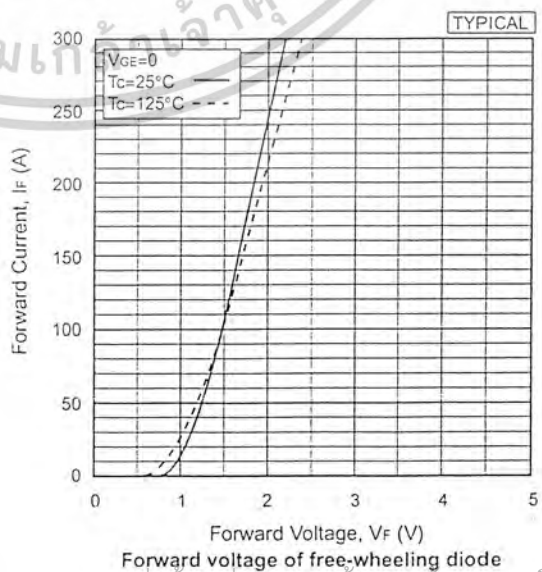
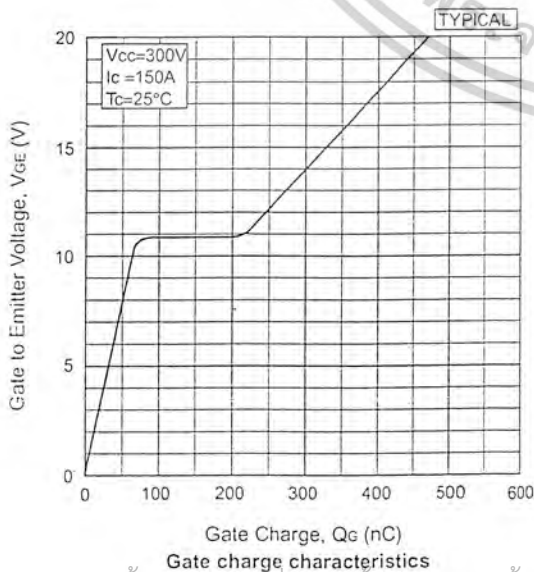
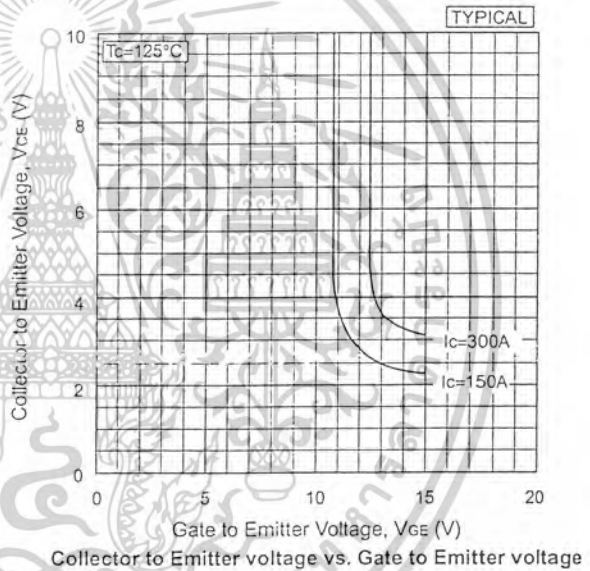
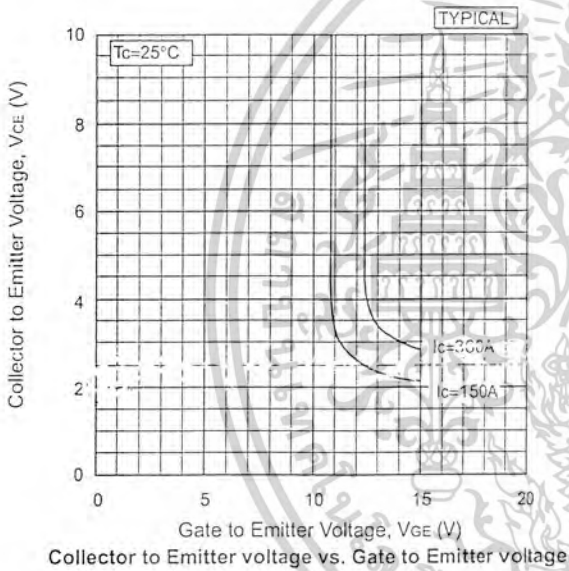
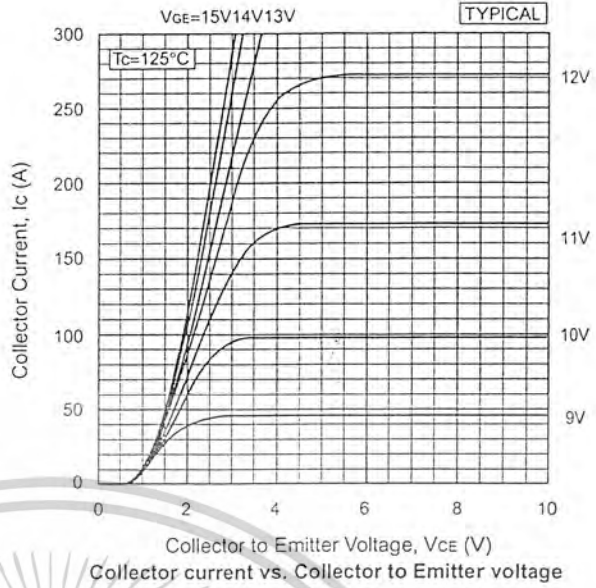
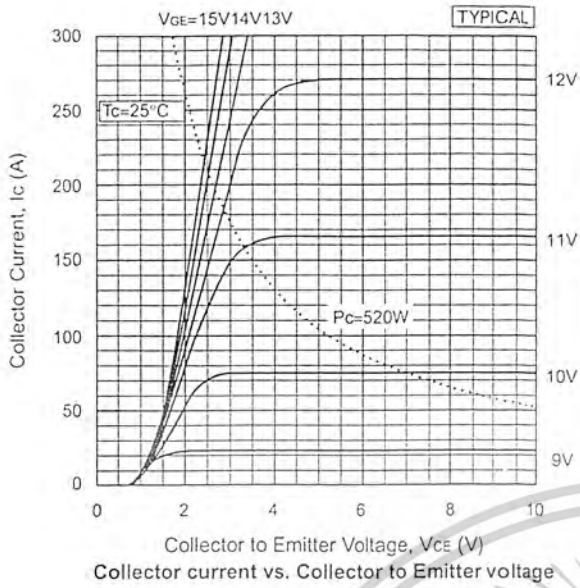
Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions	
Collector-Emitter Cut-Off Current	$I_{CES}$	mA	—	—	1.0	$V_{CE}=600\text{V}, V_{GE}=0\text{V}$	
Gate-Emitter Leakage Current	$I_{GES}$	nA	—	—	$\pm 500$	$V_{GE}=\pm 20\text{V}, V_{CE}=0\text{V}$	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	V	—	2.1	2.6	$I_C=150\text{A}, V_{GE}=15\text{V}$	
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(ToI)}$	V	—	—	10	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=150\text{mA}$	
Input Capacitance	$C_{ies}$	pF	—	7400	—	$V_{CE}=10\text{V}, V_{GE}=0\text{V}, f=1\text{MHz}$	
Switching Times	Rise Time	$t_r$	—	0.2	0.5	$V_{CC}=300\text{V}$	
	Turn-ON Time	$t_{on}$	—	0.3	0.7	$R_L=2.0\Omega$	
	Fall Time	$t_f$	—	0.2	0.3	$R_G=16\Omega$ <sup>*4</sup>	
	Turn-Off Time	$t_{off}$	—	0.55	0.8	$V_{GE}=\pm 15\text{V}$	
Peak Forward Voltage Drop	$V_{FM}$	V	—	1.6	2.2	$I_F=150\text{A}, V_{GE}=0\text{V}$	
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$\mu\text{s}$	—	—	0.3	$I_F=150\text{A}, V_{GE}=-10\text{V}, di/dt=200\text{A}/\mu\text{s}$	
Thermal Impedance	IGBT	$R_{th(I-C)}$	$^\circ\text{C}/\text{W}$	—	—	0.238	Junction to case
	FWD	$R_{th(F-C)}$				0.51	

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; The specification given herein, is subject to change without prior notice to improve product characteristics.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

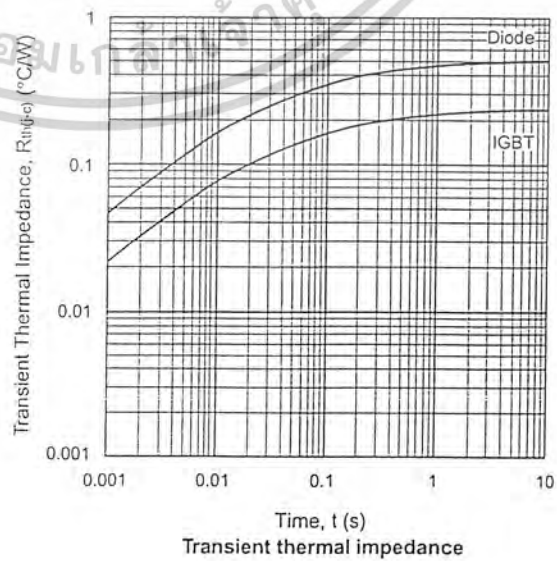
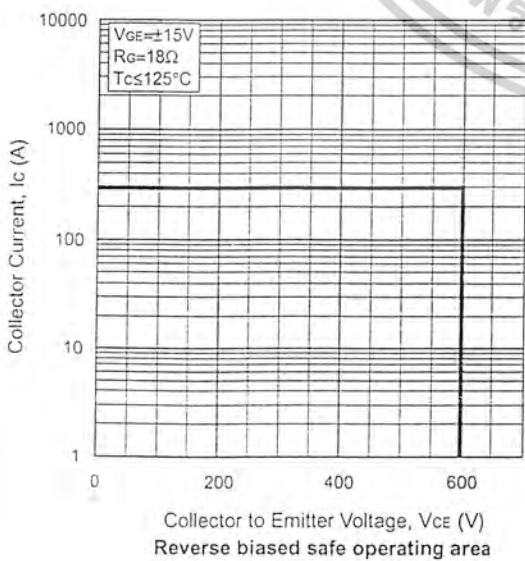
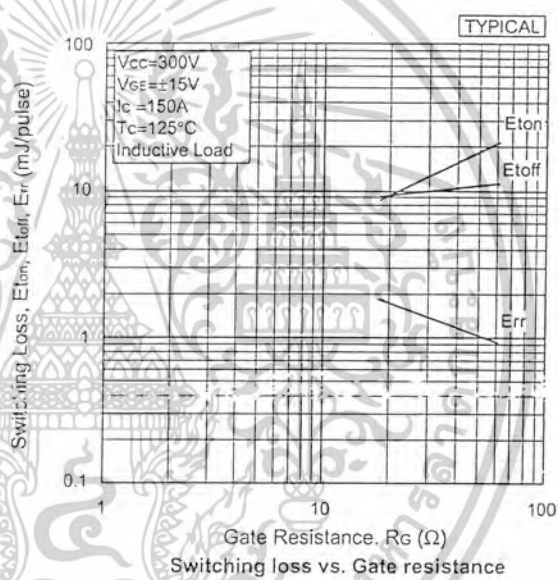
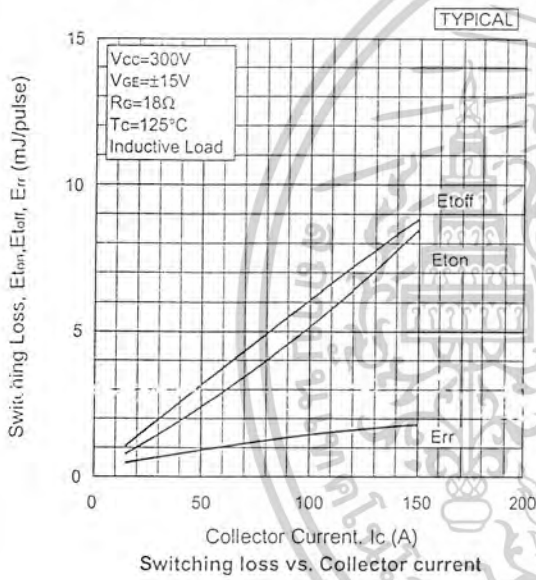
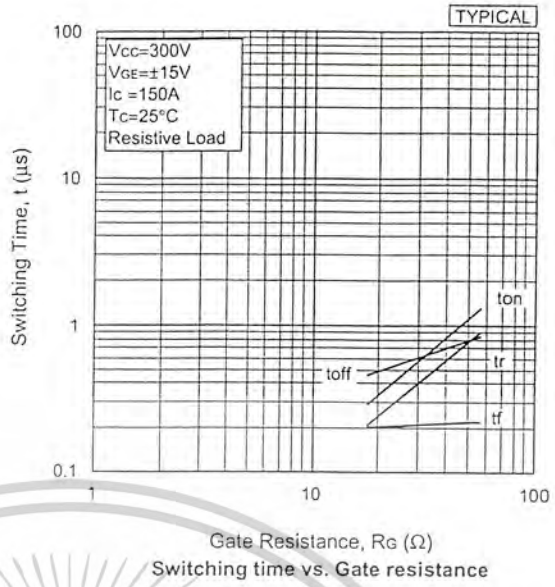
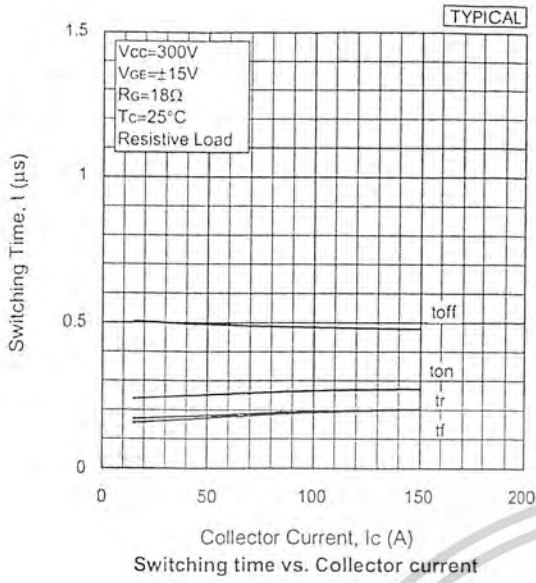
HITACHI



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Hitachi หรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HITACHI**

PDF-M150GR6-0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำเอกสารนี้ไปออกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PDE-M150GR6-0

# 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>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
HITACHI  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้