

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งเพื่อการบำบัดน้ำเสีย
SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT



โดย
นายศราวุธ มงคลศรีสวัสดิ์
นายอนุชาติ อุทรักษ์
นายอภิรัตน์ บางศิริ

เลขที่.....
เลขทะเบียน 46243
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

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

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเพื่อการบำบัดน้ำเสีย
SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเพื่อบำบัดน้ำเสีย

นายศรารุท มงคลศรีสวัสดิ์

นายอนุชาติ อุทรรักษ์

นายอภิรัตน์ บางศิริ

รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันปัญหาที่เกี่ยวกับมลภาวะทางน้ำเป็นปัญหาที่เราพบเห็นได้อยู่เสมอ ปัญหามลภาวะทางน้ำที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่นั้นเกิดจากน้ำทิ้งที่ไม่ได้มาตรฐาน ซึ่งในน้ำทิ้งจะประกอบไปด้วยสารอินทรีย์ และ สารอนินทรีย์ ที่เป็นสารอินทรีย์ได้แก่ แยกที่เรีย , ไวรัส , สปอร์ สารอนินทรีย์ได้แก่ โลหะหนักต่างๆ

หลักการการทำงานของเครื่องบำบัดน้ำเสียนี้คือ เริ่มจากการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงกระแสสูงเพื่อแยกโลหะหนักออกจากน้ำด้วยกระบวนการอิเล็กโทรไลซิส จากนั้นนำน้ำที่ผ่านการแยกโลหะหนักออกแล้วไปผ่านการเติมก๊าซโอโซนเพื่อบำบัดสีและกลิ่นของน้ำที่เกิดจากสารอินทรีย์ สำหรับก๊าซโอโซนสามารถสร้างขึ้นได้โดยใช้หลักการเป่าอากาศผ่านสนามไฟฟ้าแรงสูงที่อยู่ภายใต้ขั้วอิเล็กโทรด เพื่อให้ก๊าซออกซิเจนในอากาศแตกตัวและรวมตัวกันใหม่เป็นก๊าซโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT

Mr.Sarawut Mongkolsrisawat

Mr.Anuchart Uttarak

Mr.Apirat Bangsiri

Associate Professor Somsak Cheersirikul (Advisor)

2nd Semester Education Year 2001

Abstract

Now. There are problem about water pollution which we can usually see. Water pollution emanate from under standard drainage. In water – drained may consist of organics and inorganic substance. Organics is consist of bacteria , virus , spore.

Inorganic is consist of many kind of heavy-metal. Principle of Water – Treatment are initially use high – current supply to extract heavy – metal from water – drained by mean of Electric System. After that pass water which off heavy – metal in to Ozone Filling Processing. Reason for ozone filling is for smell – treatment and color – treatment.:

Ozone can invent by pumping air forge ahead high intensity electric field. Those high intensity electric field is under influence of electric pole. We pass air through electric field fore scatter oxygen in air. The Propose of this process is reunion of oxygen again in the form of Ozone

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544


ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งเพื่อการบำบัดน้ำเสีย

ผู้จัดทำ

1. นายศราวุธ มงคลศรีสวัสดิ์ รหัส 39014507
2. นายอนุชาติ อุทริภักดิ์ รหัส 41014510
3. นายอภิรัตน์ บางศิริ รหัส 41014519


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(.....)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งเพื่อการบำบัดน้ำเสีย

SWITCHING POWERSUPPLY FOR WATER TREATMENT

จัดทำโดย

นายศราวุธ มงคลศรีสวัสดิ์ รหัส 39014507

นายอนุชาติ อุทรักษ์ รหัส 41014510

นายอภิรัตน์ บางศิริ รหัส 41014519

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะสอบได้

(รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 หลักการทำงานโดยรวมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
2.1 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร.....	2
2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	4
2.3 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย.....	7
บทที่ 3 ฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	8
3.1 พื้นฐานการทำงานของฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	8
3.2 ตัวเก็บประจุล้อยก C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก.....	10
3.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด.....	12
3.4 ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	13
3.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	13
บทที่ 4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	15
4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน.....	15
4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส.....	17
4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน.....	20
4.4 ไอซีเบอร์ SG 3526 สำหรับโหมดควบคุมจากกระแส.....	23
4.5 วงจรขับและหม้อแปลงคูปปลิ่ง	26
4.6 วงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง.....	27
4.7 วงจรแปลงไฟกระแสสลับ (AC) เป็นไฟกระแสตรง (DC)	27
4.8 วงจรแปลงไฟกระแสตรง(DC) เป็นไฟกระแสตรง(DC).....	27
4.9 หม้อแปลงความถี่สูงแบบลดระดับแรงดัน.....	28
4.10 วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์.....	28
4.11 หลักการทำงานของวงจรไฟตรงจ่ายกระแสสูง.....	28
บทที่ 5 ไดโอดและหม้อแปลงในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	30
5.1 กำลังสูญเสียนิรูปความร้อนของไดโอด.....	30
5.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด.....	32
5.3 สนับเบอร์สำหรับซ็อดตักไดโอด.....	36
5.4 การระบายความร้อน.....	37

5.5 หม้อแปลงสวิตชิง.....	37
บทที่ 6 กระบวนการอิเล็กทรอนิกส์ไฟฟ้าแตกตัวและสัทธิไฟฟ้าเกินตัว.....	56
6.1 สัทธิไฟฟ้าแตกตัวและสัทธิไฟฟ้าเกินตัว.....	56
6.2 กฎของฟาราเดย์เกี่ยวกับอิเล็กทรอนิกส์.....	58
6.3 สัทธิไฟฟ้าของครึ่งเซลล์.....	58
บทที่ 7 ทฤษฎีไฟฟ้าแรงสูง.....	61
7.1 การเกิดไอออนในเซชันของก๊าซ.....	61
7.2 การเกิดไอออนลบ.....	65
7.3 การปล่อยอิเล็กตรอนออกจากผิวโลหะ.....	66
7.4 กลไกการเบลดควานน์.....	69
7.5 การเกิดเบลดควานของก๊าซ.....	71
7.6 สนามไฟฟ้าและลักษณะของอิเล็กทรอนิกส์.....	73
บทที่ 8 การกำเนิดไอโซน.....	80
8.1 ข้อดีของการนำไอโซนมาบำบัดน้ำเสียแทนคลอรีน.....	86
8.2 ระบบการบำบัดน้ำเสียโดยใช้ไอโซน.....	88
บทที่ 9 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟตรงกระแสสูงแบบสวิตชิง.....	92
วิธีทดลอง.....	92
ผลการทดลอง.....	93
วิเคราะห์ผลการทดลอง.....	96
สรุปคุณสมบัติและหลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงที่สร้างขึ้น.....	97
บทที่ 10 การทดลองเพื่อหาอุปกรณและวิธีการแยกโลหะหนักออกจากน้ำ.....	101
การทดลองที่ 10.1 การทดลองเพื่อศึกษาปริมาณของกระแสไฟฟ้ากับพื้นที่ของแผ่นเพลท.....	101
การทดลองที่ 10.2 การทดลองเพื่อหาปริมาณสารที่มาเกาะที่ขั้วของอิเล็กทรอนิกส์กับ ปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านเข้าไปในสารละลาย CuSO_4 ว่ามีความเกี่ยวข้องกันหรือไม่ อย่างไร.....	103
ผลการทดลองที่ 10.1.....	104
ผลการทดลองที่ 10.2.....	106
แนวทางในการแก้ไขและพัฒนาสำหรับการนำไปใช้งานจริง.....	112

บทที่ 11 หลักการทำงาน และ การทดลองเครื่องผลิตไอโซน.....114

 11.1 หลักการทำงาน และ การออกแบบ โครงสร้างของเครื่องกำเนิด ไอโซน.....114

 หลักการทำงานของวงจร.....115

 หลอดผลิตไอโซน.....116

 11.2 ผลการทดลอง.....120

 วิเคราะห์ผลการทดลอง.....121

 สรุปผลการทดลอง.....122

ภาคผนวก (ก.)

ภาคผนวก (ข.)

บรรณานุกรม



สารบัญรูปร่าง

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป.....	3
2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1.....	3
3.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	8
3.2(ก) แสดงวงจรขณะ Q_1 นำกระแส.....	9
3.2(ข) แสดงวงจรขณะ Q_2 นำกระแส.....	9
3.3(ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์ เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกว่า Q_2	11
3.3(ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุล้อยิ่ง C_c เข้ามาในวงจร เพื่อลดความไม่สมมาตรฟลักซ์.....	11
3.4 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{loop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟมारीเมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยิ่ง C_c คั่นเข้ามาในวงจร.....	11
4.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน.....	15
4.2 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐานตามรูปที่ 4.1.....	16
4.3(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส.....	17
4.3(ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{cr} ที่ขาอินเวอร์เตอร์วงจรเปรียบเทียบ.....	18
4.4 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส.....	19
4.5 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494.....	20
4.6 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T, C_T ในการกำหนดความถี่.....	21
4.7 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494.....	22
4.8 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494.....	23
4.8 แสดงลำดับการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	24
4.10 บล็อกไดอะแกรมแสดงลักษณะการทำงานของวงจรรักษาเพาเวอร์สวิชชิง.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส	31
รูปที่	หน้า
5.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดกระแส	31
5.3(ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด.....	33
5.3(ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด.....	34
5.4(ก) แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของชอตตี้ไดโอด.....	35
5.4(ข) ค่ากระแสรั่วไหลของชอตตี้ไดโอด.....	35
5.5 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_s และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_j ในชอตตี้ไดโอด	36
5.6 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมชอตตี้ไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวชอตตี้ไดโอด.....	36
5.7 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิงและการพับลวดทองแดงอาบน้ำยาบอบบิ้น.....	38
5.8 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EC.....	39
5.9 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI และ ETD.....	41
5.10 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A.....	42
5.11 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟชีกบนและชีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในชีกบนเท่านั้น ดังรูปที่ 5.10.....	43
5.12 (ก) แสดงการกำหนดช่องอากาศคัน l_g ที่แกนกลาง (ข) แสดงการค้นช่องอากาศ l_g ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์	44
5.13(ก) แสดงวงจรสมมูลที่สมบูรณ์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลง.....	46
5.13(ข) แสดงวงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณหม้อแปลงอย่างละเอียด.....	47
5.14 แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณที่นำไปใช้คำนวณจริง	47
5.15 (ก) ต่อวงจรเพื่อการทดสอบวงจรเปิด (ข) ต่อวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณจากการทดสอบวงจรเปิด.....	49
5.16 (ก) ต่อวงจรเพื่อการทดสอบแบบประมาณจากการทดสอบแบบลัดวงจร (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณจากการทดสอบแบบลัดวงจร.....	50
5.17 (ก) ขั้วเหมือนกันของหม้อแปลง (ข) ขั้วต่างกันของหม้อแปลง.....	52
5.18 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณของหม้อแปลง	54
6.1 แสดงกระบวนการอิเลคโตรลิสซิสของสารละลายโซเดียมคลอไรด์.....	56
6.2 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้า และศักย์ไฟฟ้าในเซลล์อิเลคโตรลิสซิส.....	57

รูปที่	หน้า
7.1 แสดงอนุภาคชนกัน.....	61
7.2 กำแพงศักย์ต่ำลงเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายนอก.....	67
7.3 ขบวนการเกิดอวาแลนซ์.....	71
7.4 ลักษณะอิเล็กโตรดแบบต่างๆ.....	73
7.5 ระยะอวาแลนซ์วิกฤตในสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ.....	74
7.6 ลักษณะสนามไฟฟ้าของอิเล็กโตรดชนิดต่างๆ.....	75
7.7 แรงดันเบรคดาวน์ของอิเล็กโตรดชนิดต่างๆ.....	76
7.8 การหักเหของสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อของฉนวน.....	77
7.9 ชั้นฉนวนวางซ้อนกันในสนามไฟฟ้าสม่ำเสมอ.....	78
7.10 เปรียบเทียบความเครียดสนามไฟฟ้าในฉนวนแต่ละชั้นกับค่าเฉลี่ย.....	79
8.1 แผนภาพแสดงหลักการการทำงานของเครื่องกำเนิด โอโซน.....	80
8.2 เครื่องกำเนิด โอโซนชนิด Otto plate – type.....	82
8.3 เครื่องกำเนิด โอโซนชนิด Tube – Type และ Lowther Plate.....	82
8.4 รูปแบบของเครื่องกำเนิด โอโซนชนิด Tube – Type.....	83
8.5 Flow Diagram แสดงการสร้าง โอโซนโดยใช้ออกซิเจน.....	84
8.6 เครื่องกำเนิด โอโซนชนิด Tube – Type.....	85
8.7 แสดง Corona Dischargeozone Generation.....	88
8.8 Ozone contact ชนิด Diffusers.....	89
8.9 Ozone contact ชนิด Turbine.....	90
9.1 การต่อวงจรเพื่อทดลองสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย.....	92
10.1 วงจรของการทดลองที่ 10.1 กรณีแผ่นเพลทอะลูมิเนียม 1 คู่.....	102
10.2 วงจรของการทดลองที่ 10.1 กรณีแผ่นเพลทอะลูมิเนียม 3 คู่.....	102
10.3 วงจรของการทดลองที่ 10.2 กรณีแหล่งจ่ายไฟตรง จ่ายกระแส ให้กับสารละลาย $CuSO_4$ 30A คงที่ แผ่นเพลทอะลูมิเนียมจะใช้ 3 คู่.....	104
10.4 แสดงระบบแยกโลหะหนักออกจากน้ำ.....	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
11.1 แสดงโครงสร้างของเครื่องผลิตโอโซน.....	114
11.2 แสดงการต่อวงจรเรโซแนนซ์ LC แบบผสม.....	116
11.3 โครงสร้างของหลอดผลิตโอโซนด้านหน้า.....	117
11.4 โครงสร้างหลอดผลิตโอโซนด้านหลัง.....	118
11.5 โครงสร้างของเครื่องผลิตโอโซน.....	119



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย.....	4
6.1 แสดงศักย์ไฟฟ้ารีดักชันมาตรฐานของครึ่งเซลล์ที่ 25°	59
7.1 แสดงค่า W_a ของตารางธาตุต่างๆเป็น eV เมื่อใช้พลังงานแสงเทียบกับพลังงานความร้อน.....	66
8.1 แสดงอัตราความเร็วในการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันของสารต่างๆ.....	86
9.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟตรงกระแสสูงแบบสวิตซ์.....	93
10.1 แสดงผลการทดลองที่ 10.1	104
10.2 แสดงผลการทดลองที่ 10.2	106
10.3 แสดงค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต ($CuSO_4$) และ น้ำหนักรวมของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง.....	107
11.1 ผลการทดลองที่ได้จากหลอดผลิตไอโซน.....	120



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญกราฟ

กราฟรูปที่	หน้า
9.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{out} กับ RL.....	94
9.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง P_{out} กับ ประสิทธิภาพ.....	94
9.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง P_{out} กับ P_{in}	95
9.4 กราฟสัญญาณที่ใช้ควบคุมการสวิตช์ ของคอนเวอร์เตอร์.....	100
9.5 กราฟแสดงสัญญาณควบคุมขณะที่เอาท์พุท No – Load	100
9.6 กราฟแสดงสัญญาณควบคุมขณะที่เอาท์พุทต่อความต้านทาน 100 โอห์ม.....	100
9.7 กราฟแสดงสัญญาณควบคุมขณะที่เอาท์พุทต่อกับความต้านทาน 1.2 โอห์ม.....	100
10.1 แผนภูมิแท่งแสดงน้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลงเมื่อค่า กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย $CuSO_4$ มีค่าเพิ่มขึ้น.....	108



บทที่ 1

บทนำ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นโครงการที่เกี่ยวกับการบำบัดน้ำเสียไม่เพียงเท่านั้นยังช่วยให้ น้ำที่ บริสุทธิ์อยู่แล้วบริสุทธิ์ยิ่งขึ้นไปอีก โครงการนี้จะเริ่มจากการใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจ่าย กระแสสูงค่าหนึ่งให้กับขั้วอิเล็กโตรด เพื่อให้สารละลายเกิดการแตกตัวเป็นไอออนซึ่งเป็นกระบวนการ เปลี่ยนแปลงทางปฏิกิริยาเคมีหรือเรียกว่าขบวนการอิเล็กโตรลิซิส (Electrolysis) พบว่าค่า ปริมาณกระแสที่จ่ายให้ขั้วอิเล็กโตรดเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าศักดาไฟฟ้าแตกตัว (Decomposition Potential)

ค่าศักดาไฟฟ้าแตกตัวต้องมีค่ามากกว่าหรืออย่างน้อยต้องเท่ากับค่าศักดาไฟฟ้าย้อนกลับ (Reversible Potential) ซึ่งเป็นค่าศักดาที่เกิดขึ้นในขณะที่ไอออนและอิเล็กโตรดในสารละลายอยู่ใน สถานะสมดุล การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของปริมาณทางไฟฟ้าและการเปลี่ยนแปลงทางเคมีที่ เกิดขึ้นที่อิเล็กโตรดในขบวนการอิเล็กโตรลิซิสจะอธิบายได้จากกฎอิเล็กโตรลิซิสของฟาราเดย์ ดังนี้

1. มวลของสารที่เกิดขึ้นที่แอโนดหรือคาโทดในขณะที่เกิดอิเล็กโตรลิซิสเป็นสัดส่วน โดยตรงกับปริมาณทางไฟฟ้าที่ผ่านเข้าไปในเซลล์
2. มวลสารที่ต่างกันซึ่งเกิดขึ้นในระหว่างขบวนการอิเล็กโตรลิซิสที่ใช้ปริมาณไฟฟ้าเท่า กัน จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับน้ำหนักสมมูลของสารนั้น

เมื่อผ่านกระบวนการอิเล็กโตรลิซิสโดยการจ่ายกระแสไฟฟ้าสูงค่าหนึ่งซึ่งได้จากสวิต ชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นผลให้สามารถกำจัดธาตุหนักส่วนหนึ่งออกจากสารละลายที่มีน้ำเป็นตัว ทำละลายจากนั้นนำสารละลายไปผ่านกระบวนการเติมก๊าซโอโซน (O_3) เพื่อให้ได้น้ำที่มีความ บริสุทธิ์มากยิ่งขึ้น ก๊าซโอโซนมีความสามารถในการบำบัดน้ำเสียที่มีโลหะหนักเจือปนอยู่ เช่น เหล็ก แมงกานีส สารประกอบพวกซัลไฟด์ นอกจากนี้ยังสามารถบำบัด สี , กลิ่น และฆ่าเชื้อโรค ได้อีกด้วย การเติมก๊าซโอโซนมีผลดีกว่าการเติมคลอรีน ในแง่ที่ไม่ก่อให้เกิดสารประกอบอื่นตก ก้าง

ก๊าซโอโซนผลิตขึ้นด้วยวิธีการป้อนไฟฟ้าแรงดันสูง (โดยใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย) ให้กับขั้วไฟฟ้าที่มีค่าสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอสูงเพื่อให้ออกซิเจนในอากาศระหว่างขั้วอิเล็กโตรด เกิดการไอออนไนเซชันแตกตัวเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยวและรวมตัวใหม่เป็นก๊าซโอโซน โครงการ ส่วนที่สองเป็นการสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ในการทดลองซึ่งประกอบไปด้วย ชุดอิเล็กโตรด และพัลลมที่ใช้ในการดูดอากาศให้เคลื่อนผ่านชุดอิเล็กโตรดเพื่อนำโอโซนที่เกิดขึ้นไปทำการวัด หาปริมาณและเพื่อนำไปบำบัดน้ำต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการทำงานโดยรวมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

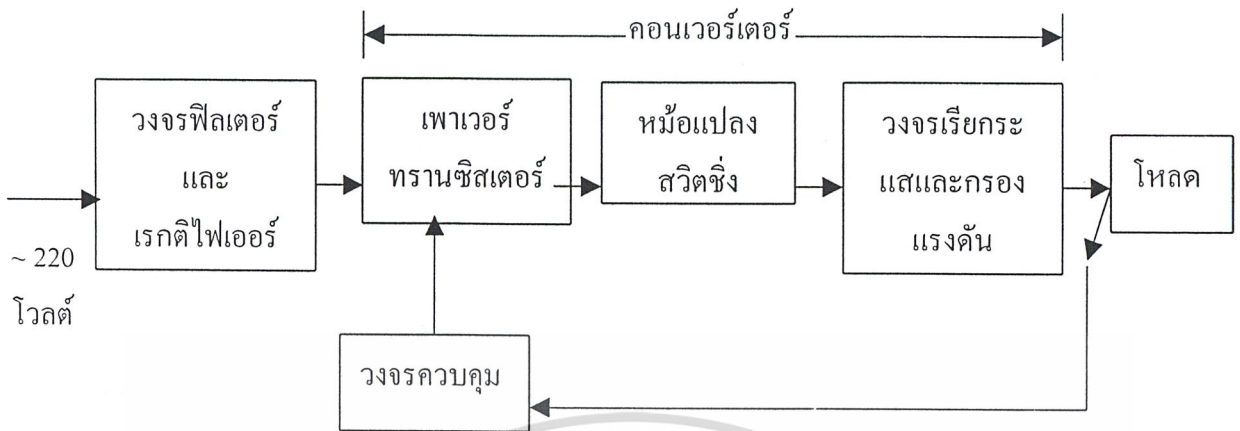
สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่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

ในขณะเดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือ เครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

2.1 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร

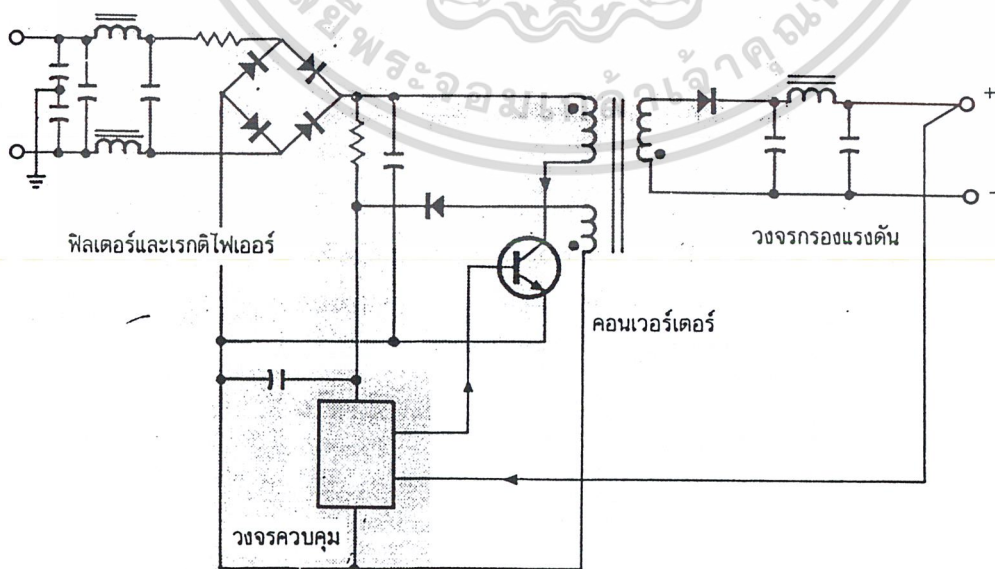
สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1

หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่างๆ จะทำงานเป็นลำดับดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟیلเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะ ผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจร เรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสถียรก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะ ทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ รูปที่ 2.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักใน รูปที่ 2.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบต่างๆในรูปที่ 2.1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาการจัดวงจรและการทำงานขององค์ประกอบเหล่านี้ให้ดี ซึ่งจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดต่อไป

2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆที่จะใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

Output Power	:	300W
Efficiency	:	65% at full load
Input Voltage	:	94-132V _{AC} (nominal 115 V _{AC}) 184-264V _{AC} (nominal 220 V _{AC})
Output Voltage and Current	:	+5V 6A (min) 30A (max) +12V 0A 6A -12V 0A 6A
Line Regulation at 50% load	:	+5V 0.5% +12V 0.5% -12V 0.5%
Load Regulation	:	+5V +/- 1% of setting voltage +12V +/- 2% of setting voltage -12V +/- 2% of setting voltage
Ripple and Noise	:	+5V 50mV p-p max +12V 120mV p-p max -12V 120mV p-p max
Hold up Time at low line full load	:	+5V 10 ms.min

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RFI/EMI	:	meet FCC part 15 J class B VDE 0875
Transient response	:	< 200 mV ripple at 50% load change <400 s recovery time
Isolation	:	input to ground 2 KV rms. Output to ground 500 V rms.
Switching Frequency	:	100 KHz

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับ โหลดของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่ โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65-80%

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

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

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ +/- 5 โวลต์ และ +/- 12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

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

ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัฟนี้จะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

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

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตก

คร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกควาน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลักการจะกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ดีก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามที่ต้องการ

2.3 สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย

ข้อได้เปรียบของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบาว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแส และคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูง และต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆจะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65% - 80%

สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโฮลด์ออฟประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ 2×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลาย เมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายและให้ผลดีได้เช่นกัน ดังนั้นสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมักจะนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

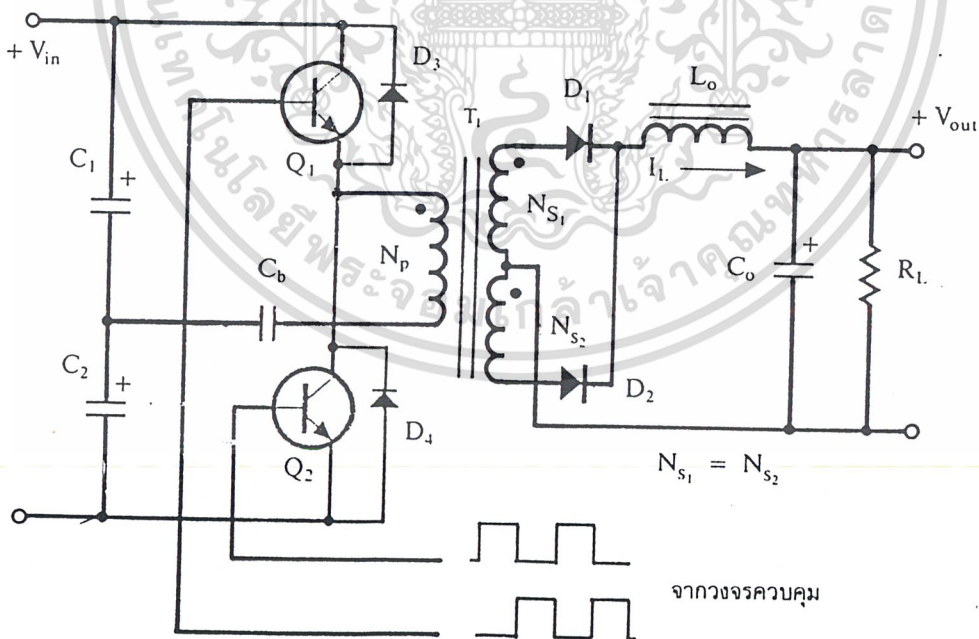
บทที่ 3

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

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

3.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

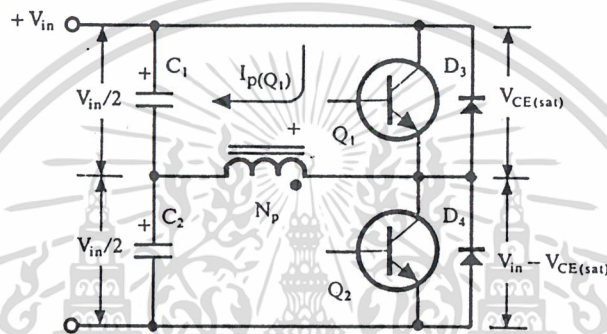
วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



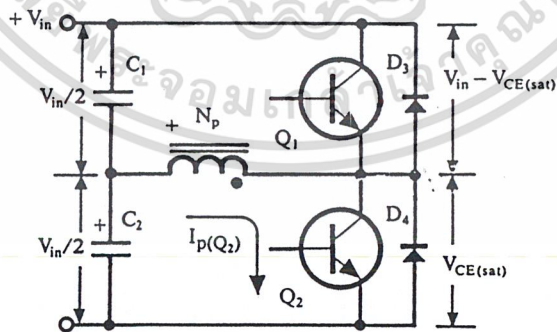
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_1 อยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดลวดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_1 นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 (ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ แรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$



รูปที่ 3.2 (ข) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

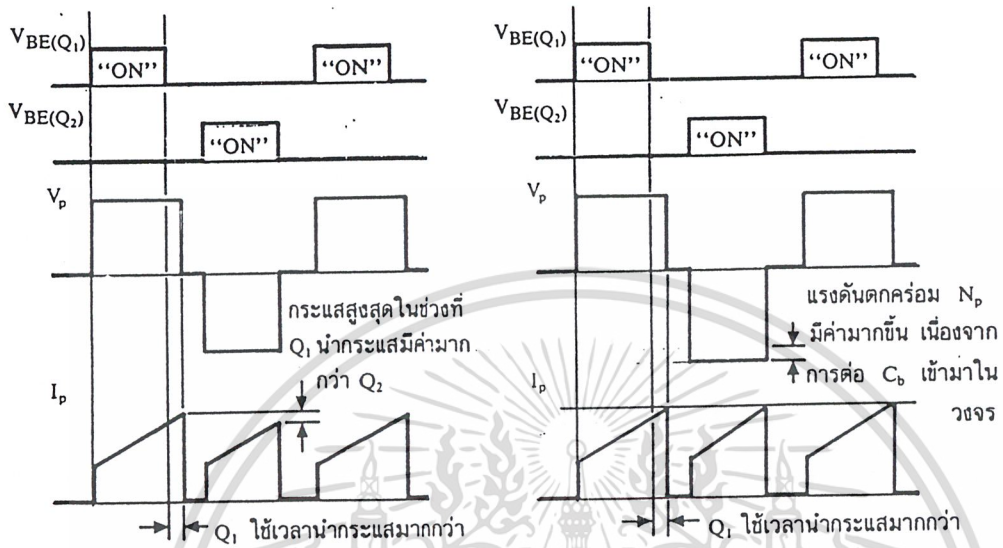
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่จุดไพรมารี N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคันดารีจะมีลักษณะเดียวกันกับพวง-พวงคอนเวอร์เตอร์

3.2 ตัวเก็บประจุลีดคั้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

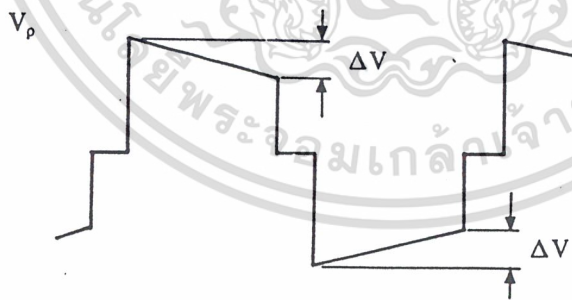
ตัวเก็บประจุลีดคั้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆ นั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุลีดคั้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อมใน C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้ มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 3.3 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 3.3 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรพัลส์ เนื่องจาก \$Q_1\$ ใช้เวลานานกว่า \$Q_2\$

รูปที่ 3.3 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุที่ออกถึง \$C_b\$ เข้ามาในวงจร เพื่อลดความไม่สมมาตรพัลส์



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (\$D_{loop}\$) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุที่ออกถึง \$C_b\$ คั่นเข้ามาในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลึอกถึง C_b คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อม ขดไฟโรมารี่มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด(droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่ง ไปตกคร่อม C_b นั้นเอง (ดูรูปที่ 3.4) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อม ของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไฟโรมารี่ต่ำสุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

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

โดย $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟโรมารี่

ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20%ของ)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์(3.1)

3.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรในรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ แฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส
2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟโรมารี่ จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ต้องเป็นชนิดฟอสตริคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

3.4 ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

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

$$t_{ON(max)} = 0.4T \quad \dots\dots(3.2)$$

3.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

3.5.1 แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถหาได้จากสมการของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์

$$V_{out} = \frac{(N_s)}{(N_p)} (V_{in} - V_{CE(sat)}) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - V_D$$

เนื่องจากวงจรทำงานในลักษณะเดียวกัน แต่ในกรณีฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แรงดันตกคร่อมขดไฟรมาร์รี่ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจึงเป็น

$$V_{out} = \frac{(N_s)}{(N_p)} (V_{in}/2 - V_{CE(sat)}) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - V_D \quad \dots\dots(3.3)$$

3.5.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2

การคำนวณค่าสูงสุด สามารถทำได้ตามสมการของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์

$$I_{p(PK)} = \frac{P_0 T}{2\eta V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p}$$

แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟรมาร์รี่มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{p(PK)} = \frac{P_{out} T}{2I V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} \dots\dots(3.4)$$

ถ้ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าน้อยๆ จะเห็นได้ว่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารีของวงจรฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็น 2 เท่าของวงจรพุก – พูลคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน (แต่ฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบ)

3.5.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s หาได้จากสมการที่ (4.4) ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{(V_{out} + V_D) (T/2)}$$

เนื่องจากขดลวดไพรมารี N_p ของฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ N_p จะหาได้จาก

$$N_p = \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{\Delta B_{max} * Ae} * 10^5 \dots\dots(3.5)$$

3.5.4 เอาต์พุตโวลต์ L_p และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_0

ค่าของเอาต์พุตโวลต์ L_p และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_0 สามารถทำได้เช่นเดียวกับพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากวงจรทางด้านเอาต์พุตเหมือนกัน

บทที่ 4

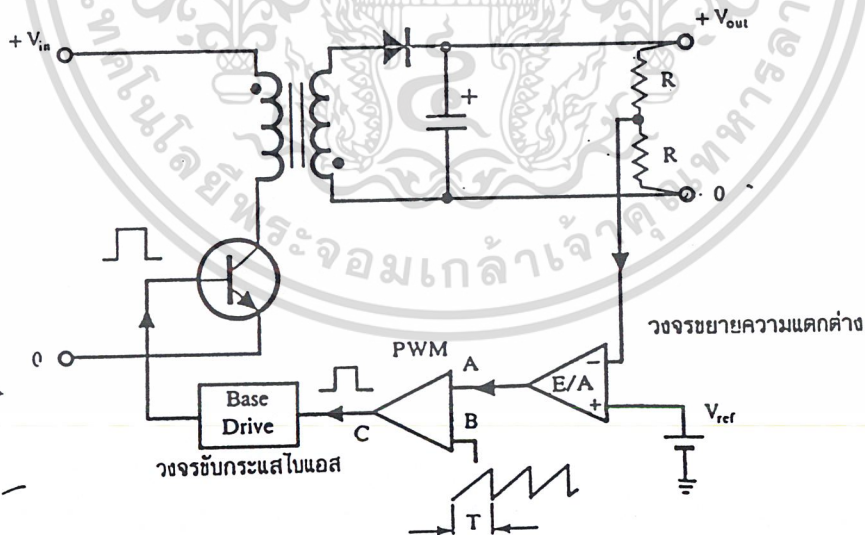
วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Mode Control For Switching Power Supply)

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิตท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ ใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

(Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 4.1

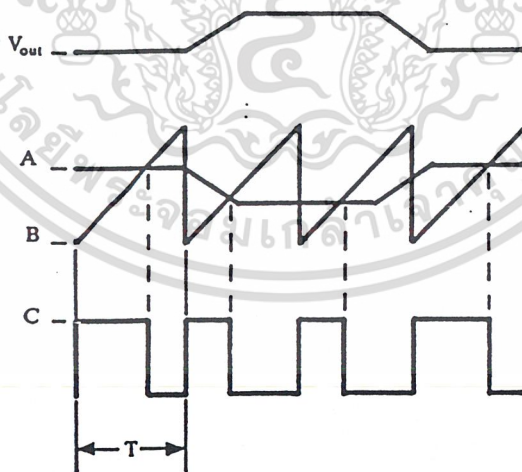


รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{out} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายโดยวงจขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PMW โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PMW อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PMW จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาองที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลคูณเลขชี้ของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตติง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PMW จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PMW จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 4.2 ตัวอย่าง ไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น

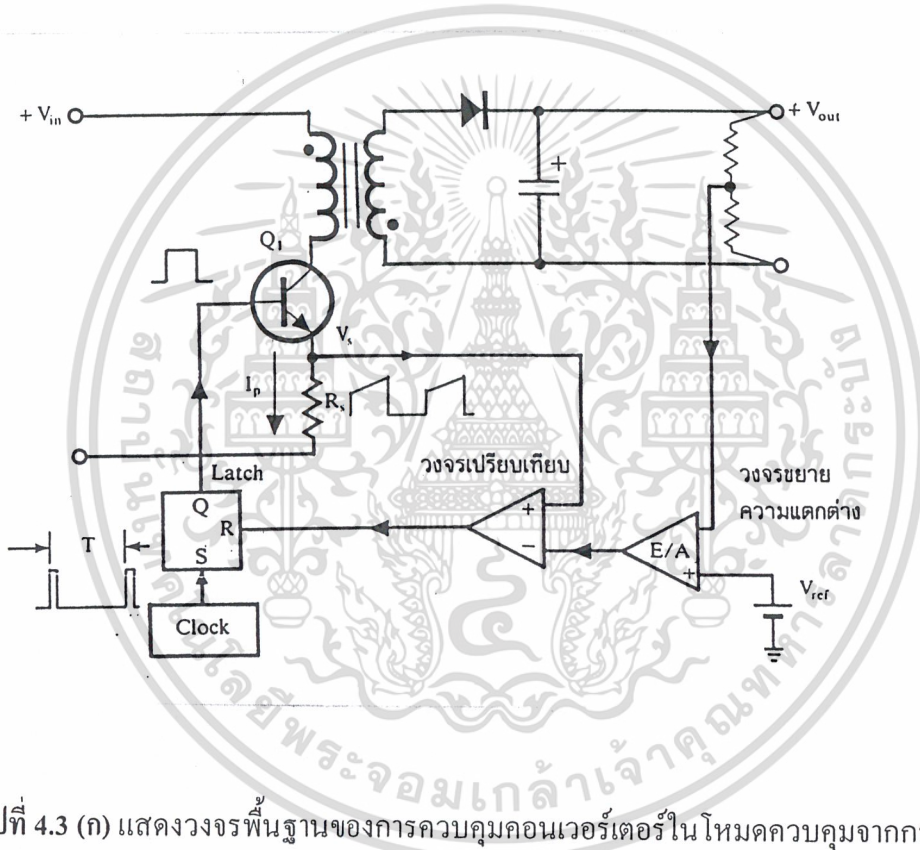


รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูปที่ 4.1

4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

(Current Mode Control)

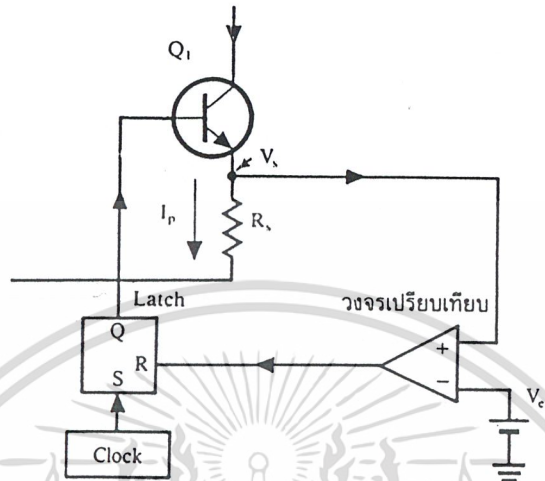
การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นเช่นกัน



รูปที่ 4.3 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 4.3 (ข) วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 (ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{cr} ที่ขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรเปรียบเทียบแทน

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

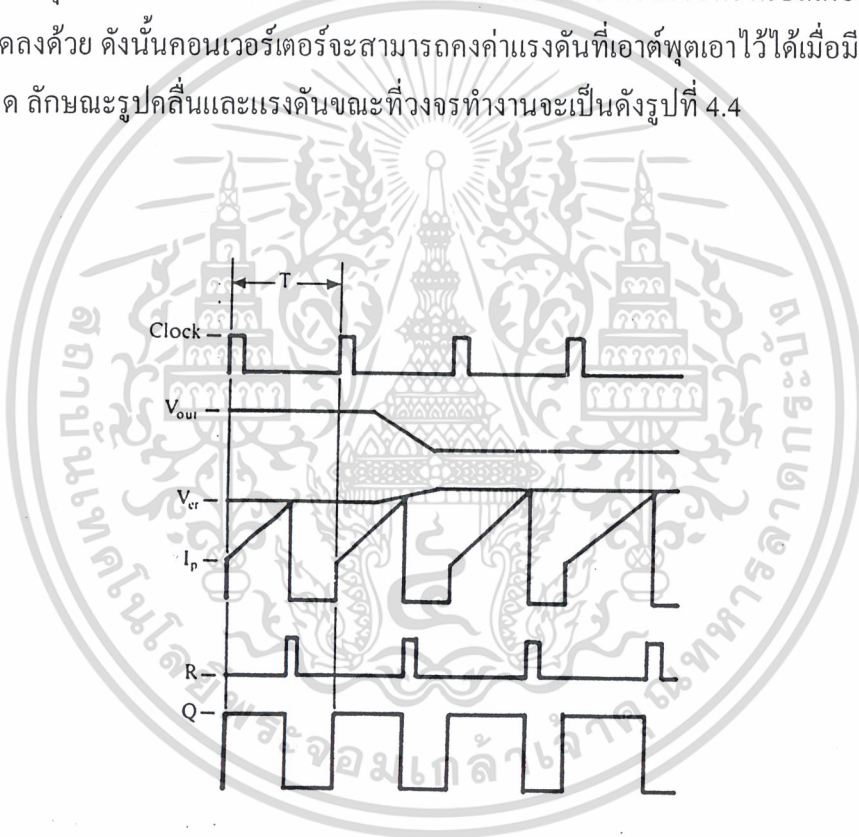
แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{cr} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{cr} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส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

จะเห็นว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{cr} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อไหลลดลงที่ คอนเวอร์เตอร์จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เข้ามา วงจรในลักษณะเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_o มากกว่าแรงดันเอาต์พุตที่วงจขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

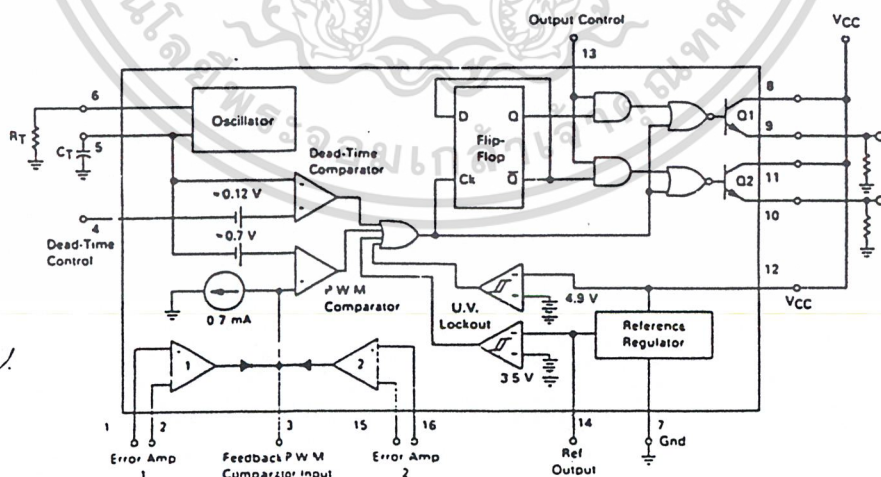
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลล้นได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี่ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี่ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของพวง - พุด คอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
5. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่าง ไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแสได้แก่ เบอร์ UC 3842/3/4/5 และ MC 34129 เป็นต้น

4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็น ไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 5.5 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



รูปที่ 4.5 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 (ที่มา :

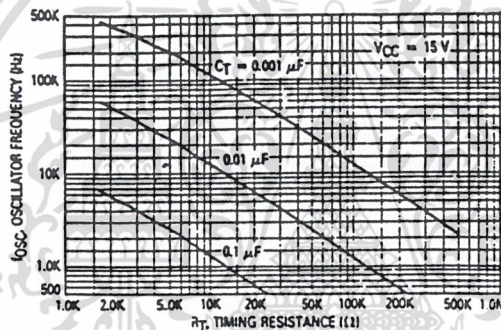
Motorola)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะ กำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$



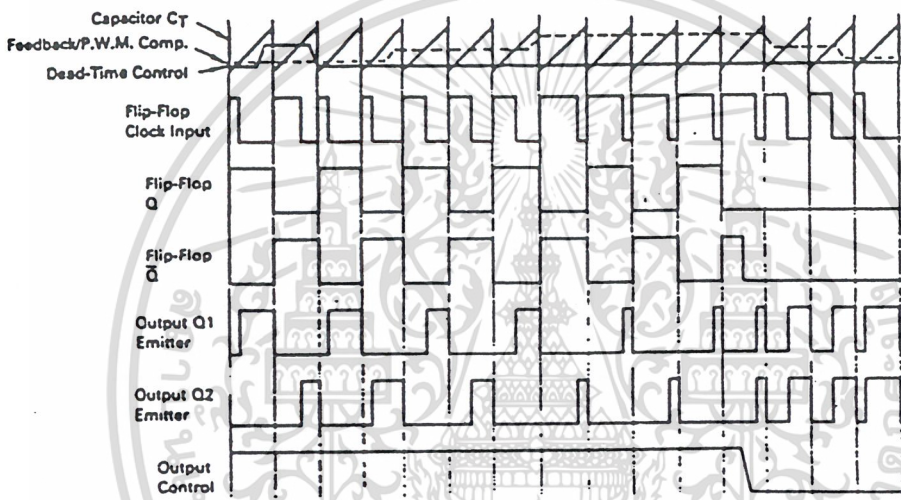
รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T , C_T ในการกำหนดความถี่การทำงานของไอซีในการตั้งค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรมหาความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PMW Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสองตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc}-2)$ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะสถานะ “High”(Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PMW Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ T_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 ($+5 V_{cc}$) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

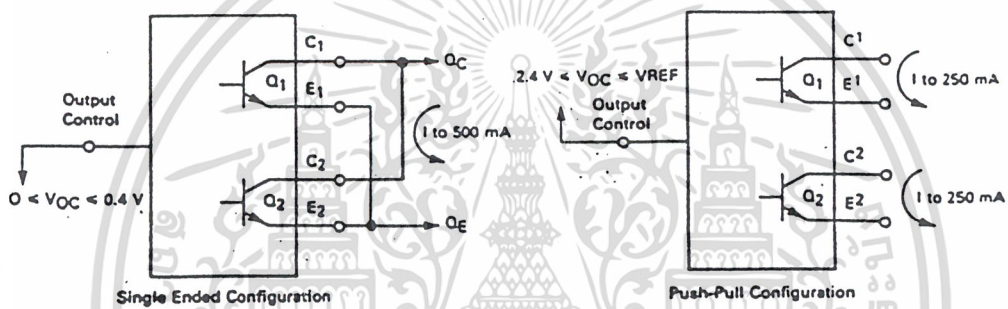
การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ในที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_T ดิสชาร์จ เอาต์พุตของ Dead -

Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_T จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V_{ref}) Q₁ และ Q₂ จะสลับการทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับเคลื่อนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q₁ และ Q₂ จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q₁ และ Q₂ เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของคาบเวลา)



รูปที่ 4.8 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

4.4 ไอซีเบอร์ SG 3526 สำหรับโหมดควบคุมจากกระแส

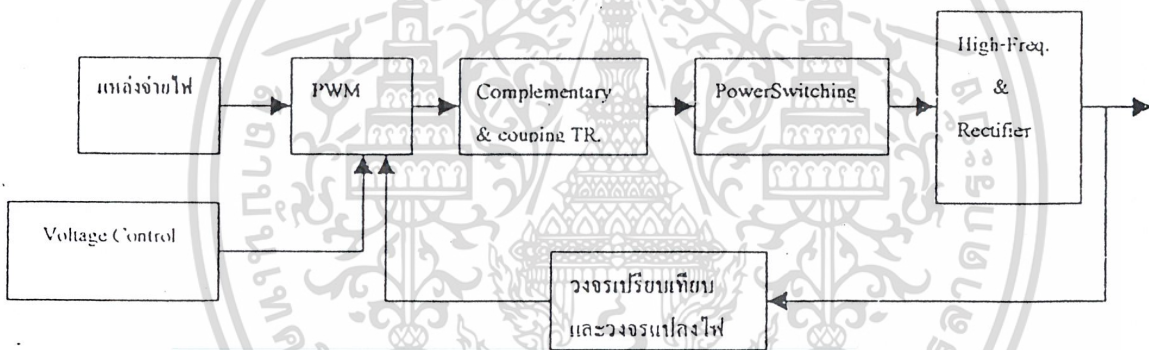
หลักการเบื้องต้นของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้ สามารถกล่าวได้ว่ามีส่วนประกอบสำคัญด้วยกันอยู่ 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท และฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และในส่วนของวงจรควบคุม จะประกอบด้วยวงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสจากทางด้านเอาพุทข้อมูลที่จะส่งให้กับไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป ซึ่งมีรายละเอียดการทำงานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1) วงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้จะมีหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตในภาคคอนเวอร์เตอร์ ในภาคควบคุมนี้จะอาศัยการกำเนิดสัญญาณควบคุมจากตัวไอซี เบอร์ SG3526 ซึ่งมีคุณลักษณะเป็นตัวสร้างสัญญาณมอดูเลททางความถี่ โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้ทางเข้าที่พุทเป็นตัวไปควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งลักษณะการทำงานดังกล่าวของไอซีตัวนี้เรียกว่า Pulse Width Modulation และส่วน โครงสร้างภายในได้แสดงเอาไว้ในส่วนของภาคผนวก ท้ายเล่ม

โดยในส่วนนี้ของวงจรควบคุมนี้ยังสามารถแบ่งย่อยการทำงานออกไปเป็นภาคย่อยๆ ได้ อีกดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.9 แสดงลำดับการทำงานของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย

4.4.2) ส่วนของวงจรควบคุม และวงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับ จะทำหน้าที่แปลงค่ากระแสและแรงดันทางด้านเข้าที่พุทให้อยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อมาเปรียบเทียบกับค่าแรงดันที่ตั้งเอาไว้ อุปกรณ์ที่สำคัญของการเปรียบเทียบแรงดัน ก็คือ-ออปแอมป์เบอร์ LM339 ซึ่งเป็นไอซี ในการเปรียบเทียบแรงดันนั้น LM 358 จะเป็นตัวขยายและแปลงไฟลอบ เพื่อให้เข้าใจในวงจรจะอธิบายถึง ออปแอมป์ LM339 ซึ่งมีการทำงานดังนี้

1. ถ้าขา(บวก) นอนอินเวอร์ตติ้ง(+ Noninverting) มีศักย์ไฟฟ้ามากกว่าขา(ลบ) อินเวอร์ตติ้ง (- Inverting) เข้าที่พุทจะ Open circuit
2. ถ้าขา(บวก) นอนอินเวอร์ตติ้ง(+ Noninverting) มีศักย์ไฟฟ้าน้อยกว่าขา(ลบ) อินเวอร์ตติ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(- Inverting) เอาท์พุทจะ Short circuit

ในส่วนของวงจรจำกัดกระแสทำการตั้งค่าแรงดันไว้ที่ขา 4 ของ LM339 เมื่อแรงดันที่ $R_{s\text{ens}}$ ป้อนกลับมามีค่ามากกว่าค่าที่ตัวไว้ที่ขา 4 ทำให้ เอาท์พุท เปิดวงจร ดังนั้นจึงมีไฟไปทำการขยายเป็นไฟลบโดย ไอซี LM358 เพื่อให้เอาท์พุท มีค่าเป็นไฟลบค่าหนึ่งซึ่งไปลบจากแรงดันไฟที่ขา 1 ของไอซี SG3526 ทำให้สัญญาณพัลซ์มีช่วงที่แคบเพื่อลดการขับกระแสที่จ่ายออกมาทาง เอาท์พุทของวงจรสวิตซ์ซึ่งแต่หากแรงดันที่ $R_{s\text{ens}}$ มีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ตั้งไว้ที่ขา 4 ของ LM339 ก็จะไม่มีไฟที่ส่งไปวงจรขยายไฟลบ ทำให้ พัลซ์ทำงานตามปกติ

ส่วนการป้อนกลับของแรงดันเอาท์พุทจะทำการแบ่งแรงดันที่วงจรแบ่งแรงดันโดยใช้ความต้านทานปรับค่าได้ โดยใช้แรงดันที่ทำการปรับนั้นส่งให้วงจรขยายไฟลบของ LM358 ทำการขยายและส่งให้วงจรแบ่งแรงดันก่อน ส่งไปที่ขา 1 ของ SG3526 โดยที่ขาตั้งกล่าวจะมีแรงดัน ดีซี ค่าหนึ่งซึ่งเราตั้งไว้เพื่อให้ SG3526 ผลิตสัญญาณพัลซ์ออกมาเมื่อนำ feedback มาต่อจะมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันทำให้ SG3526 ผลิตพัลซ์ที่มีความกว้างโดยขึ้นกับค่าแรงดันที่ขา 1 ของ SG3526

4.4.3) วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลซ์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลซ์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซี ให้ SG3526 ซึ่งมีวงจรโครงสร้างภายในแสดงไว้ในส่วนของ Datasheet ซึ่งมีรายละเอียดการต่อเพื่อใช้งาน ดังต่อไปนี้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับข้อมูลที่เป็นแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามายังขาอินเวอร์ตติง และนอนอินเวอร์ตติง ของวงจรขยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรพัลซ์วิดท์มอดูเลชัน เพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลซ์ให้เปลี่ยนแปลงไปตามข้อมูลแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับวงจรขยายในกรณีเปิดลู๊ป โดยการต่อค่าตัวเก็บประจุลงกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายความผิดพลาด โดยการต่อรวมกันกับ ขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลา ในการเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องตรงจังหวะอีกครั้ง หลังจากชัตดาวน์ซึ่งจะสังเกตได้ว่า ขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์ เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุท ด้วยวงจรเปรียบเทียบความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรเปรียบเทียบก็จะส่ง เอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นได้กับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับส่งชดความจกวงจรภายนอก โดยการป้อนลอจิก “0”

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ Rt เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายในให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให่วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วง 1 ถึง 400 กิโลเฮิรท์

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ Ct เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

ขา 11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัวต้านทาน Rd ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า Rd ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้อาเวลาหยุดนำกระแสในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซค

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อเป็นประโยชน์กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน (Synchronization)

ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุตพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาต์พุตทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรถอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี อันที่จริงสามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรถ่ายในไอซี โดยผ่านวงจรถ่ายค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานอย่างคงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถ่ายค่าแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรถ่ายภายนอกเพื่อให้มีแรงดันอ้างอิงค่าเดียว โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด ประมาณ 50 มิลลิแอมป์

4.5) วงจรขับ และ หม้อแปลงคัปปลิ่ง

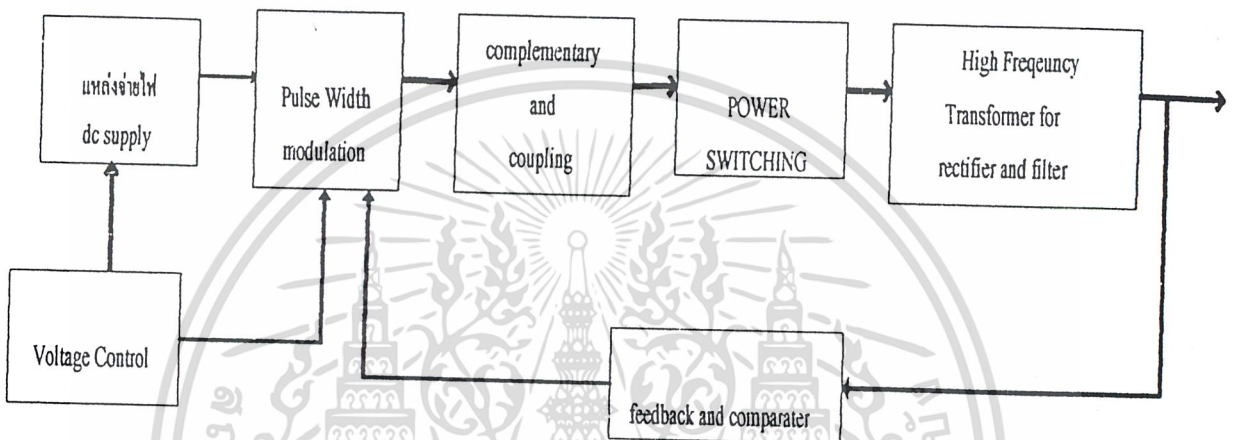
วงจรถ่ายประกอบด้วยมอสเฟตชนิด n-channel และ p-channel (เบอร์ IRF530 , IRF9530) หรือ ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN (เบอร์ 2SC1815 , A1015)มาต่อกันแบบ Complementary จำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรถ่ายจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงขับสวิตชิง เพื่อที่จะส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับขาคัดของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป ที่เอาต์พุต ขา13 และ ขา16 ของ SG3526 จะต่ออยู่กัน Cmos-Inverter เพื่อที่จะลด Rise time และ Fall time ของสัญญาณให้มีค่าน้อยลงซึ่งทำให้กำลังงานสูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าน้อยลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของหม้อแปลงคัปปลิ่งนี้จะทำหน้าที่แยกกราวด์ ระหว่างวงจรภาคควบคุมกับวงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงคัปปลิ่งจะส่งสัญญาณพัลส์ออกมา 2 ชุด โดยที่ทั้งสองชุดนี้สัญญาณจะกลับเฟสกัน เพื่อส่งไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานสลับกัน

4.6) วงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง

ลักษณะการทำงานของเพาเวอร์สวิตชิง (Power switching) สามารถเขียนอธิบายการทำงานได้ด้วย บล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ดังนี้



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมแสดงลักษณะการทำงานของวงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง

4.7) วงจรแปลงแรงดันไฟกระแสสลับ (AC) เป็นไฟกระแสตรง (DC)

AC-DC Rectifier ทำหน้าที่ แปลงแรงดันไฟสลับค่าหนึ่งไปเป็นแรงดันไฟตรงค่าหนึ่ง ซึ่งในที่นี้จะใช้การเรกติไฟร์ในลักษณะการแปลงแรงดันแบบเต็มคลื่นชนิดแทปกกลาง (Full wave Center Tapped) โดยค่าแรงดันไฟตรงหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$V_{dc} = 0.637V_p$$

4.8) วงจรแปลงแรงดันไฟกระแสตรง (DC) เป็นไฟกระแสตรง (DC)

ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงค่าหนึ่งๆ ไปเป็นแรงดันไฟตรงอีกค่าหนึ่ง โดยอาศัยมอสเฟตเป็นตัวสวิตซ์แรงดันไฟตรงให้มีการเปลี่ยนแปลง On และ Off ตลอดเวลา ตามสัญญาณของวงจรถวนควบคุมส่งมา ซึ่งลักษณะดังกล่าวนี้เราเรียกว่า คอนเวอร์เตอร์ (Converter) ซึ่งเป็นลักษณะของ DC-DC Converter โดยในวงจรอาศัยการทำงานของ Power Mosfet เบอร์ IRFP 460 เป็นตัวสวิตซ์ซึ่งมอสเฟตนี้จะตอบสนองต่อความถี่สูงๆ , ทนแรงดัน และทำงานได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์

4.9) หม้อแปลงความถี่สูงแบบลดระดับแรงดัน (Step Down Transformer)

ทำหน้าที่เหมือนกับหม้อแปลงทั่วๆ ไป คือ จัดระดับแรงดันเอาท์พุทให้ได้ตามต้องการ โดยที่จะมีข้อแตกต่างจากหม้อแปลงชนิดอื่นๆ ก็คือ จะให้ผลตอบสนองที่ความถี่สูงๆ ได้ดีกว่าเพราะว่า คุณสมบัติเฉพาะบางประการของเนื้อสารที่ใช้ทำแกน ที่ใช้งานคือ แกน U-Core เบอร์ U60 ซึ่งด้านทุติยภูมิจะมีแท็ปกลาง

4.10) วงจรเรกติไฟร์ (Rectifier) และ ฟิวเตอร์ (Filter)

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณอินพุตใดๆ ให้ได้ออกมาเป็นแรงดันไฟตรง โดยวงจรนี้ใช้เรกติไฟร์ชนิดเต็มคลื่นแบบมีแท็ปกลาง (Full wave center tapped) ซึ่งสุดท้ายมีเอาท์พุท โช้ค (L_0) และตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_0) ทำหน้าที่กรองกระแสและแรงดันให้เรียบ ก่อนนำไปใช้งาน นั่นก็คือวงจรกรองแบบ LC นั่นเอง

4.11) หลักการทำงานของวงจรไฟตรงจ่ายกระแสสูง(High Current)

เริ่มต้นด้วย แรงดันไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ ผ่านเข้ามาทางวงจรภาคอินพุต แล้วถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงคือ 311 โวลต์ โดยวงจรเรกติไฟร์เออร์ จากนั้นจะถูกสวิตเป็นช่วงๆ โดยเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 ในวงจรภาคคอนเวอร์เตอร์ ด้วยความถี่ 20 KHz ซึ่งจะได้พัลส์ขนาด $311 V_{pp}$ ต่อจากนั้นสัญญาณพัลส์จะถูกแปลงแรงดันลงเป็นพัลส์ขนาด $50 V_{pp}$ ออกทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงซึ่งเป็นแบบเซ็นเตอร์แท็ป

ที่ทางด้านทุติยภูมิจะมีฮัลฟบริดจ์โคโอด ,เอาท์พุท โช้ค, และตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งหมดนี้จะทำหน้าที่เรียงกระแสและกรองแรงดันเพื่อให้ได้แรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท 25 โวลต์

การสวิตของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นจะถูกควบคุมโดยพัลส์ที่ได้จากวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น (PWM) ซึ่งประกอบด้วยไอซีสร้างพัลส์ (SG3526) ,บัฟเฟอร์ (MC14050B) , วงจรทรานซิสเตอร์ต่อกันแบบพุชพูล และหม้อแปลงคัพปลิง ซึ่งมีลำดับการทำงานก็คือ SG3526 ทำหน้าที่สร้างพัลส์ที่มีความถี่ 20 KHz และขนาด $15 V_{pp}$ ผ่านเข้าวงจรบัฟเฟอร์เพื่อลดค่า Rise time (t_r) และ ค่า Fall time (t_f) ให้มีค่าน้อยลงซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตนั้นลดลงด้วย สัญญาณพัลส์ที่ได้จากบัฟเฟอร์จะสวิตซ์ขาเบสของทรานซิสเตอร์ให้นำกระแสเป็นช่วงๆ จึงมีสัญญาณพัลส์ที่ขาคอนเลกเตอร์อีกครั้ง ($V_{cc}=15 V$) ซึ่งมีขนาดและความถี่เท่าเดิม และผ่านเข้าหม้อแปลงคัพปลิงเพื่อแยกกราวด์ แล้วนำไปควบคุมการทำงานของภาคคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

การควบคุมแรงดันทางด้านเอาท์พุทให้มีค่าคงที่สามารถทำได้โดยใช้การป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุท ผ่านเข้าวงจรคอมพาราเตอร์ (Op-Am Comparater : IC LM339) ซึ่งจะเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิงคือ 5 โวลต์ ซึ่งค่าเอาท์พุทที่ได้จากคอมพาราเตอร์นี้จะนำไปควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ออกจาก SG3526 ซึ่งจะมีผลต่อการนำกระแสของ คอนเวอร์เตอร์ กล่าวคือ ในโครงการนี้เราเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปขอประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการแรงดันเอาต์พุตคงที่ 24 โวลต์ ถ้าสมมติว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเกิน 24 โวลต์ ที่เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ จะมีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ซึ่งเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์จะต่ออยู่กับขา 1 ของ SG3526 (คูรูปวงจรถ่วงควบคุมได้จาก ภาคผนวกท้ายเล่ม) จะทำให้ช่วงนำกระแสของพัลส์แคบลงจึงทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสลดลงด้วย ทำให้แรงดันที่เอาต์พุตมีค่าลดลง และคงที่ ที่ 24 โวลต์ตามต้องการ และ ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำกว่า 24 โวลต์ ที่เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์จะมีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ ซึ่งจะทำให้ช่วงนำกระแสของพัลส์มีค่ากว้างขึ้น ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตมีช่วงนำกระแสมากขึ้นด้วย แรงดันที่เอาต์พุตจึงมีค่าเพิ่มขึ้น และคงที่ ที่ 24 โวลต์ นั่นเอง

สำหรับการควบคุมกระแสเกินทางด้านเอาต์พุตสามารถทำได้โดย การป้อนแรงดันจากชั้นที่ ทางด้านเอาต์พุต แต่แรงดันที่ ชั้นที่มีค่าน้อยมากจึงต้องนำมาขยายแรงดันด้วยวงจขยายแบบไม่กลับเฟส และนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงคือ 5 โวลต์ ที่คอมพาราเตอร์ แล้วนำไปควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ออกจาก SG3526 กล่าวคือ ในโครงการนี้เราต้องการกระแส 50 แอมป์ ถ้าสมมติว่ากระแสมีค่าเกิน 50 แอมป์ แรงดันจากชั้นที่เมื่อนำไปขยายแล้ว จะมีค่ามากกว่า 5 โวลต์ ทำให้เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ช่วงนำกระแสของพัลส์นั้นจะแคบลงทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสลดลงด้วย ซึ่งกระแสทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าไม่เกิน 50 แอมป์ นั่นเอง

วงจรป้องกันกระแสเกินนั้นมีความสำคัญมาก เพราะถ้าใช้งานในสถานะที่ ความต้านทานต่ำๆจะมีการดึงกระแสที่เอาต์พุตอย่างมาก ถ้าไม่มีการจำกัดกระแสสูงสุด จะเกิดความเสียหายขึ้นกับวงจร เช่น เพาเวอร์มอสเฟตระเบิด เพราะมีกระแสไหลผ่านเกินค่าที่มอสเฟตจะทนได้ เป็นต้น ดังนั้นวงจรวัดซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงต้องมีวงจรป้องกันกระแสเกินเสมอ

บทที่ 5

ไดโอดและหม้อแปลงในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

Diode and Tranformer in Switching Power Supply

5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

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

ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน โดยไดโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

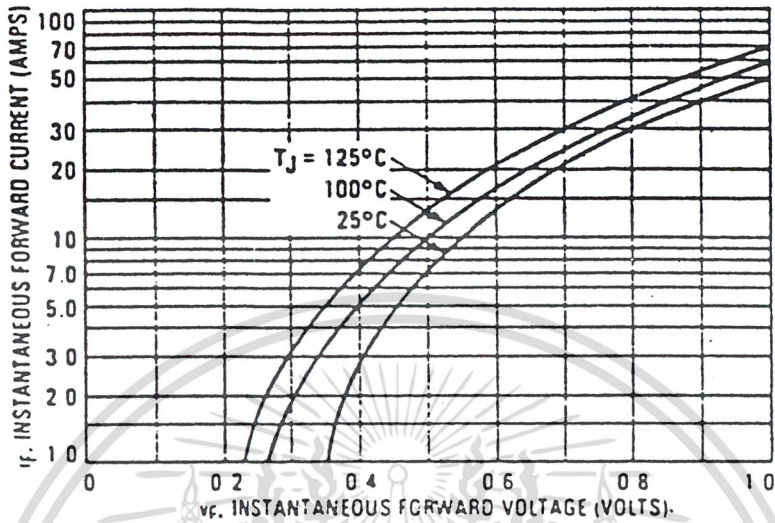
$$P_D = V_F I_F$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

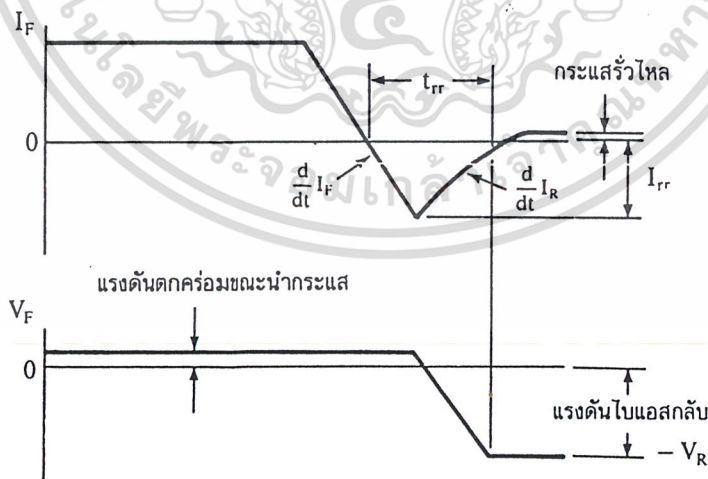
V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดในขณะที่มีแรงดันไบแอสกับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว (reverse recovery time) หรือ t_{FF} ลักษณะตอบสนองต่อแรงดันและกระแสของไดโอดจะเป็นดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F I_F$



รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาดำเนินตัว t_r จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่างๆกันจะให้ค่า t_r ที่แตกต่างกันออกไปด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา t_r นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

ลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งของไดโอดก็คือ ความนุ่มนวลในการคืนตัว (softness recovery) ที่ความถี่สูงๆ ลักษณะการคืนตัวของไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFI ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ค่าความนุ่มนวลในการคืนตัวของไดโอดจะกำหนดโดยค่าความชันที่ขอบขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาดำเนินตัว dI_f/dt ไดโอดที่มีค่าความชัน dI_f/dt น้อยๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน เกิดขึ้นต่ำๆ แต่จะมีช่วงเวลาดำเนินตัวมาก และเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย

5.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

- (1.) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- (2.) มีช่วงเวลาดำเนินตัว t_r สั้น
- (3.) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาดำเนินตัวน้อยมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

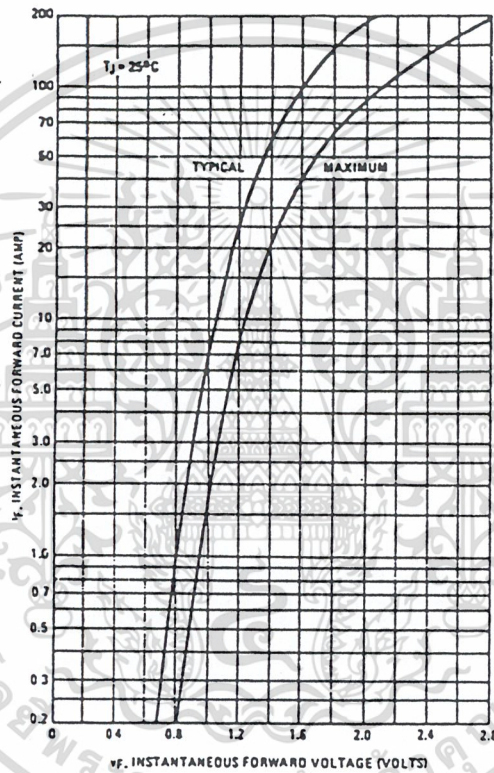
1. ฟาสต์ – รีคฟเวอรีไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุลตราฟาสต์ – รีคฟเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ชอตต์กี้ไดโอด (Schottky Diode)

ฟาสต์ – รีคฟเวอรี และอุลตราฟาสต์ – รีคฟเวอรีไดโอด

ฟาสต์ – รีคฟเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัว t_r ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟาสต์ – รีคฟเวอรีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์ – รีคฟเวอรีไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินตัว t_r ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์ – รีคฟเวอรีและอุลตราฟาสต์ – รีคฟเวอรี แสดงไว้ในรูปที่ 5.3

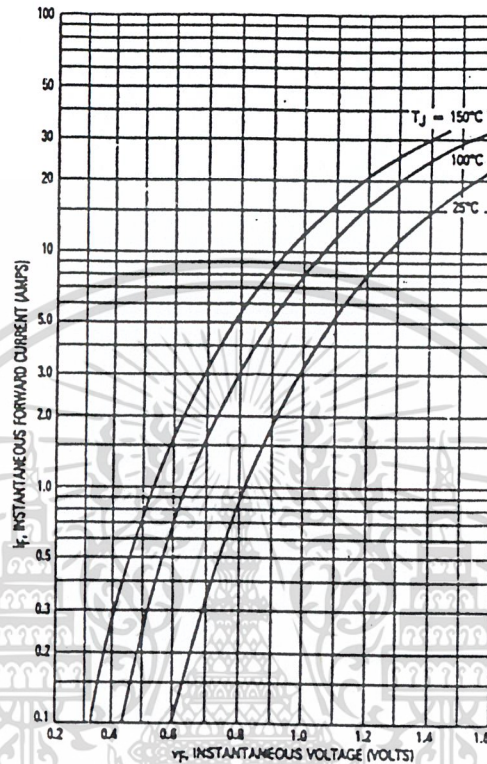
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอรี และอุตราฟอสต์-รีคัพเวอรี ไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



รูปที่-5.3 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอรี (ที่มา : Motorola)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

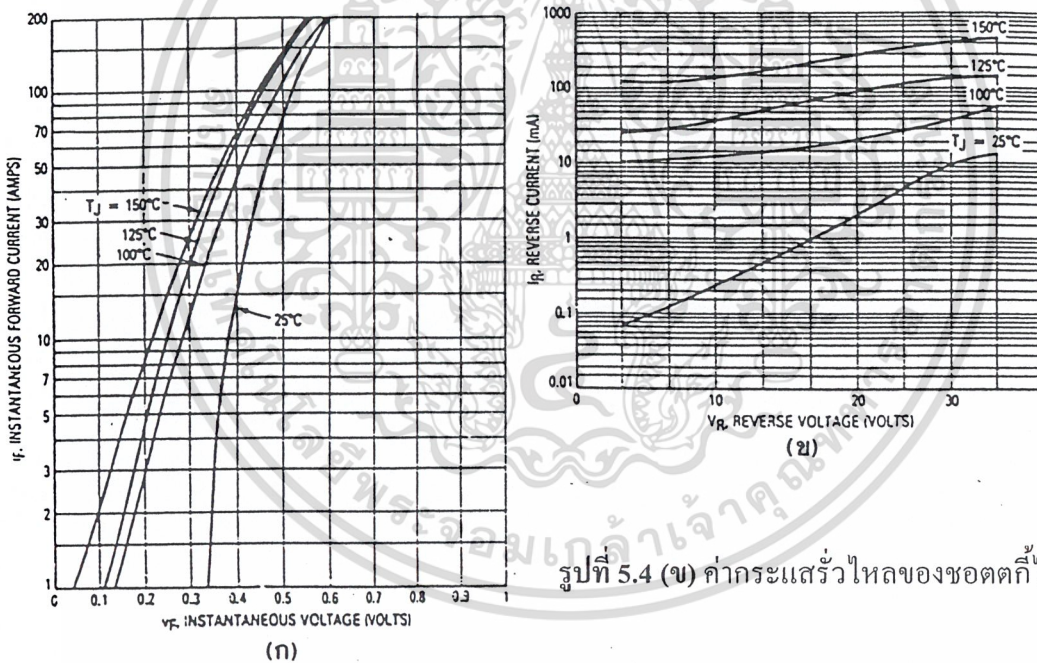


รูปที่ 5.3 (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตราฟาสต์ - ริกฟเวอรี ไดโอด
ชอตต์กีไดโอด

ชอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ (ดูรูปที่ 5.4 ประกอบ) จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์ - ริกฟเวอรีและอุลตราฟาสต์ - ริกฟเวอรีไดโอด ชอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ของชอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าชอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบัน มีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และซอตต์กีไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 5.4 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมีปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อนำซอตต์กีไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่งคือ ซอตต์กีไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 5.4 (ข) ค่ากระแสรั่วไหลของซอตต์กีไดโอด

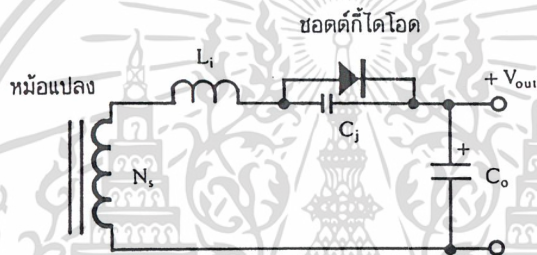
รูปที่ 5.4 (ก) แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะ
นำกระแสของซอตต์กีไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

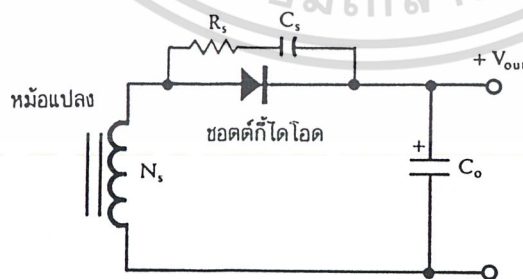
5.3 สนับเบอร์สำหรับชอตต์กีไดโอด

เพราะว่าค่าความจุที่รอยต่อภายใต้ตัวชอตต์กีไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจับวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเค้นคาร์มีค่าเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรดังรูปที่ 5.5 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นขณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ชอตต์กีไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สนับเบอร์คร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วยการต่อวงจร RC สนับเบอร์เพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.5 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_i และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_i ในชอตต์กีไดโอด



รูปที่ 5.6 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมชอตต์กีไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวชอตต์กีไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า R_s ของวงจรสับเบออร์ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

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

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage inductance)

C_j คือ ค่าความจุที่รอยต่อของขอตัก์ไคโอค

N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

ส่วนค่าของ C_j จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟาร์ด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R_s หาได้จาก

$$P_D = \frac{1}{2} C_j \frac{(V_m N_s)^2}{N_p}$$

เมื่อ V_m คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

5.4 การระบายความร้อน

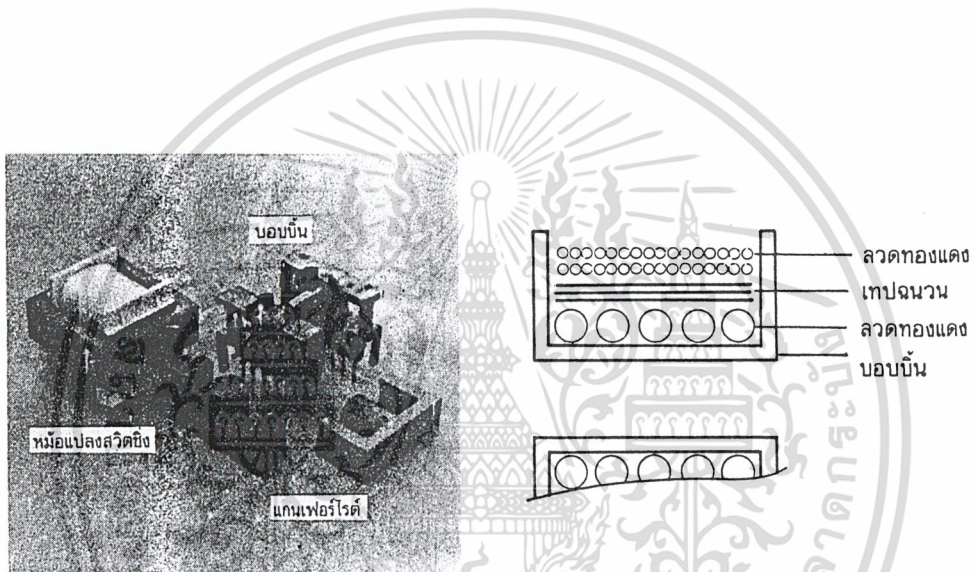
ขณะที่ไคโอคนำกระแสสูงๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไคโอคมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไคโอคจะต้องคัดแผ่นระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อนให้กับไคโอคด้วย ปกติไคโอคจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด T_j อยู่ที่ 150 °C ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิตัวถังต่างๆ ของไคโอคมาในแผ่นคาต้าชีด ก่อนการใช้งานไคโอคจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันการพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและขีดอายุการทำงานของไคโอค

5.5 หม้อแปลงสวิตซิ่ง

ซัพพลาย ซึ่งผู้ออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์จึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตซิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์แกนขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางการไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซิ่งขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

5.5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าต่ำที่เอาท์พุท และจะทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุทและแรงดันเอาท์พุทที่ได้ ก็เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 5.7 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 5. 7 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง (ก) และการพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบนบอบบิ้น (ข)

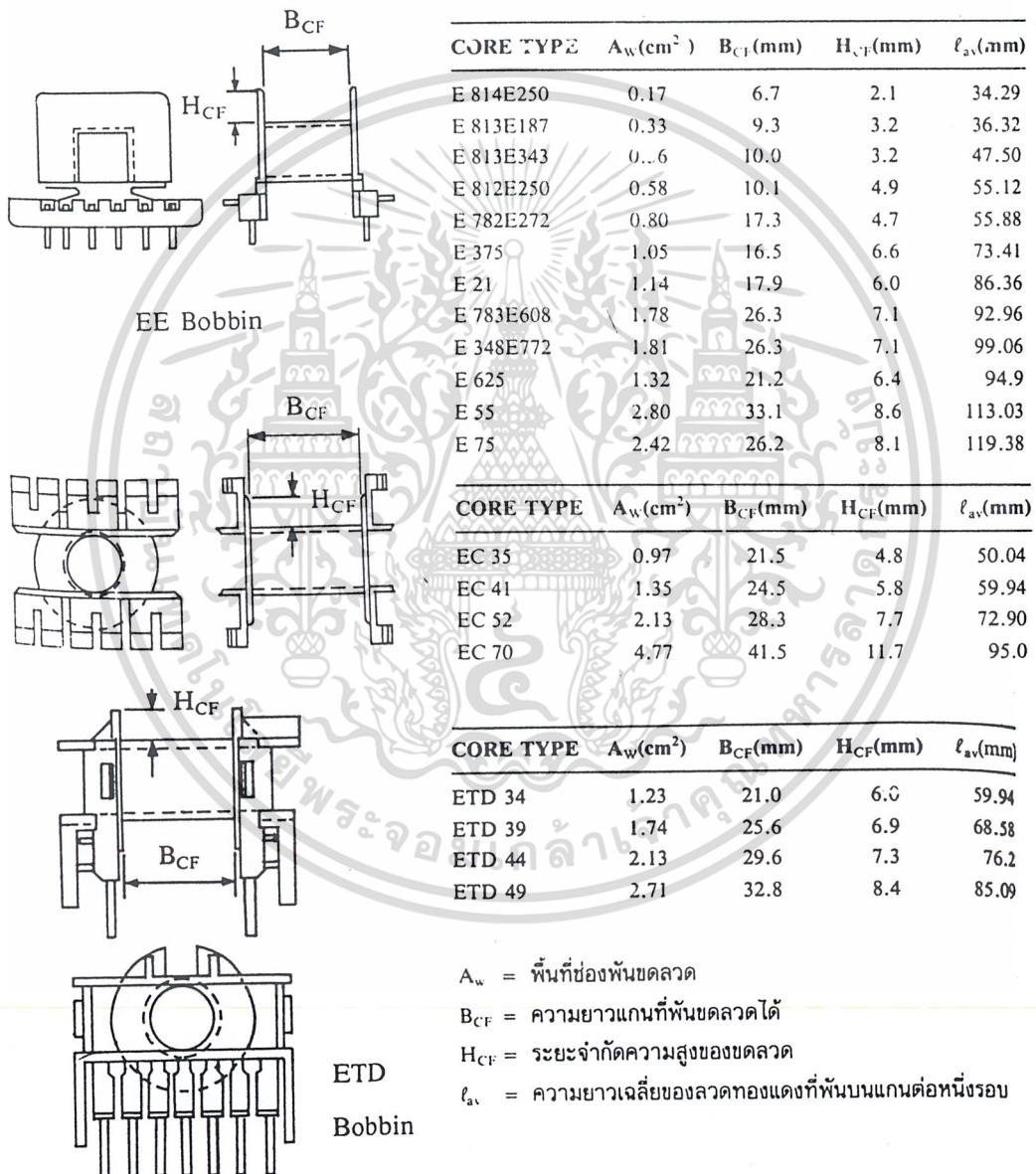
5.5.2 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) โดยการเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ได้สูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3000 ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้เป็นแกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.3 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟและบอบบิ้นจะช่วยให้การพันลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และยังปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกันแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 5.8 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบและให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.4 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามที่ต้องการ ซึ่งขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น

5.5.5 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี และขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทป ฉนวนอาจเป็นพวกไมลาสร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นต้น

5.5.6 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

5.5.6.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

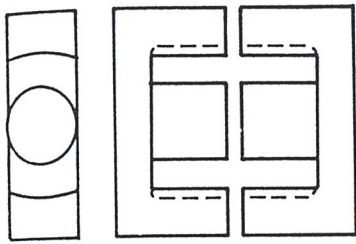
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง โดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้น จะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 5.9

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI /RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันขดลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE, ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆให้เลือกใช้ได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ โดยอย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

5.5.6.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

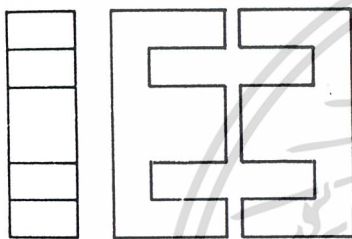
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะซึ่งให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธเยียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



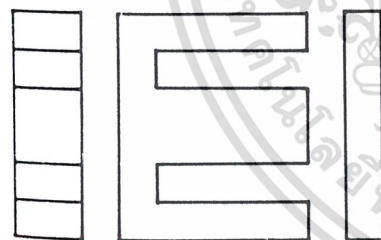
ETD

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



EE

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



EI

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

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

ℓ_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 9 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลอดออกมา

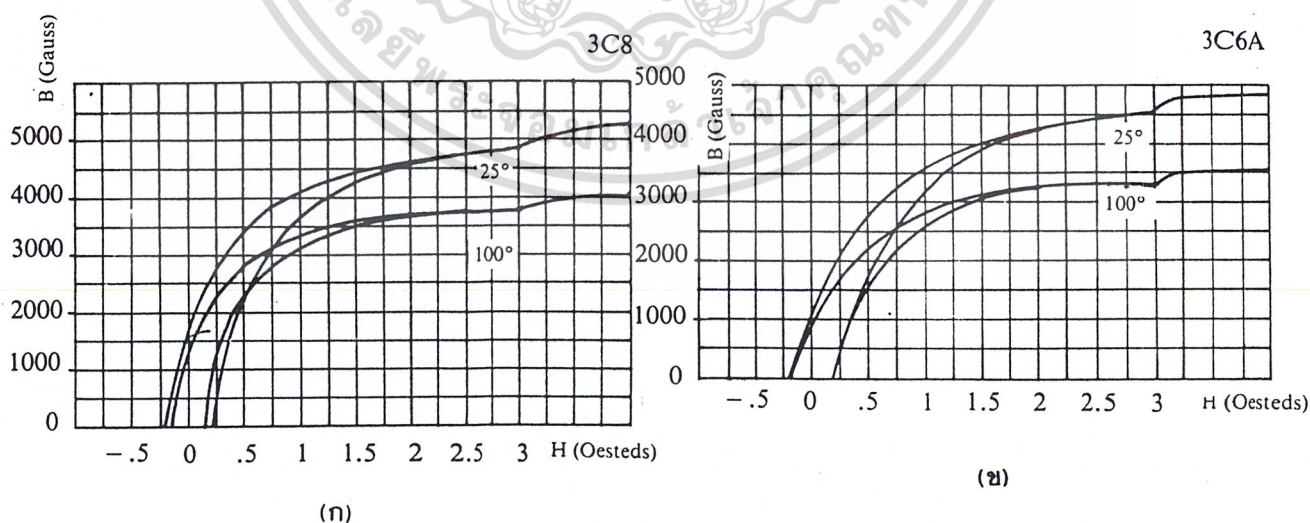
ภายนอกได้ค่อนข้างเล็กน้อยจึงถือเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE, และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรองแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่ไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

5.5.6.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

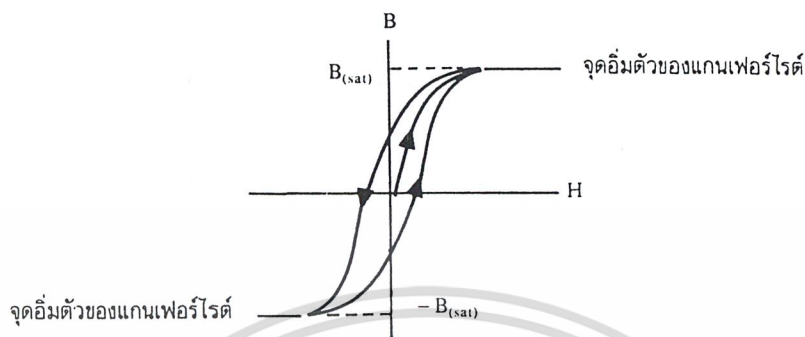
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 5.10(ก) และ 5.10(ข) ลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.10 แสดงเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 5.10

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์ เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้น โดยทั่วไปในการออกแบบตัวหม้อแปลงสวิตชิงจึงควรกำหนด ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย

5.5.6.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไฟรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว และทำให้แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำกำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

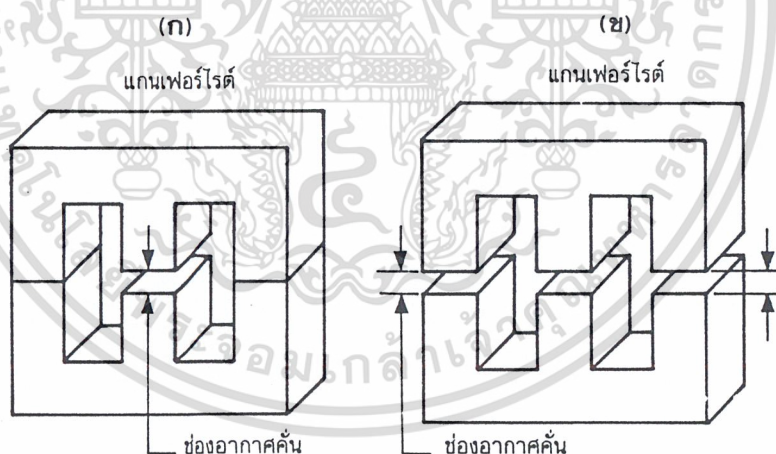
5.5.6.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆพิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (Ac) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบี้น

5.5.6.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

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

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI , ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 5.12(ก) และ(ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 5.12 (ก) แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น l_g ที่แกนกลาง (ข) การคั่นช่องอากาศ l_g ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหมายเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเอง เพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีข้อสังเกตคือ การค้นช่องอากาศระหว่างคู่ประกอบ ความหนาของแผ่นฉนวนกันที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคันที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องว่างอากาศคันที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

วงจรเสมือนของหม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer Equivalent Circuit)

หม้อแปลงในอุดมคติ ต้องมีคุณสมบัติดังนี้

1. ขดลวดที่พันรอบแกนเฟอร์ไรท์ ไม่มีความต้านทาน
2. ไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กรั่ว (No leakage flux)
3. มีค่า μ สูงมาก
4. ไม่มีการสูญเสียพลังงาน (Zero losses)

แต่หม้อแปลง ที่ใช้จริงในโครงงานย่อมมีการสูญเสียพลังงาน โดยที่เราสามารถหาค่ากำลังงานที่สูญเสียทั้งหมดได้ (P_{Loss})

กำหนดให้

1. a คือค่าอัตราส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมิ ต่อ ด้านทุติยภูมิ (turn ratio) โดยที่

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

2. R_1 คือความต้านทานของขดลวด ที่พันรอบแกนเฟอร์ไรท์ ด้านปฐมภูมิ
3. R_2 คือความต้านทานของขดลวด ที่พันรอบแกนเฟอร์ไรท์ ด้านทุติยภูมิ
4. R_c คือความต้านทานของ Core Loss
5. X_{L1} คือค่า Primary leakage
6. X_{L2} คือค่า Secondary leakage reactance
7. X_M คือ Magnetizing reactance
8. I_0 คือกระแสกระตุ้น (Exciting current)

จากรูปที่ 5.13(ก) คือวงจรเสมือนของหม้อแปลงไฟฟ้าที่สมบูรณ์ แต่ว่าจะใช้ในการคำนวณไม่สะดวกนัก ดังนั้นจึงยุบวงจรเสมือนหม้อแปลงรูป 5.13(ก) มาเป็นวงจรเสมือนหม้อแปลงรูปที่ 5.13(ข) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = I_\phi + I_2' \quad \text{โดยที่} \quad I_2' = \frac{N_2}{N_1} I_2$$

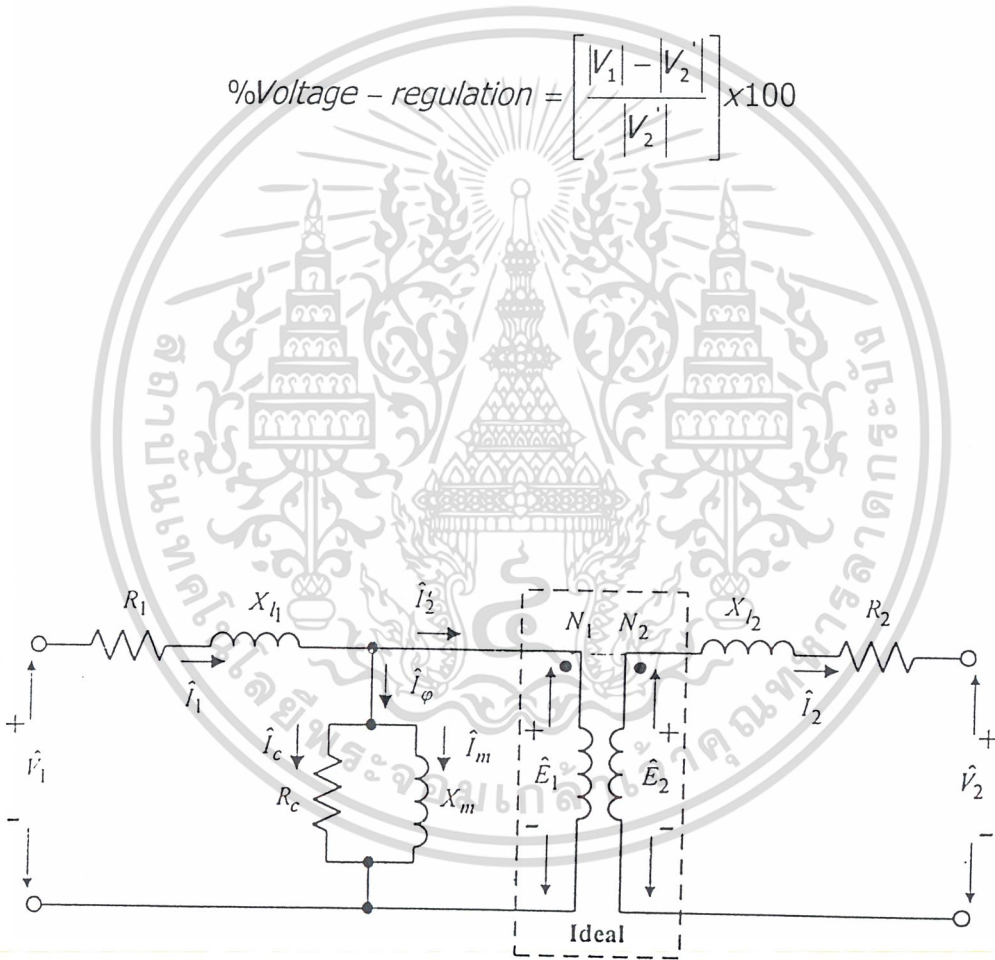
$$V_2' = aV_2$$

$$R_2' = a^2 R_2, X_{L2}' = a^2 X_{L2}$$

$$E_1 = aE_2 = E_2' = V_2' + I_2' [R_2' + jX_{L2}'] \quad \text{----- 1}$$

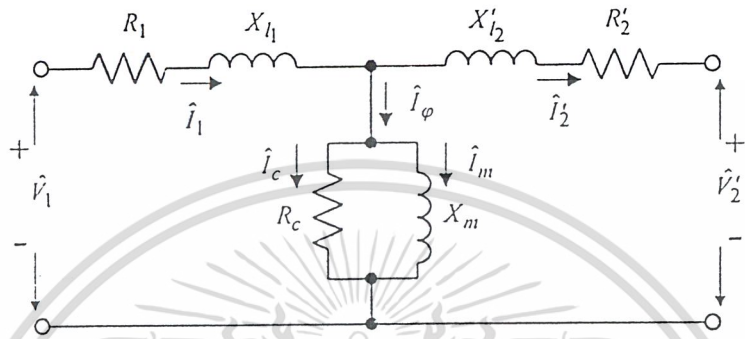
$$V_1 = E_1 + I_1 [R_1 + jX_{L1}] \quad \text{----- 2}$$

$$\% \text{Voltage - regulation} = \left[\frac{|V_1| - |V_2'|}{|V_2'|} \right] \times 100$$



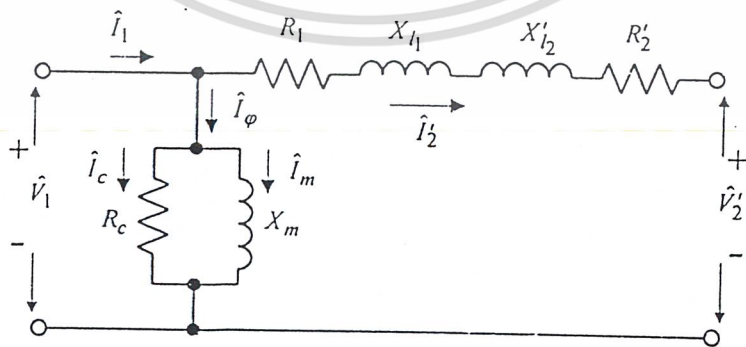
5.13 (ก) วงจรสมมูลที่สมบูรณ์ทางไฟฟ้าของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



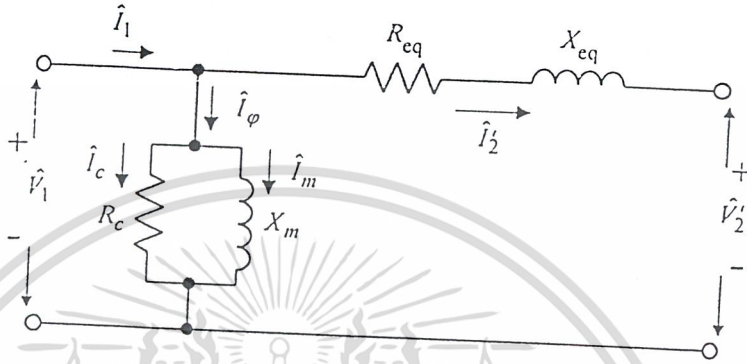
5.13 (ข) วงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณห่อเปลืองอย่างละเอียด

การคำนวณ จากรูป 5.13(ข) เป็นการคำนวณที่ละเอียดเกินไป แต่มีความยุ่งยากไม่เหมาะสม ดังนั้นจึงมีการคำนวณจากวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณดังรูปที่ 5.14(ก) และ (ข) จะได้ว่า



(ก.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณที่นำไปใช้คำนวณจริง

$$V_1 = V_2' + I_2' [R_{eq} + jX_{eq}] \quad \text{--- 3}$$

โดยที่

$$R_{eq} = R_1 + R_2' = R_1 + a^2 R_2$$

$$X_{eq} = X_{L1} + X_{L2}' = X_{L1} + a^2 X_{L2}$$

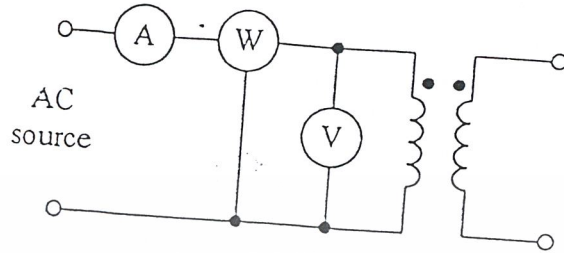
$$\text{Voltage - regulation} = \left[\frac{V_1 - V_2'}{V_2'} \right] \times 100 \quad \text{--- 4}$$

ประสิทธิภาพของหม้อแปลง (Efficiency), η

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{Loss}} \quad \text{--- 5}$$

ค่า Parameter ต่างๆ ที่จะใช้ในสมการที่ 1,2,3,4,5 เช่น I_c, I_m, R_c, X_m, I_0 ฯลฯ สามารถหาได้จากการทดสอบแบบเปิดวงจร (Open circuit) และการทดสอบแบบลัดวงจร (Short circuit) นอกจากนี้ยังสามารถหาค่า Core loss และ Copper loss ได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



5.15(ก) ต่อวงจรเพื่อการทดสอบวงจรเปิด(Open circuit)



5.15(ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณจากการทดสอบวงจรเปิด การทดสอบแบบเปิดวงจรเพื่อหา Core Loss

ต่อวงจรดังรูปที่ 5.15(ก) โดยจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้มีค่าแรงดันเท่ากับพิกัดแรงดันด้านทดสอบ(โดยปกติด้านทดสอบจะใช้ด้าน Low voltage เปิดวงจรด้าน High voltage) จากนั้นก็ทำการบันทึกค่าแรงดัน (V_o) กระแส (I_o) และกำลังไฟฟ้า (P_o) และ จากรูป 5.15ข จะได้ว่า

เมื่อไม่มี Load พบว่า $\cos \theta_o = \frac{P_o}{V_o I_o}$

โดยที่ $I_c = I_o \cos \theta_o$
 $I_M = I_o \sin \theta_o$

Core loss resistance $R_c = \frac{V_o^2}{P_o}$

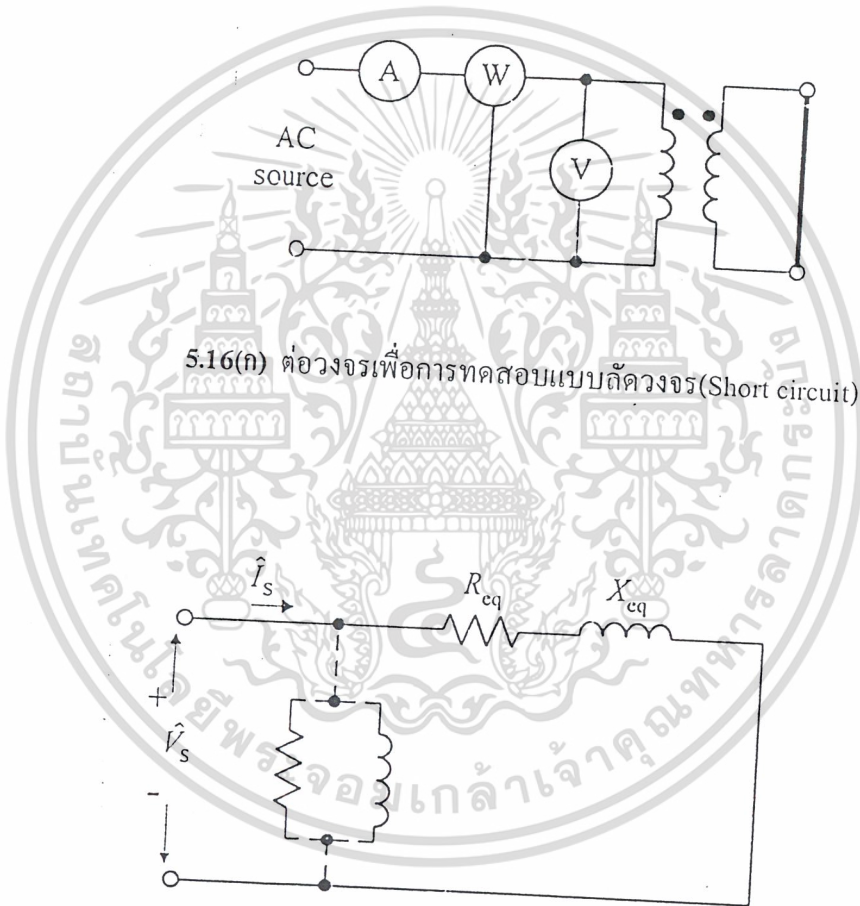
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Magnetizing reactance } X_M = \frac{V_o}{I_M}$$

การทดสอบแบบวงจร (Open circuit test) นี้ จุดประสงค์เพื่อหาค่า Core loss โดยที่

$$\text{Core - Loss} = P_o = V_o I_o \cos \theta_o$$

$$I_o = I_\phi \quad (\text{กระแสกระตุ้น Exciting circuit})$$



5.16(ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณจากการทดสอบแบบลัดวงจร

การทดสอบแบบลัดวงจรเพื่อหาค่า Copper losses

คือวงจร ดังรูปที่ 5.16(ก) จ่ายแรงดันไฟฟ้า ให้กับด้าน High Voltage และ ลัดวงจรด้าน

Low voltage เพื่อหลีกเลี่ยง High current โดยที่จ่ายค่ากระแสเท่ากับพิกัดกระแสด้าน High voltage

จากรูป ที่ 5.17 ข บันทึกราค่า V_s และ I_s พร้อมทั้งกำลังไฟฟ้า P_s ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{eq} = \frac{V_s}{I_s}$$

$$R_{eq} = \frac{P_s}{I_s^2}$$

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2}$$

การทดสอบ แบบลัดวงจรนี้จุดประสงค์เพื่อหาค่า Copper loss โดยที่

$$\text{Copper - Loss} = P_s = V_s I_s \cos \theta_s$$

สรุปได้ว่าการหาค่า ประสิทธิภาพ หรือ ค่า Voltage regulation ของหม้อแปลง จะหาได้จาก สมการ ของวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณ (รูปที่ 5.14ข.) โดยต้องทำการ หาค่า พารามิเตอร์ ต่างๆ จากการทดสอบ แบบลัดวงจร และ แบบเปิดวงจร

$$\text{ได้หาค่าประสิทธิภาพ } (\eta) = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{LOSS}}$$

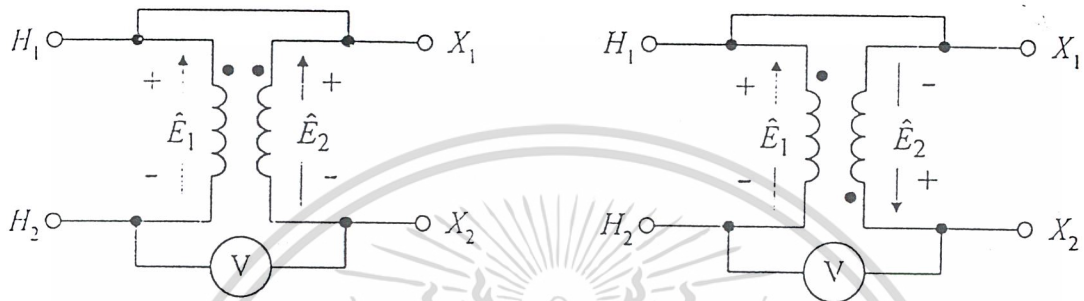
$$\text{โดยที่ } P_{LOSS} = P_{(CORE-LOSS)} + P_{(COPPER-LOSS)}$$

$$\text{หาค่า \% Voltage regulation} = \left[\frac{|V_1| - |V_2'|}{|V_2'|} \right] \times 100$$

การทดสอบหาขั้วหม้อแปลง

ต่อวงจรตามรูปที่ 5.17ก. พิจารณาค่า สักคาไฟฟ้าจาก Voltmeter หากพบว่าค่าสักคาไฟฟ้าน้อยลง ($V = V_1 - V_2$) แสดงว่าขั้วหม้อแปลงด้านปฐมภูมิจะตรงกับขั้วหม้อแปลงด้านทุติยภูมิหรือเรียกว่า เฟสตรงกันก็ได้ ในทางตรงกันข้าม ค่าสักคาไฟฟ้าที่ได้จากการอ่านจาก Voltmeter มีค่าเพิ่มมากขึ้น ($V = V_1 + V_2$) แสดงว่าขั้วหม้อแปลงด้านปฐมภูมิจะตรงกันข้ามกับด้านทุติยภูมิ หรือเรียกว่า เฟสตรงกันข้ามก็ได้ ดังรูปที่ 5.17ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



5.17(ก.) ขั้วเหมือนกัน ($V = V_1 - V_2$)

5.17(ข.) ขั้วต่างกัน ($V = V_1 + V_2$)

ตัวอย่าง

Single-phase Transformer ขนาด 50 KVA, 2400/240V, 60Hz มีผลการทดสอบดังนี้

Open-circuit test : 240V 5.41A 186W Short circuit test : 48V 20.8A 617W

เมื่อจ่ายไฟฟ้าเต็มพิกัดที่ 240V 0.8 p.f lagging ให้คำนวณหา

- . %Voltage regulation
- . Efficiency

พิกัดกระแสด้าน High = $50000/2400 = 20.8$ A พิกัดกระแสด้าน Low = $50000/240 = 208$ A

จากผลการทดลอง Open circuit test แสดงว่าทำการทดสอบด้าน Low เปิดวงจรด้าน High ค่า Core loss เท่ากับ 186W ค่า Exciting current (I_o) เท่ากับ 5.41A

$$\cos \theta_o = \frac{P_o}{I_o V_o} = \frac{186}{240 \times 5.41} = 0.143 \quad I_M = I_o \sin \theta_o = 5.41 \times 0.989 = 5.35A$$

$$R_c = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{240^2}{186} = 309.7 \Omega$$

$$X_M = \frac{240}{5.35} = 44.86 \Omega$$

เมื่อพิจารณาให้อยู่ทางด้าน High $R_c = a^2 \times 309.7 = 30970 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_M = \frac{240}{5.35} = 44.86\Omega$$

เมื่อพิจารณาให้ยู่ทางด้าน High $R_C = a^2 \times 309.7 = 30970\Omega$

$$X_M = a^2 \times 44.86 = 4486\Omega$$

จากผลการทดสอบ Short circuit test แสดงว่าทำการทดสอบด้าน High ลัดวงจรด้าน Low

ค่า Copper Loss เท่ากับ 617 W

$$Z_{eq} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{48}{20.8} = 2.31\Omega$$

$$R_{eq} = \frac{P_s}{I_s^2} = \frac{617}{20.8^2} = 1.42\Omega$$

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} = \sqrt{2.31^2 - 1.42^2} = 1.82\Omega$$

จาก $0.8 p.f = \text{lagging}$ $\cos^{-1} 0.8 = 36.9^\circ$

$$V_1 = V_2' + I_2' (R_{eq} + jX_{eq})$$

$$V_1 = 2400 \angle 0^\circ + 20.8 \angle -36.9^\circ (1.42 + j1.82)$$

$$V_1 = 2446.4 + j12.5 = 2446.4 \angle 0.3^\circ V$$

$$\text{ก) \%Voltage regulation} = \frac{V_1 - V_2'}{V_2'} = \frac{2446.4 - 2400}{2400} = \frac{244.64 - 240}{240} \times 100 = 2\%$$

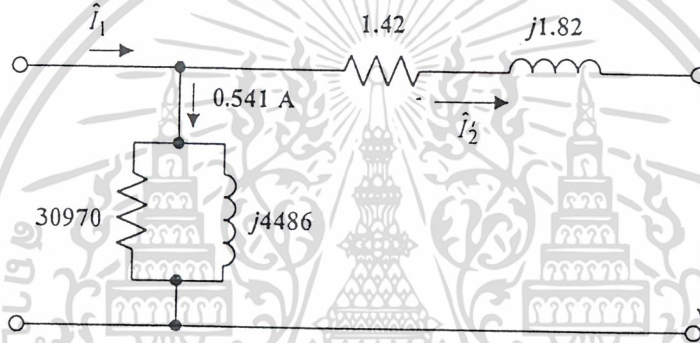
$$\begin{aligned} \text{Output power} \quad P_{OUT} &= V_2 I_2 \cos 36.9^\circ = V_2' I_2' \cos 36.9^\circ \\ P_{OUT} &= 50000 \times 0.8 = 40000W \end{aligned}$$

$$\text{Losses} = \text{Core loss} + \text{Copper losses} = 186 + 617 = 803W$$

$$\text{ข) Efficiency} \quad \eta = \frac{40000}{40000 + 803} \times 100 = 98\%$$

จะได้จากวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าแบบประมาณของ Transformer ดังรูป 5.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบประมาณของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

กระบวนการอิเล็กโทรลิซิส(Electrolysis)

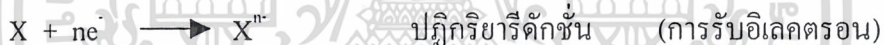
กระบวนการอิเล็กโทรลิซิส หมายถึง กระบวนการเกิดปฏิกิริยาหรือการเปลี่ยนแปลงทางเคมีโดยอาศัยพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าข้างนอก

ส่วนประกอบสำคัญของกระบวนการอิเล็กโทรลิซิสคือแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า อิเล็กโทรดสองขั้ว และสารละลายอิเล็กโทรไลต์ซึ่งเมื่อประกอบเข้าด้วยกันแล้วเรียกว่า “เซลล์อิเล็กโทรลิซิส” (Electrolysis Cell) สำหรับอิเล็กโทรดทั้งสองนี้

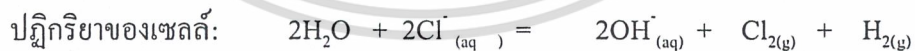
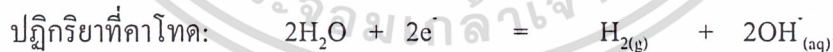
อิเล็กโทรดที่มีปฏิกิริยาออกซิเดชัน เรียกว่า “แอโนด”



อิเล็กโทรดที่มีปฏิกิริยารีดักชันเกิดขึ้น เรียกว่า “คาโทด”



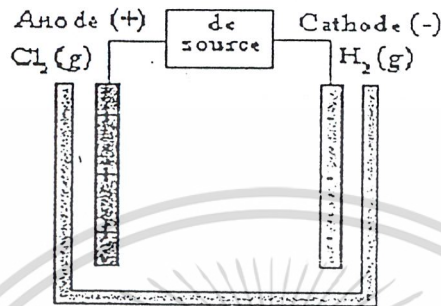
พิจารณากระบวนการอิเล็กโทรลิซิสของสารละลายโซเดียมคลอไรด์ (NaCl) ที่มีความเข้มข้นพอประมาณในน้ำ โดยใช้แท่งแกรไฟต์เป็นขั้วไฟฟ้าจะเกิดแก๊สคลอรีน (Cl_2) ที่แอโนด และแก๊สไฮโดรเจน (H_2) ที่แคโทด



เมื่อกลับไปพิจารณากระบวนการอิเล็กโทรลิซิสของสารละลายโซเดียมคลอไรด์ (NaCl) ในน้ำ เราพบว่าถ้าจะให้เกิดปฏิกิริยา $2Na^+ + 2Cl^- = 2Na + Cl_2$ ความต่างศักย์ที่ต่ำที่สุดจะต้องใช้การคำนวณได้จากค่าต่างศักย์ไฟฟ้ารีดักชันมาตรฐานของครึ่งเซลล์เท่ากับ $-2.71 - 1.35 = -4.06$ โวลต์ ซึ่งความต่างศักย์สูงมากเมื่อเทียบกับปฏิกิริยา $2H_2O + 2Cl^-_{(aq)} = 2OH^-_{(aq)} + Cl_{2(g)} + H_{2(g)}$

$\Delta E^0 = -2.19$ โวลต์ ซึ่งใช้ ความต่างศักย์ต่ำสุดคือ 2.19 โวลต์ ดังนั้นกระบวนการอิเล็กโทรลิซิสของสารละลาย NaCl จึงเกิดแก๊สไฮโดรเจนที่แคโทด มากกว่าที่จะเกิดโลหะโซเดียม ดังรูป

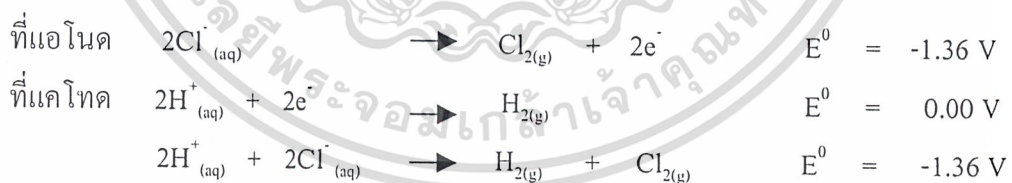
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 แสดงกระบวนการอิเล็กโทรลิซิสของสารละลายโซเดียมคลอไรด์ (NaCl)

6.1 ศักย์ไฟฟ้าแตกตัวและศักย์ไฟฟ้าเกินตัว

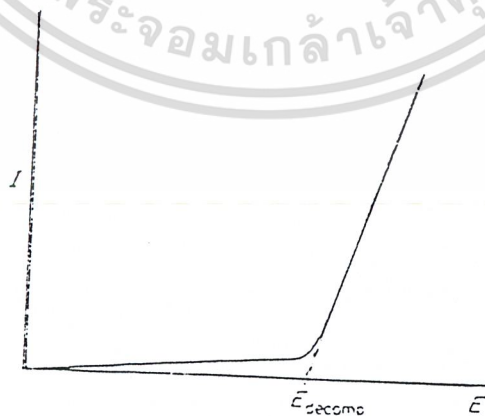
พิจารณาเซลล์อิเล็กโทรลิติกของสารละลายกรดไฮโดรคลอริก ที่มีความเข้มข้น 1 โมลาร์ และใช้พลาทินัมเป็นอิเล็กโทรด เมื่อผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าไปในเซลล์จำนวนหนึ่ง จะได้รับก๊าซไฮโดรเจนและก๊าซคลอรีนที่อิเล็กโทรดตามปฏิกิริยา



ศักย์ไฟฟ้าที่มีเครื่องหมายลบ แสดงว่าปฏิกิริยาดังที่เขียนขึ้นนั้นเกิดขึ้นเองไม่ได้ เพราะฉะนั้นในกรณีนี้ปฏิกิริยาจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อได้พลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ จึงค่อยๆ เพิ่มศักย์ไฟฟ้าเข้าไปในสารละลาย จากศูนย์ไปเรื่อยๆ ในระยะแรกกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสารละลายจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นในอัตราน้อยๆ จนกระทั่งมีศักย์ไฟฟ้ามากกว่า 1.36 V หรือมากกว่าถึง 1.60 V จึงจะเห็นฟองก๊าซเกิดขึ้นที่อิเล็กโทรดทั้งสอง และจากนี้ไปกระแสไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นด้วยความรวดเร็วเมื่อเพิ่มศักย์ไฟฟ้าให้สูงขึ้นและเป็นสัดส่วนโดยตรงต่อกัน ทำให้ลักษณะการเพิ่มของทั้งสองอย่างเป็นแบบเส้นตรง ถ้าลากเส้นตรงตามแนวที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว มาตัดกับแกนของศักย์ไฟฟ้าที่ $I = 0$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศักย์ไฟฟ้าแตกตัว (Decomposition Potential) ซึ่งเป็นศักย์ไฟฟ้าที่น้อยที่สุดที่ทำให้อิเล็กโทรไลซิสเกิดขึ้นได้ ศักย์ไฟฟ้าแตกตัวเป็นค่าที่ไม่แน่นอน ขึ้นอยู่กับลักษณะของอิเล็กโทรดและสภาวะอื่นๆ ด้วย ค่าที่ได้ควรเป็นค่าเดียวกันกับค่าศักย์ไฟฟ้าย้อนกลับ (Reversible Potential) ซึ่งเป็นศักย์ตอนที่อ็อกซิเจนและอิเล็กโทรด ในสารละลายอยู่ใยสภาวะสมดุล เพราะฉะนั้นจะเห็นได้ว่าศักย์ไฟฟ้าแตกตัวจะมีค่ามากกว่า หรือ เท่ากับศักย์ไฟฟ้าย้อนกลับ ศักย์ไฟฟ้าที่เกินศักย์ไฟฟ้าย้อนกลับที่เรียกว่า “ศักย์ไฟฟ้าเกินตัว” ศักย์ไฟฟ้าเกินตัวเป็นปรากฏการณ์ที่ค่อนข้างที่จะซับซ้อนและขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง ที่สำคัญคือการถ่ายเทอิเล็กตรอนเกิดขึ้นช้า เพราะมีพลังงานกระตุ้นสูง และเป็น Activation Overvoltage อีกปัจจัยหนึ่งคือสารละลายบางอย่างมีความต้านทานมากและไม่เท่ากันในบริเวณต่างๆ ซึ่งเป็น Resistance Overvoltage ปัจจัยสุดท้ายคือ ความเข้มข้นรอบๆอิเล็กโทรดมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาทำให้การนำไฟฟ้าลดลงได้ซึ่งเป็น Concentration Overvoltage เพราะฉะนั้นจึงต้องใช้ศักย์ไฟฟ้าสูงกว่าที่ควร จึงจะทำให้เกิดอิเล็กโทรไลซิสขึ้นได้ ปรากฏการณ์เกี่ยวกับศักย์ไฟฟ้าเกินตัว ยังเป็นที่เข้าใจกันน้อยซึ่งค่าที่ได้ไม่มีความแน่นอนและแตกต่างจากค่าศักย์ไฟฟ้าของอิเล็กโทรดในการทำนายการเกิดอิเล็กโทรไลซิสจึงไม่ถูกต้องเสมอไป โดยเฉพาะกรณีที่มี ปฏิกิริยาให้ผลิตภัณฑ์เป็นก๊าซออกซิเจนหรือไฮโดรเจน ในตอนต่อไปจะเห็นว่าเนื่องจากออกซิเจนมีศักย์ไฟฟ้าเกินตัวสูงในสารละลายของเกลือในน้ำที่มีความเข้มข้นสูง ปฏิกิริยาที่อาโนดแทนที่จะได้ก๊าซออกซิเจนกลับได้ก๊าซคลอรีน ทั้งที่คลอรีนมีศักย์ไฟฟ้ามาตรฐานของอิเล็กโทรดสูงกว่า



รูปที่ 6.2 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้า และ ศักย์ไฟฟ้า ในเซลล์อิเล็กโทรไลติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 กฎของฟาราเดย์เกี่ยวกับอิเล็กโทรลิซิส (Faraday 's Laws of Electrolysis)

ไมเคิล ฟาราเดย์ (Michel Fraday) เป็นคนแรกที่ได้ค้นพบความสัมพันธ์แบบปริมาณวิเคราะห์ระหว่างปริมาณทางไฟฟ้า และการเปลี่ยนแปลงทางเคมีที่เกิดขึ้นที่อิเล็กโทรดในกระบวนการอิเล็กโทรลิซิส ความมากน้อยของการเปลี่ยนแปลงทางเคมีดังกล่าวมีความสัมพันธ์กับจำนวนอิเล็กตรอนที่มีการถ่ายเทในปฏิกิริยาออกซิเดชันและรีดักชัน ดังนั้นความสัมพันธ์ดังกล่าวอาจสรุปเป็นกฎได้ ซึ่งเรียกว่า “กฎอิเล็กโทรลิซิสของ ฟาราเดย์” ดังนี้

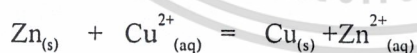
1. มวลของสารที่เกิดขึ้นที่แอโนด หรือ แคโทดในขณะที่เกิดอิเล็กโทรลิซิสเป็นสัดส่วนโดยตรงกับปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านเข้าไปในเซลล์
2. มวลสารต่างกันที่เกิดขึ้น ในระหว่างการอิเล็กโทรลิซิสที่ใช้ปริมาณไฟฟ้าเท่ากันจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับน้ำหนักสมมูลของสารนั้น

6.3 ศักย์ไฟฟ้าของครึ่งเซลล์ (Half - Cell Potential)

อิเล็กตรอนที่ถ่ายโอนระหว่างตัวรีดิวซ์ และตัวออกซิไดส์ในปฏิกิริยาเคมีนั้นเราแสดงให้เห็นได้โดยให้อิเล็กตรอนนี้ไหลไปตามเส้นลวดสายไฟ ซึ่งเชื่อมต่อภายนอกระหว่างตัวออกซิไดส์ และตัวรีดิวซ์ ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าซึ่งสามารถวัดได้โดยใช้เครื่องวัดกระแสไฟฟ้า เช่น แกลแวนอมิเตอร์ แอมมิเตอร์ หรือ โวลต์มิเตอร์

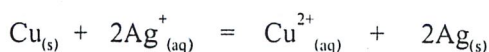
ก่อนที่จะศึกษาศักย์ไฟฟ้าของครึ่งเซลล์ จะพิจารณาผลของการทดลองสองการทดลองก่อน

การทดลองที่ 1. ถ้าจุ่มแท่งสังกะสีที่สะอาดลงในสารละลาย CuSO_4 ชั่วระยะเวลาหนึ่ง จะพบว่าสีน้ำเงินของสารละลาย CuSO_4 ค่อยจางลง และที่แท่งสังกะสีจะมีโลหะทองแดงไปเกาะ ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้น เขียนเป็นสมการไอออนิก ได้ดังนี้



จากปฏิกิริยานี้ พอสรุปได้ว่าโลหะสังกะสีให้อิเล็กตรอนได้ดีกว่า โลหะทองแดง หรือ Cu^{2+} รับอิเล็กตรอนได้ดีกว่า Zn^{2+}

การทดลองที่ 2. ถ้านำแท่งทองแดงที่สะอาดจุ่มลงในสารละลาย AgNO_3 ชั่วระยะเวลาหนึ่งพบว่าสารละลาย AgNO_3 ซึ่งแต่เดิมไม่มีสี จะมีสีน้ำเงินอ่อนเกิดขึ้น และที่แท่งทองแดงจะมีโลหะเงินไปเกาะ ปฏิกิริยาที่เกิดขึ้น เขียนได้ดังนี้

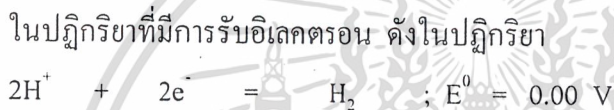


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงว่าโลหะทองแดงให้อิเลคตรอนได้ดีกว่า โลหะเงิน หรือ Ag^+ รับอิเลคตรอนได้ดีกว่า Cu^{2+} ถ้าเปรียบเทียบแนวโน้มการให้อิเลคตรอนจากมากไปหาน้อยจะเป็นดังนี้ Zn , Cu , Ag แต่ถ้าเปรียบเทียบแนวโน้มการรับอิเลคตรอนจากมากไปหาน้อยจะเป็นดังนี้ Ag^+ , Co^{2+} , Zn^{2+}

ขั้วไฟฟ้าไฮโดรเจนมาตรฐาน (Standard hydrogen electrode หรือเรียกสั้นๆว่า SHE) นำครึ่งเซลล์ต่างๆ ที่จะวัดความสามารถในการรับหรือให้อิเลคตรอนมาประกอบกับ SHE เป็นแกลแวนิกเซลล์แล้ววัดความต่างศักย์ระหว่างครึ่งเซลล์ทั้งสอง

ในการใช้ครึ่งเซลล์ไฮโดรเจนเป็นมาตรฐาน เพื่อวัดอำนาจการรับและการให้อิเลคตรอนของครึ่งเซลล์อื่น ๆ นั้น เรากำหนดให้การรับและการให้อิเลคตรอนของครึ่งเซลล์ไฮโดรเจนมีค่าเท่ากับ 0.00 โวลต์ แต่ถ้าความดันของแก๊สไฮโดรเจนไม่เท่ากับ 1 บรรยากาศ หรือกัมมันตภาพของ H^+ ในสารละลายไม่เท่ากับ 1 ค่านี้จะเปลี่ยนแปลงไป



ตารางที่ 6.1 ศักย์ไฟฟ้ารีดักชันมาตรฐานของครึ่งเซลล์ที่ 25⁰

ครึ่งปฏิกิริยา	E^0 (โวลต์)
$\text{Li}^+ + \text{e}^- = \text{Li}$	-3.05
$\text{K}^+ + \text{e}^- = \text{K}$	-2.92
$\text{Ba}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Ba}$	-2.90
$\text{Ca}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Ca}$	-2.76
$\text{Na}^+ + \text{e}^- = \text{Na}$	-2.71
$\text{Mg}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Mg}$	-2.37
$\text{Al}^{3+} + 3\text{e}^- = \text{Al}$	-1.67
$\text{Mn}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Mn}$	-0.83
$2\text{H}_2\text{O} + 2\text{e}^- = \text{H}_2 + 2\text{OH}^-$	-0.83
$\text{Zn}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Zn} + 2\text{OH}^-$	-0.76
$\text{Cr}^{3+} + 3\text{e}^- = \text{Cr}$	-0.74
$\text{Fe}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Fe}$	-0.44
$\text{PbSO}_4 + 2\text{e}^- = \text{Pb} + \text{SO}_4^{2-}$	-0.36
$\text{Ni}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Ni}$	-0.25
$\text{Sn}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Sn}$	-0.14
$\text{Pb}^{2+} + 2\text{e}^- = \text{Pb}$	-0.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 มั่วว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครึ่งปฏิกิริยา	E° (โวลต์)
$\text{Fe}^{3+} + 3e^- = \text{Fe}$	-0.04
$2\text{H}^+ + 2e^- = \text{H}_2$	0.00
$\text{AgCl} + e^- = \text{Ag} + \text{Cl}^-$	0.22
$\text{Hg}_2\text{Cl}_2 + 2e^- = 2\text{Hg} + 2\text{Cl}^-$	0.27
$\text{Cu}^+ + 2e^- = \text{Cu}$	0.34
$\text{I}_{2(aq)} + 2e^- = 2\text{I}^-$	0.54
$\text{Fe}^{3+} + e^- = \text{Fe}^{2+}$	0.77
$\text{Ag}^+ + e^- = \text{Ag}$	0.80
$\text{Br}_2 + 2e^- = 2\text{Br}^-$	1.09
$\text{O}_2 + 4\text{H}^+ + 4e^- = 2\text{H}_2\text{O}$	1.23
$\text{MnO}_2 + 4\text{H}^+ + 2e^- = \text{Mn}^{2+} + 2\text{H}_2\text{O}$	1.28
$\text{Cr}_2\text{O}_7^{2-} + 14\text{H}^+ + 6e^- = 2\text{Cr}^{3+} + 7\text{H}_2\text{O}$	1.33
$\text{Cl}_2(g) + 2e^- = 2\text{Cl}^-$	1.36
$2\text{ClO}_3^- + 12\text{H}^+ + 10e^- = \text{Cl}_2 + 6\text{H}_2\text{O}$	1.47
$8\text{H}^+ + \text{MnO}_2 + 5e^- = \text{Mn}^{2+} + 4\text{H}_2\text{O}$	1.51
$\text{PbO}_2 + 4\text{H}^+ + 2e^- = \text{PbSO}_4 + 2\text{H}_2\text{O}$	1.69
$\text{H}_2\text{O}_2 + 2\text{H}^+ + 2e^- = 2\text{H}_2\text{O}$	1.77
$\text{F}_2 + 2e^- = 2\text{F}^-$	2.87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

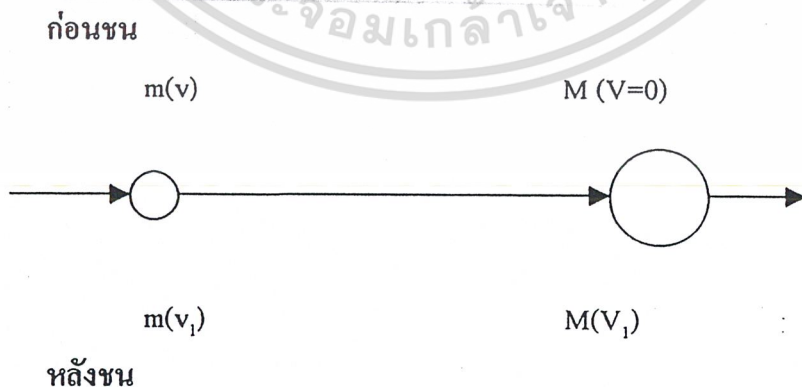
ทฤษฎีไฟฟ้าแรงสูง

7.1 การเกิดไอออนในเซชันของก๊าซ

อะตอมหรือโมเลกุลของก๊าซเมื่อได้รับพลังงานเพียงพอ จะทำให้เกิดอิเล็กตรอนหลุดออกไปหนึ่งอิเล็กตรอน อะตอมหรือโมเลกุลนั้นจะมีประจุบวก เช่นนี้ เรียกว่า เกิดไอออนในกระบวนการอิเล็กตรอนออกจากอนุภาคของก๊าซและมีไอออนบวกเพิ่มขึ้นเรียกว่า Ionization ส่วนกระบวนการที่ทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากของแข็งเรียกว่า Electron Emission ในที่นี้อิเล็กตรอนจะหลุดออกจากอิเล็กโตรดซึ่งเป็นกระบวนการที่ทำให้ก๊าซมีสภาพนำไฟฟ้าได้ กล่าวได้ว่าก๊าซจะมีสภาพนำไฟฟ้าได้เมื่อมีอนุภาคอิสระจำนวนมากๆ โดยกระบวนการทวีคูณเพิ่มขึ้นของอิเล็กตรอนและไอออนระหว่างแก๊สนั้นแบ่งออกเป็น 2 กระบวนการคือ 1. กระบวนการแตกตัวของอิเล็กตรอนออกจากโมเลกุลของก๊าซ อันเกิดจากการชนของอนุภาคกับโมเลกุล และ 2. กระบวนการปล่อยอิเล็กตรอนออกจากผิวโลหะ อิเล็กตรอนเมื่อได้รับความเครียดสนามไฟฟ้าแรงสูง หรือได้รับพลังงานความร้อนรังสี หรือไอออนวิ่งมากระทบผิวอิเล็กโตรด

7.1.1 ไอออนในเซชันโดยการชน

เมื่ออนุภาคมีมวล m (electron, ion, อะตอมเป็นกลาง) เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว V และชนกับอะตอมมวล M จะมีการถ่ายทอดพลังงานจลน์ ถ้าไม่มีผลให้เกิด Excitation หรือ Ionization เรียกว่าชนแบบยืดหยุ่น แต่ถ้าชนแล้วอะตอมหรือโมเลกุลของก๊าซที่ถูกชนได้รับพลังงานจากอนุภาคที่ชนเกิด Excitation หรือ Ionization ขึ้น เรียกการชนแบบนี้ว่า ชนแบบไม่ยืดหยุ่น นั้นหมายความว่า พลังงานจลน์ได้เปลี่ยนไปเป็นพลังงานศักย์



รูปที่ 7.1 อนุภาคชนกัน

ในการแสดงถึงสองอนุภาคมีมวล m และ M ชนกัน ในแนวมุมใดๆและเวกเตอร์ความเร็วของอนุภาคก่อนชนเป็น v และ V ตามลำดับ ความเร็วแตกออกในแนว x, y คือ v_x และ V_x จะไม่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ผ่านการอนุญาต ไม่ว่าจะในรูปแบบใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงเมื่อมีการชน ฉะนั้นจึงให้ v_1 เป็นความเร็วสุดท้ายของมวล m (แวนอน x) เมื่อชนมวล M อยู่นิ่งๆ ($V = 0$)

$$v_1 = (m - M)/(m+M) \cdot V$$

ไอออนไนเซชันเกิดจากอิเล็กตรอนวิ่งชนโมเลกุลหรืออะตอมของก๊าซโดยที่อิเล็กตรอนได้รับพลังงานจากสนามไฟฟ้า E ในขณะที่วิ่งเข้ามาโดย พลังงานที่อิเล็กตรอนได้รับจะเป็นพลังงานจลน์ ถ้าพลังงานที่อิเล็กตรอนได้รับจากสนามไฟฟ้านี้ มากกว่าพลังงานไอออนไนเซชันของโมเลกุลของก๊าซ (W_i) ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของก๊าซก็จะเกิดไอออนไนเซชันขึ้น

สมมติว่าอิเล็กตรอนเริ่มต้นเคลื่อนที่ด้วยความเร็วศูนย์ในทิศทางของสนามไฟฟ้า $E(x)$ เป็นระยะทางเท่ากับระยะทางอิสระ (λ) จะได้รับพลังงานจากสนามไฟฟ้า

$$W = e \int_0^{\lambda} E(x) dx = eU$$

นั่นคือ $\lambda = \lambda_1$

ถ้าความเคียดสนามไฟฟ้า E คงที่

$$e \cdot E \cdot \lambda_1 \geq W_i = eU_i$$

เมื่อ U_i คือแรงดันไอออนไนเซชัน (V)

eU_i คือ พลังงานที่ทำให้เกิดไอออนไนเซชัน (eV)

ถ้าพลังงานที่ได้จากสนามไฟฟ้าไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดไอออนไนซ์ได้ ก็อาจทำให้โมเลกุลที่ถูกชน (แบบไม่ยึดหยุ่น) อยู่นั้นอยู่ในสภาพ Excitation พลังงานที่ทำให้โมเลกุล Excitation ได้พอดี เรียกว่า Excitation Energy (W_i)

ถ้าชนแบบไม่ยึดหยุ่น พลังงานสูงสุดที่อะตอมหรือโมเลกุลของก๊าซซึ่งอยู่นิ่งขณะก่อนถูกชนได้รับ หาได้จากกฎของโมเมนตัมและอนุรักษ์พลังงานดังนี้

$$mv + MV = mv_1 + MV_1$$

มวลอยู่นิ่ง :

$$mv = mv_1 + MV_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1/2 mv^2 = 1/2 mV_1^2 + 1/2 M V_1^2 + W_D \text{ (พลังงานรวมก่อนและหลังชนเท่ากัน)}$$

เมื่อ W_D คือ พลังงานศักย์ที่มวล M (อยู่นิ่ง) ได้รับความ

จาก $mv = mv_1 + MV_1$ จะขจัด V_1 ได้

$$1/2 mv^2 = 1/2 mv_1^2 + 1/2 m/M(v-v_1)^2 + W_D$$

พลังงานศักย์ W_D จะมีค่าสูงสุด ถ้าสมมติว่าพลังงานจลน์ของอนุภาคที่วิ่งเข้ามาชนคงที่

ดังนั้น $dW_D/dv_1 = m/M(mv - (m+M)v_1) = 0$

$$mv = (m+M)v_1$$

$$v_1/v = m/(m+M)V_1$$

$$v_1/v = m/(m+M)$$

แต่ $m \ll M$ ดังนั้นจะได้

$$v_1 = (m/M)v$$

นั่นคือความเร็ว v_1 มีค่าน้อยเป็นเพียงส่วนหนึ่งของความเร็วต้นของอนุภาควิ่งมาชน แสดงว่าอนุภาควิ่งมาชน (อิเล็กตรอน) จะให้พลังงานจลน์เกือบทั้งหมดให้กับ โมเลกุล

การเกิดไอออไนเซชันโดยอิเล็กตรอนวิ่งชนอิเล็กตรอนจะต้องมีพลังงานจลน์เท่ากับ หรือมากกว่าพลังงานไอออไนเซชันของ โมเลกุล นั่นคือ

$$1/2 mv^2 \geq W_i$$

สัมประสิทธิ์ในการไอออไนเซชันในก๊าซ

ในระหว่างที่อนุภาคประจุเคลื่อนที่ไประหว่างอิเล็กโตรด อาจชนและเกิดไอออไนเซชันได้หลายครั้งก่อนที่จะถึงอิเล็กโตรด

Townsend ได้ชี้ให้เห็นว่าจำนวนการชนเกิดไอออไนเซชันต่อหนึ่งหน่วยระยะที่อนุภาคประจุเคลื่อนที่ไปนั้นกำหนดด้วยแฟกเตอร์ที่เรียกว่า สัมประสิทธิ์การเกิดไอออไนเซชันของทาวนด์ โดยอนุภาคประจุวิ่งชนโมเลกุลในแก๊สแบ่งเป็นสัมประสิทธิ์ α และ β โดย α เป็นสัมประสิทธิ์การชนแตกตัวด้วยอิเล็กตรอนวิ่งชนโมเลกุล ส่วน β เป็นสัมประสิทธิ์การชนของไอออน นิยามดังนี้

α : เป็นค่าเฉลี่ยของการชนไอออนในเซชันของอิเล็กตรอน 1 ตัวที่เคลื่อนที่ไปในแถบเป็นระยะ 1 cm (หน่วยเป็น cm^{-1})

β : คือจำนวนการชนของไอออนบวกกับโมเลกุลเป็นกลางทำให้เกิดอิเล็กตรอนอิสระและไอออนบวกต่อหนึ่งหน่วย ระยะทางในแถบตามแนวสนามไฟฟ้า เนื่องจากไอออนมีมวลมาก ฉะนั้นการได้รับพลังงานจากสนามไฟฟ้าจึงน้อยและการถ่ายทอดพลังงานเมื่อชนก็น้อยด้วย นั่นคือ $\alpha \ll \beta$ ฉะนั้นการแตกตัวในก๊าซจึงมักเนื่องจากการชนของ α ซึ่งค่านี้ขึ้นอยู่กับความเครียดสนามไฟฟ้าและความหนาแน่นของก๊าซซึ่งมีความสัมพันธ์

$$\alpha / P = f(E/P)$$

อะวาลานซ์ของอิเล็กตรอน

เมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในสนามไฟฟ้า E จะถูกเร่งให้วิ่งไปหาแอนอด พลังงานที่ได้รับจากสนามไฟฟ้าเปลี่ยนเป็นพลังงานจลน์ ถ้าสูงมากพอจะทำให้เกิดไอออนในเซชันเมื่ออิเล็กตรอนวิ่งชนโมเลกุลของก๊าซ นั่นคือทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกมาจากโมเลกุลเป็นกลาง ที่เหลือก็เป็นไอออนบวกอิเล็กตรอนตัวใหม่ก็จะวิ่งไปชนโมเลกุลเกิดอิเล็กตรอนตัวใหม่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งเป็นอะวาลานซ์ของอิเล็กตรอนขึ้น

7.1.2 โฟโตไอออนไนเซชัน

เกิดขึ้นเนื่องจากโมเลกุลรับพลังงานรังสีโฟตอน พลังงานนี้ทำให้โมเลกุลของก๊าซเกิดไอออนไนเซชัน ได้คือ

$$h\nu \leq W_0 \text{ หรือ } W_t$$

เมื่อ h : Plank constant มีค่าเท่ากับ $6.6257 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{sec}$

ν : ความถี่ของแสง

w : พลังงานไอออนไนเซชันของก๊าซ

7.1.3 เทอร์มัลไอออนไนเซชัน

เกิดขึ้นเนื่องจากโมเลกุลได้รับพลังงานความร้อนในก๊าซที่มีอุณหภูมิสูงๆ ไอออนไนเซชันจะเกิดขึ้นจาก

1. เนื่องจากอุณหภูมิทำให้ความเร็วสูงจึงทำให้พลังงานจลน์สูงทำให้เกิด ไอออนไนเซชันได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ก๊าซร้อนทำให้มีโฟตอนปล่อยออกมาและเกิดโฟตอนไอออนในเซชันขึ้นได้

ไอออนในเซชันเป็นกระบวนการที่อิเล็กตรอนมาจากโมเลกุลของก๊าซ และที่เหลือเป็นไอออนบวก ในโอกาสเดียวกัน ไอออนลบอาจเกิดขึ้นได้โดยอิเล็กตรอนไปเกาะบนโมเลกุล (electron attachment) ทำให้กลายเป็นอนุภาคประจุที่มีมวลเพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากับไอออนบวกเป็นผลให้เคลื่อนที่ได้ช้า

7.2 การเกิดไอออนลบ

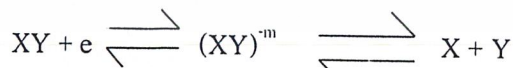
ที่กล่าวมาแล้วไอออนในเซชันเป็นกระบวนการที่อิเล็กตรอนหลุดออกมาจากโมเลกุล ของก๊าซและที่เหลือเป็นไอออนบวก ในขณะเดียวกัน ไอออนลบเกิดขึ้นได้โดยอิเล็กตรอนไปเกาะบนโมเลกุล (electron attachment) ทำให้กลายเป็นอนุภาคประจุที่มีมวลมากขึ้นมีค่าเท่ากับไอออนบวกเป็นผลให้เคลื่อนที่ได้ช้า นั่นคือไอออนลบจะได้รับพลังงานจากสนามไฟฟ้า น้อยกว่า (W_p) โอกาสจะเกิดไอออนในเซชันจากการวิ่งชนของไอออนลบจึงมีน้อย เท่ากับเป็นการหน่วงการเกิดไอออนในเซชัน การหน่วงนี้จะมีผลอย่างยิ่งถ้าเกิดขึ้นในบริเวณใกล้คาโทดอันเป็นเริ่มต้นของอิเล็กตรอน

7.2.1 รูปแบบการเกิดไอออนลบ

1. radiative attachment เกิดขึ้นเมื่อมีอิเล็กตรอนไปเกาะบนอะตอม อนุภาคใหม่นี้จะอยู่ในสถานะดังกล่าวชั่วขณะ พลังงานของไอออนลบจะต้องมีค่าน้อยกว่าของอนุภาคกลาง ดังนั้น ไอออนลบเสถียรได้ จะต้องปล่อยพลังงานออกมาเป็นควอนตัมในขณะที่จะรวมตัวกัน กระบวนการนี้ย้อนกลับได้ เขียนได้เป็น



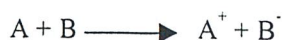
2. dissociative attachment เกิดขึ้นเมื่อมีอิเล็กตรอนวิ่งชน โมเลกุล พลังงานส่วนที่เกินในที่นี้จะไม่ปล่อยออกมา แต่จะทำให้เกิดแยกออกเป็น 2 อะตอม คืออนุภาคเป็นกลางหนึ่งและไอออนลบ เขียนได้ว่า



3. ไอออนลบเกิดจากผลของการชนระหว่างอิเล็กตรอนกับโมเลกุล โดยที่โมเลกุลแยกออกเป็นไอออนบวกและไอออนลบโดยไม่มีอิเล็กตรอนวิ่งไปเกาะบนอะตอม เขียนได้ว่า



4. ไอออนลบที่เกิดจากการที่อนุภาคหนักๆ วิ่งชนกันเอง โดยไม่มีอิเล็กตรอนอิสระจะมีการถ่ายเทพะจุเกิดขึ้นและแยกเป็นไอออนคู่ คือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 การปล่อยอิเล็กตรอนออกจากผิวโลหะ (electron emission)

การปล่อยอิเล็กตรอนออกจากผิวโลหะ ถือได้ว่าเป็นกระบวนการที่สำคัญที่ช่วยเพิ่มทวีคูณจำนวนอิเล็กตรอนอิสระไปสู่การเบรคควาน์ได้ กลไกการเกิดมีหลายวิธีดังต่อไปนี้

7.3.1 การปล่อยอิเล็กตรอนออกจากผิวของคาโทดโดยการชนของไอออนบวก

อิเล็กตรอนจะหลุดออกมาจากคาโทดได้จะต้องได้รับพลังงานอย่างน้อยเท่ากับ $W_a = eU_a$ (work function) ของโลหะที่ใช้คาโทดนั้น พลังงานดังกล่าวได้จาก

1. ไอออนบวกอันเกิดจากกระบวนการเบื้องต้นที่อิเล็กตรอนวิ่งชนโมเลกุลหรืออะตอมทำอิเล็กตรอนหลุดออกเหลือไอออนบวกวิ่งเข้าหาแอนโนด เนื่องจากไอออนบวกมีมวลมาก (1,836 เท่าของมวลอิเล็กตรอน) จึงเคลื่อนที่ได้ช้า พลังงานจลน์ที่ไอออนบวกได้จากสนามจึงน้อยไม่พอที่จะทำให้เกิดไอออนในเซชัน แต่ไอออนบวกมีพลังงานศักย์พอที่จะทำให้อิเล็กตรอนหลุดกระจายออกมาจากผิวคาโทดได้เมื่อไอออนบวกวิ่งกระทบ
2. โมเลกุลที่อยู่ในสถานะภาพเมตาเสถียร (metastable) อาจแพร่กระจายกลับไปหาคาโทดแล้วทำให้อิเล็กตรอนหลุดออกมาได้เมื่อโมเลกุลนี้วิ่งไปกระทบคาโทด

7.3.2 การปล่อยอิเล็กตรอนออกจากคาโทดโดยพลังงานแสง

อิเล็กตรอนอาจหลุดหรือกระจายออกมาจากผิวโลหะได้ เมื่อได้รับพลังงานแสงมากพอ อิเล็กตรอนที่หลุดออกจากผิวคาโทดเมื่อได้รับโฟตอนอาจมีพลังงานเหลือเพื่อและเปลี่ยนเป็นพลังงานจลน์วิ่งเข้าหาแอนโนดได้ถึงแม้จะไม่มีสนามไฟฟ้า ความเร็วมีค่า

$$\frac{1}{2}mv^2 = hv - W_a$$

เมื่อ W_a คือ work function หรืองานที่ใช้แยกอิเล็กตรอนหนึ่งตัวโดยใช้พลังงานโฟตอน = hv

ตารางที่ 7.1 แสดงค่า W_a ของธาตุต่างๆเป็น eV เมื่อใช้พลังงานแสงเทียบกับพลังงานความร้อน

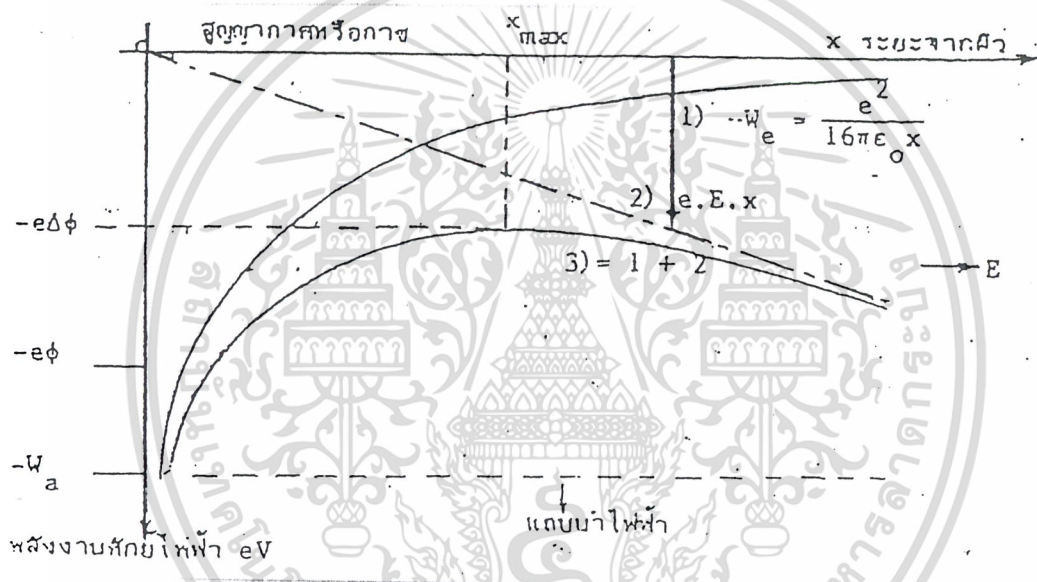
ธาตุ	Work function	
	ใช้พลังงานแสง	ใช้พลังงานความร้อน
Al	2.38 - 4.43	--
Cu	4.07 - 4.080	3.85 - 4.38
Fe	3.91 - 4.70	4.04 - 4.77
Ni	4.06 - 5.20	4.61 - 5.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3.3 การปล่อยอิเล็กตรอนออกจากคาโธดโดยสนามไฟฟ้า

ผลจากสนามไฟฟ้าที่ป้อนจากภายนอกเข้าไปประจำ ทำให้อิเล็กตรอนหลุดหรือปล่อยออกมาจากผิวโลหะได้นั้นจะต้องมีพลังงานมากพอ นั่นคือสนามไฟฟ้าจะต้องมากกว่าค่าที่ต้องใช้สำหรับรวบรวมหรือดึงอิเล็กตรอนที่ปล่อยออกมาด้วยพลังงานความร้อน (thermionic emission)

เมื่อพิจารณากำแพงศักย์ที่แนวต่อระหว่างโลหะกับสุญญากาศที่ปราศจากสนามไฟฟ้าภายนอก E ศักย์ไฟฟ้าจะเป็นศูนย์ที่ระยะห่างจากผิวโลหะมากๆ ดังรูปที่ 2 ลักษณะกราฟศักย์ไฟฟ้าสามารถคำนวณได้



รูปที่ 7.2 กำแพงศักย์ต่ำลงเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายนอก

- 1) พลังงานเมื่อไม่มีสนามไฟฟ้าภายนอก
- 2) พลังงานเนื่องจากสนามไฟฟ้าที่ป้อน
- 3) พลังงานที่ป้อน

ถ้าคำนวณสนามไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีประจุ $-e$ ที่หลุดออกมาจากผิวโลหะกับประจุ $+e$ ที่อยู่ติดกันในเนื้อโลหะที่อยู่ห่างจากผิวโลหะ $-x$ นั่นคือ ผิวโลหะเป็นผิวศักย์ไฟฟ้าเท่า โดยอาศัยกฎของคูลอมบ์จะได้แรงระหว่างอิเล็กตรอนเป็น

$$F(x) = -e^2/(4\pi\epsilon_0(2x)^2) = -e^2/(16\pi\epsilon_0 x^2)$$

เมื่อ $x \longrightarrow \alpha$ จะได้ $F = 0$ เรียกว่าอิเล็กตรอนอยู่ที่ตำแหน่งมีพลังงานศักย์เป็นศูนย์ $W_0 = 0$ ที่ระยะ x จะมีพลังงานศักย์ไฟฟ้า

$$W_a = \int_x^\alpha F(x) dx = -e^2 / (16\pi\epsilon_0 x^2)$$

ซึ่งจะได้เส้นกราฟเป็นรูปไฮเพอร์โบลิก ผลของสนามไฟฟ้าคงตัว E ที่มีแนวตั้งฉากกับผิวโลหะ จะได้พลังงานศักย์ไฟฟ้าเนื่องจากสนามไฟฟ้านี้ คือ

$$W_E = -eE_x$$

จะมีลักษณะกราฟเป็นเส้นตรง

จะได้พลังงานศักย์ไฟฟ้าทั้งหมดจากสองแรงนี้เป็น

นั่นคือ

$$W_t = W_0 + W_E$$

$$W_t = (-e^2 / 16\pi\epsilon_0 X^2) - eE_x \quad \text{----- (a)}$$

ค่า W_t แสดงในกราฟเส้นที่ 3 ในรูปที่ 2 ซึ่งเป็นผลบวกของ $W_0 + W_E$ จะเห็นได้ว่าถ้ากำแพงศักย์ $-e\phi$ ลดลงเท่ากับ $-\Delta(e\phi)$ จะได้ค่า W_t จะมีค่าสูงสุดเป็น $e\phi - \Delta(e\phi)$ ที่ระยะ $X = X_{\max}$ และ $\Delta(e\phi)$ คือ

$$dW_t/dX = (e^2/16\pi\epsilon_0 X^3) - eE = 0$$

จะได้

$$X_{\max} = \sqrt{e/(16\pi\epsilon_0 E)}$$

และพลังงานศักย์สูงสุดได้จากการแทนค่า X_{\max} ลงในสมการ (a) เป็น

$$W_t(\max) = -e \sqrt{eE/4\pi\epsilon_0}$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\Delta(e\phi)$ ตามนิยาม ดังนั้น ค่าของเวอร์ชันยังผลเมื่อมีสนามไฟฟ้า E จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J = \Delta T^2 e^{-(e/KT)} \left(\mathcal{O} \cdot \sqrt{eE/4\pi\epsilon_0} \right) \text{------(b)}$$

ซึ่งเรียกว่าสมการของช็อตทกี (Schottky equation)

ถ้าให้กระแสที่เป็น J_0 ที่ $E = 0$ กระแสในสมการ (b) จะเป็น

$$J = J_0 e^{-(e/KT) \left(\mathcal{O} \cdot \sqrt{eE/4\pi\epsilon_0} \right)}$$

เพื่อให้ได้กระแส J มีค่ามากกว่า J_0 ที่อุณหภูมิห้องได้ สนามไฟฟ้า E จะต้องมีความสูงถึง 10 ถึง 100 MV/cm ซึ่งในทางปฏิบัติของอิเล็กทรอนิกส์ใช้งานที่จะมีความเครียดสนามไฟฟ้าสูงถึงขนาดนี้นั้นหายาก อย่างไรก็ตามในเรื่องของความจริง การปล่อยอิเล็กตรอนด้วยสนามไฟฟ้านั้นอาจเกิดขึ้นที่สนามไฟฟ้าต่ำกว่าที่แสดงไว้ข้างต้นได้ Fowler และ Nordheim ได้อธิบายปรากฏการณ์นี้ว่าเป็นผลของลักษณะสมบัติเวฟเมคานิกส์ของอิเล็กตรอน ที่สามารถวิ่งทะลุกำแพงศักย์ออกมาได้เมื่ออิเล็กตรอนมีพลังงานมากกว่า W_0 หรือมากกว่าระดับเฟอร์มี (Fermi level) ในสุญญากาศ ความเครียดสนามไฟฟ้าเพียง 1 MV/cm ก็สามารถทำให้อิเล็กตรอนหลุดกระจายออกมาได้ เบรคดาวน์ในก๊าซอาจเกิดขึ้นเนื่องจากสนามไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นเฉพาะแห่งเนื่องจาก ไอออนก่อตัวเป็นสตริมเมอร์ขึ้นที่คาโทด

การปล่อยอิเล็กตรอนด้วยความร้อน ที่อุณหภูมิใด ๆ บางอิเล็กตรอนที่อยู่ในแถบนำไฟฟ้าของโลหะจะมีพลังงานมากพอที่จะเอาชนะหรือข้ามกำแพงศักย์ที่ผิวของโลหะไปได้, อุณหภูมิสูงขึ้นพลังงานของอิเล็กตรอนจะสูงขึ้น

7.4 กลไกการเบรคดาวน์

7.4.1 Townsend breakdown mechanism

เกิดขึ้นจากจำนวนอิเล็กตรอนที่เพิ่มขึ้นเป็นลำดับต่อเนื่องในแก๊สระหว่างอิเล็กโตรด และเชื่อว่ากระบวนการเพิ่มทวีคูณของอิเล็กตรอน เกิดจากไอออนในเซชันกระบวนการข้างต้น (α - process) ขบวนการขั้นสองที่มีความสำคัญต่อกลไกเบรคดาวน์ คือกระบวนการ δ (δ - process) อันเป็นกระบวนการเพิ่มทวีคูณของอิเล็กตรอนปล่อยหลุดจากคาโทด

(α - process)

จำนวนอิเล็กตรอนอะวาลานซ์ในแก๊สที่ระยะ X จากคาโทด คือ

$$N_x = N_0 e^{\alpha x}$$

เมื่อ N_0 : จำนวนอิเล็กตรอนที่ปล่อยจากคาโทดต่อวินาที

N_x : จำนวนอิเล็กตรอนที่ระยะ X จากคาโทด

α : Townsend first ionization coefficient

d : ระยะแก๊ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนอิเล็กตรอนวิ่งเข้าไปยังคาโอด ($X = D$) ต่อวินาทีเป็น

$$N^d = N_0 e^{\alpha d}$$

อิเล็กตรอนแต่ละตัวที่ออกจากคาโอดจะสร้างอิเล็กตรอนขึ้นใหม่ $e^{\alpha d} - 1$ ซึ่งมีจำนวนเท่ากับจำนวนไอออนบวกที่เกิดขึ้นและวิ่งเข้ามาถึงคาโอด และจะต้องมีอิเล็กตรอนเริ่มต้นจากคาโอดจำนวน N_0 ต่อวินาที ถ้าฟังก์ชันการนี้ยังไม่สามารถทำให้เกิดเบรคดาวน์ได้ หากจะต้องมีกระบวนการขึ้นสองมาเสริม

δ - process

ion + ริงชนคาโอดทำให้เกิด free electron emission

$$N^d = \frac{N_0 e^{\alpha d}}{1 - \delta(e^{\alpha d} - 1)}, \quad I^d = \frac{I_0 e^{\alpha d}}{1 - \delta(e^{\alpha d} - 1)}$$

เมื่อ δ : Townsend second ionization coefficient

เงื่อนไขการเกิดเบรคดาวน์ เมื่อ $I_d \propto$ หรือส่วนเป็นศูนย์

The Townsend criterion for a spark $\delta(e^{\alpha d} - 1) = 1$

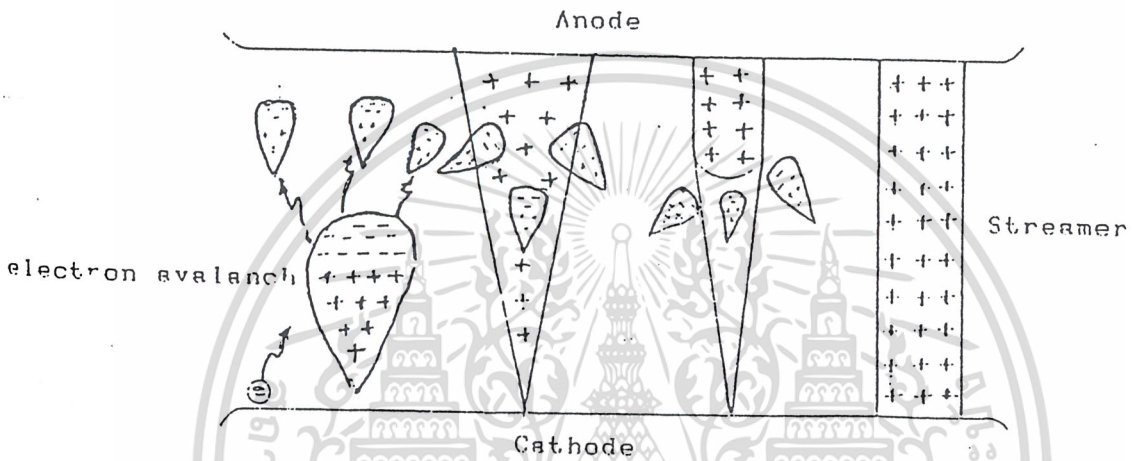
และ $e^{\alpha d} \gg 1$ เมื่อใกล้เบรคดาวน์ $\delta e^{\alpha d} = 1$

หมายเหตุ α : ขึ้นกับชนิดก๊าซ

δ : ขึ้นกับชนิดของโลหะที่ใช้ทำอิเล็กโตรด

7.4.2 Streamer mechanism

ได้อธิบายการ spark discharge จากอวาแลนซ์เดี่ยวซึ่งมีประจุค้างเกิดขึ้นจากอวาแลนซ์เอง เปลี่ยนจากอวาแลนซ์เป็นพลาสมาสตรีม ทำให้สภาพนำไฟฟ้าสูงขึ้นอย่างรวดเร็วและเกิดเบรคดาวน์ในแนวนี้ ขบวนการนี้จะมีการไอออไนซ์เป็นจำนวนมาก จากพลังงานโฟตอนของก๊าซโมเลกุลที่ส่วนหน้าของสตรีมเมอร์ กลุ่มประจุค้างของไอออนที่ส่วนหัวของสตรีมเมอร์ทำให้สนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดไอออนไนเซชันเพิ่มขึ้นอย่างมาก ไอออนบวกเคลื่อนที่ได้ช้าเกือบจะเรียกได้ว่าอยู่กับที่เมื่อเทียบกับการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนที่ข้ามแก๊ปไปยังคาโอด เกิดหมอกอิเล็กตรอนเป็นลึกระหว่างอิเล็กโตรดปล่อยให้ไอออนบวกอยู่เบื้องหลังรวมกันเป็นหมอก ความเครียดสนามไฟฟ้าที่ส่วนหัวและหลังอวาแลนซ์เพิ่มสูงขึ้น แต่ในบริเวณระหว่างอิเล็กโตรดกับหมอกไอออนโฟโตไอออไนเซชันขยายตัวสูงขึ้นเกิดอวาแลนซ์ใหม่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังในรูปที่ 7. 3 หมอกประจุเพิ่มขึ้นทำให้ความนำไฟฟ้าสูงขึ้นเป็นแนวมีลักษณะเป็น streamer และเกิดเบรคดาวน์ตามแนวนี้



รูปที่ 7.3 ขบวนการเกิดอะวาลานซ์

7.5 การเกิดเบรคดาวน์ของก๊าซ

ดิสรจเบรคดาวน์ในแก๊สแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ

7.5.1 Complete breakdow

คือการเกิดเบรคดาวน์ตลอดระยะแก๊สเชื่อมโยงระหว่างอิเล็กโตรด ซึ่งเกิดขึ้นเมื่ออากาศหมดสภาพเป็นฉนวน

7.5.2 partical breakdown

คือ เบรคดาวน์เพียงบางส่วน เกิดขึ้นในระบบการฉนวนที่สนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอสูง (η^* มีค่าต่ำมาก) เบรคดาวน์เพียงบางส่วนอาจเกิดก่อนเบรคดาวน์สมบูรณ์ได้ เป็นการเกิดไอออนไนเซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชั้นในแคบเพียงบางส่วน บางที่เรียกว่า partial discharge เช่น corona discharge surface discharge internal discharge

- Surface discharge เกิดเมื่อแรงดันที่ป้อนเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว และ C ตามผิวมีค่าสูง เป็นการเบรคความชื้นของอากาศตามผิว

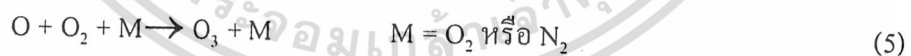
- Internal discharge เป็นการเบรคความชื้นบางส่วนในเนื้อฉนวน

- Corona discharge เมื่อโมเลกุลของอากาศที่อยู่ใกล้ๆรอบๆบริเวณที่มีสนามไฟฟ้าความเข้มสูง (ส่วนที่ติดกับ discharge electrode) มีการสูญเสียอิเล็กตรอนและกลายสภาพเป็นประจุขึ้นมาดังรูปที่ 7. 4 อิเล็กตรอนเหล่านี้จะถูกขับโดยสนามไฟฟ้าที่เราป้อนให้ ทำให้มีความเร่งอย่างรวดเร็วจนกระทั่งมันวิ่งเข้าชนโมเลกุลของอากาศที่อยู่รอบๆหากสนามไฟฟ้ามีความแรงพออิเล็กตรอนบางตัว จะทำการสะสมพลังงานที่มากเพียงพอที่จะทำให้เกิด Avalance อิเล็กตรอน และจะทำให้เกิดไอออนเพิ่มขึ้นเรื่อยๆทำให้การ discharge ขยายวงกว้างออกไป จนกระทั่ง ถึงจุดที่สนามไฟฟ้ามีค่าไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดอิเล็กตรอนอิสระ เพื่อที่จะไปทำการ ionize โมเลกุลของอากาศโดยการวิ่งชน (ขนาดสนามไฟฟ้ามีค่าลดลงแปรผกผันกับระยะทางกำลังสองจากผิว discharge electrode) โดยปกติโคโรนาดิสชาร์จจะก่อให้เกิดโอโซนขึ้นสามารถแสดงปฏิกิริยาได้ดังนี้ (2 กระบวนการ)

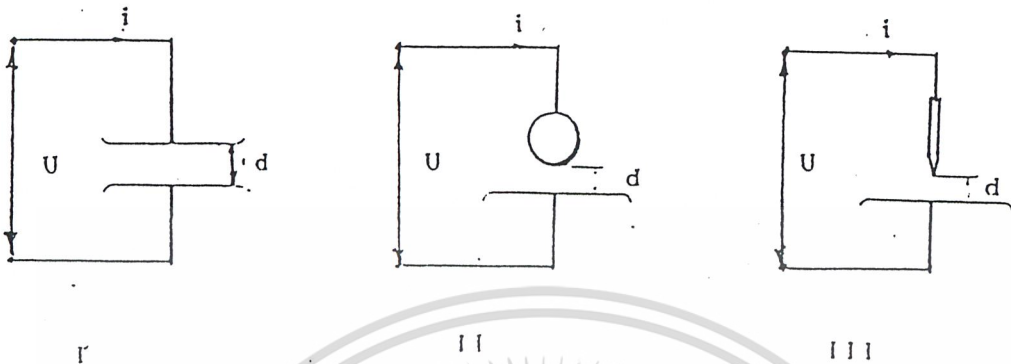
1. Oxygen - free radicals ถูกกำเนิดขึ้น โดยกระบวนการไอออไนซ์



2. โอโซนถูกกำเนิดโดย free radical reactions



7.6 สนามไฟฟ้าและลักษณะของอิเล็กโทรด



รูปที่ 7.4 ลักษณะอิเล็กโทรดแบบต่าง

7.6.1 อิเล็กโทรดสนามไฟฟ้าสม่ำเสมอ

คือ อิเล็กโทรดที่มีสนามไฟฟ้าทุกๆจุดในช่วงระหว่างอิเล็กโทรดเท่ากันคำนวณได้จาก

$$E_{\max} = E = U/d$$

เมื่อ U : แรงดันที่ป้อนให้อิเล็กโทรด

d : ระยะห่างของอิเล็กโทรด (gap)

E : ความเครียดสนามไฟฟ้า

นั่นคือ เมื่อป้อนแรงดันให้กับอิเล็กโทรดสนามไฟฟ้าอย่างสม่ำเสมอ จะเกิดการเบรกดาวน์ทันที ที่ความเครียดสนามไฟฟ้าระหว่างอิเล็กโทรดมากกว่าความทนได้ของอากาศ (หรือฉนวน) ต่อความเครียดดังกล่าว

7.6.2 อิเล็กโทรดสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ

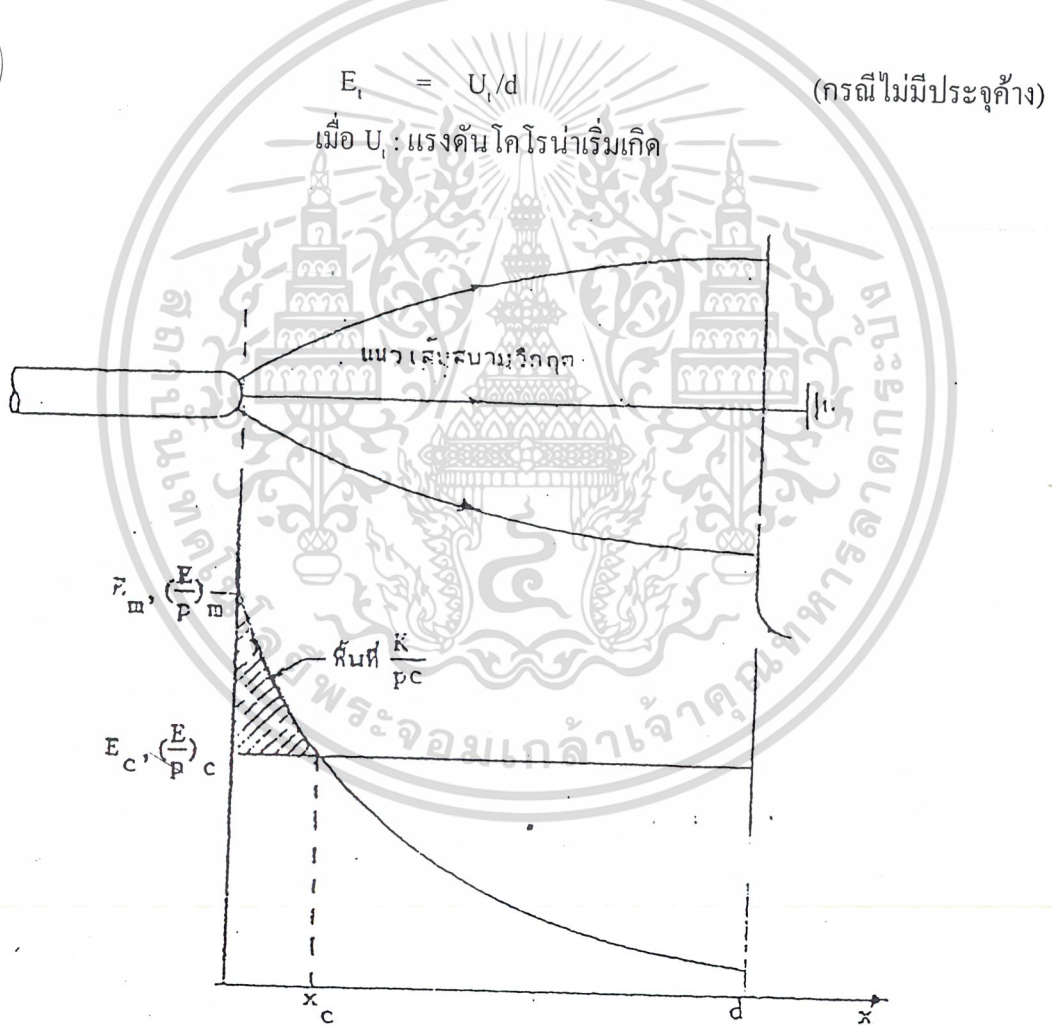
คือ อิเล็กโทรดที่มีความเครียดสนามไฟฟ้าแต่ละจุดมีค่าแตกต่างกันขึ้นอยู่กับตำแหน่งของจุดนั้น ความแตกต่างกัน ณ จุดต่างๆ จะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับลักษณะทางเรขาคณิตของอิเล็กโทรดที่มีความไม่สม่ำเสมอมากหรือน้อยอาจคำนวณได้จาก

$$E_{\max} = U/d$$

เมื่อ : field utilization factor = $E_{\text{av}}/E_{\max} < 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการนี้ใช้ในกรณีสนามไม่สม่ำเสมอเล็กน้อย หรือไม่มีการเกิดโคโรน่า ในกรณีที่อิเล็กโตรดสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอสูง ความเครียดสนามไฟฟ้าสูง ความเครียดสนามไฟฟ้าจะอยู่บริเวณใกล้เคียงกับผิวอิเล็กโตรดที่มีพื้นที่ผิวน้อยที่สุด เช่นที่ปลายแหลม ดังรูป 7.5 เมื่อระยะห่างออกไปจากผิวอิเล็กโตรดค่าความเครียดสนามไฟฟ้าจะลดลงอย่างรวดเร็ว อิเล็กโตรดแบบนี้ถึงแม้ว่าความเครียดสนามไฟฟ้าสูงสุดจะมีค่าถึงค่าวิกฤติแล้วก็ตามจะไม่เกิดเบรคดาวน์ แต่จะเกิดโคโรน่าในบริเวณใกล้เคียงผิวอิเล็กโตรด ส่วนบริเวณอื่นๆ ยังมีความเครียดสนามไฟฟ้าต่ำจะไม่เกิดโคโรน่า ฉะนั้นจึงหมายถึง การเบรคดาวน์ไม่สมบูรณ์ (คือ ไม่ตลอดแนวระหว่างอิเล็กโตรด) เรียกว่า Partial discharge เราสามารถหาความเครียดสนามไฟฟ้าที่โคโรน่าเริ่มเกิด (E_c) ได้จาก



รูปที่ 7.5 ระยะอะวาลานซ์วิกฤตในสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ

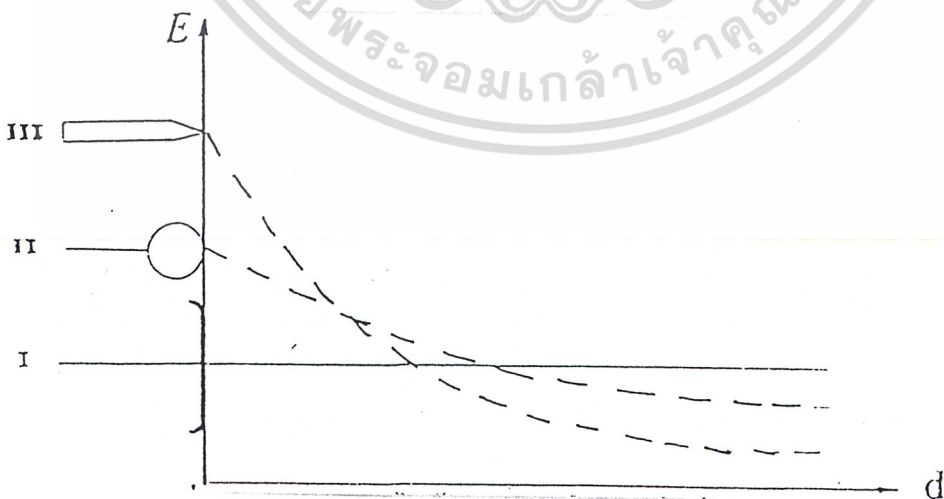
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอสูง แรงดันเริ่มเกิดก็คือ แรงดันโคโรน่าเริ่มเกิดในสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอและแบบไม่สมมาตร แรงดันเริ่มต้นขั้วลบบนอิเล็กโทรดที่มีความเครียดสนามไฟฟ้าสูงสุดจะมีค่าต่ำกว่าแบบขั้วบวก เพราะในกรณีที่อิเล็กโทรดเป็นขั้วลบ อิเล็กตรอนเริ่มต้นจะเริ่มที่ผิวของปลายอิเล็กโทรดซึ่งเป็นบริเวณที่มีความเครียดสนามไฟฟ้าสูงมีโอกาสเกิด ไอออนในเซชัน จากการชนกันได้มาก จึงสามารถสร้างอะวาลานซ์วิกฤติของอิเล็กตรอนได้ง่าย

7.6.3 เบริดคาวนในสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ (Breakdown in nonuniform)

ในแกปที่มี $\eta > 20\%$ ขึ้นไป การเกิดเบริดคาวนในอากาศจะมีลักษณะคล้ายคลึงกับที่เกิดในสนามไฟฟ้าสม่ำเสมอ แต่ถ้าสนามไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอมากกว่านี้ ($\eta < 20\%$) จะมีปรากฏการณ์แตกต่างไปจากสนามไฟฟ้าสม่ำเสมอ คือ จะมีโคโรน่าเกิดขึ้นในบริเวณที่มีความเครียดสนามไฟฟ้าสูงแต่เกิดขึ้นที่แรงดันต่ำกว่าแรงดันเบริดคาวน โคโรน่านี้อาจคงสภาพอยู่ได้ในบางจุดโดยไม่เบริดคาวน จากรูปที่ 7.7 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าของอิเล็กโทรดที่มี η ยิ่งต่ำ ความเครียดสนามไฟฟ้าสูงสุด E_{max} ที่ผิวอิเล็กโทรดที่รัศมีน้อยจะยังมีค่ามาก และความเครียดสนามไฟฟ้าจะลดลงอย่างรวดเร็ว ฉะนั้น ไอออนในเซชันจะเกิดขึ้นได้เฉพาะบริเวณผิวของอิเล็กโทรดที่มีความเครียดสนามไฟฟ้าสูงเท่านั้น ที่ระยะห่างออกไปความเครียดสนามไฟฟ้าต่ำเกินไปที่จะเกิด ไอออนในเซชัน จึงไม่อาจเกิดเบริดคาวนได้ ฉะนั้นจะมีโคโรน่าเกิดขึ้นบริเวณผิวของอิเล็กโทรด ที่มีรัศมีเล็กก่อนที่จะเกิดเบริดคาวน

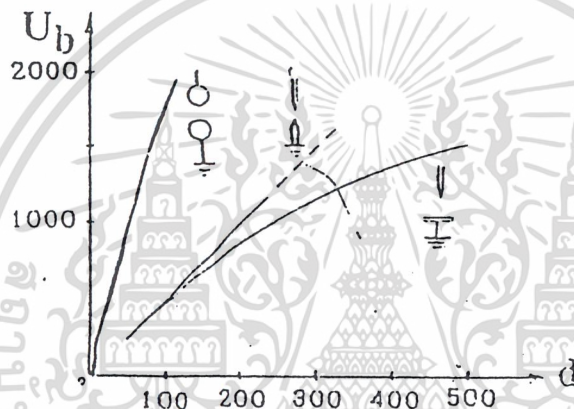
เมื่อมีโคโรน่าเกิดขึ้นสนามไฟฟ้าในแกป จะบิดเบือนไปจากสนามไฟฟ้าที่เป็นแบบอิเล็กโทรดสเตติกส์ หรือสนามไฟฟ้าที่คำนวณจากราคณิตศาสตร์ของแกป แรงดันเบริดคาวนแบบโคโรน่ารูปลักษณะของสนามไฟฟ้าในแกป



รูปที่ 7.6 ลักษณะสนามไฟฟ้าของอิเล็กโทรดชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปลักษณะอิเล็กโตรดที่มีผลต่อแรงดันเบรคควานมากหรือน้อยพิจารณาได้จากความไม่สม่าเสมอของความเครียดสนามไฟฟ้าว่ามากหรือน้อยถ้าไม่สม่าเสมอเล็กน้อยแรงดันเริ่มต้นจะเท่ากับแรงดันเบรคควาน ถ้าไม่สม่าเสมอมากแรงดันเริ่มต้นน้อยกว่าแรงดันเบรคควานและมีโคโรน่าเกิดขึ้นด้วย รูปที่ 7.7 แสดงแรงดันเบรคควานในอากาศของอิเล็กโตรดต่างๆ



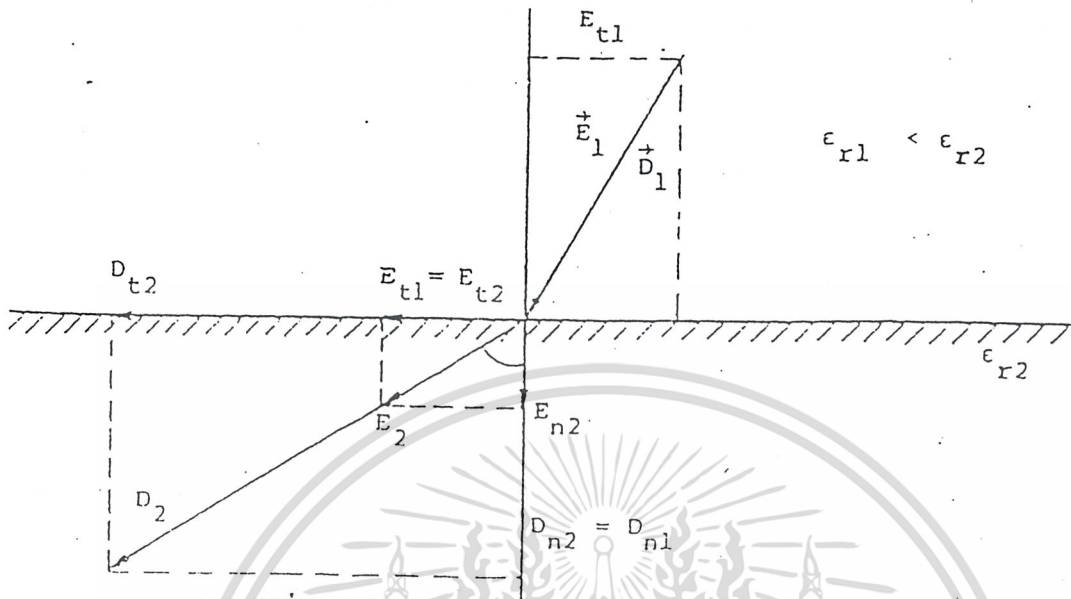
รูปที่ 7.7 แรงดันเบรคควานของอิเล็กโตรดชนิดต่างๆ

7.6.4 การหักเหแนวเส้นสนามไฟฟ้าที่รอยต่อของฉนวน

โดยอาศัยหลักความจริงที่ว่า ความเครียดสนามไฟฟ้าในแนวแทนเจนต์ E_t ของรอยต่อฉนวนต่างชนิดกันมีค่าคงตัวและความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า D_n ในแนวตั้งฉากกับรอยต่อมีค่าคงตัวกล่าวคือ

$$E_1 = E_{12} \quad \text{และ} \quad D_{n1} = D_{n2} \quad \text{ดังในรูปที่ 7.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



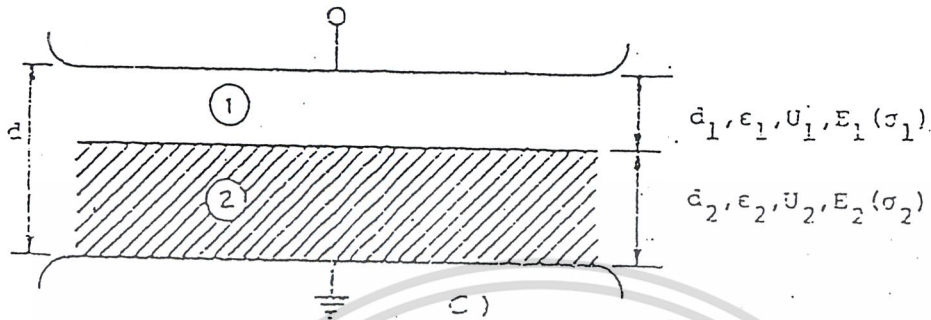
รูปที่ 7. 8 การหักเหของสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อของฉนวน จากความสัมพันธ์ $D = \epsilon E$ และจากรูปที่ 9 จึงวิเคราะห์และเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$\frac{\tan \alpha_1}{\tan \alpha_2} = \frac{E_{n2}}{E_{n1}} = \frac{D_{t1}}{D_{t2}} = \frac{E_1}{E_2}$$

ซึ่งสรุปได้ว่าสนามไฟฟ้า D และ E ในเนื้อสารที่มี E_r ที่มีค่ามากกว่าจะหักเหห่างจากแนวตั้งฉากหรือหักเหเข้าหารอยต่อนั่นเอง แต่เส้นศักย์เท่าในส่วนที่มี E_1 สูงจะหักเหเข้าหาแนวตั้งฉาก

ตัวอย่างแสดงเส้นสนามไฟฟ้าระหว่างอิเล็กโตรดแผ่นระนาบขนาน ซึ่งมีฉนวนที่มีค่าเปอร์มิวิตีวี่ (E) ต่างกัน ดังรูปที่ 7. 8 รูป a แสดงถึงรอยต่อของฉนวนตั้งฉากกับระนาบของอิเล็กโตรด ส่วนในรูป b แสดงถึงรอยต่อของฉนวนทำมุมเฉียงกับผิวระนาบของอิเล็กโตรดและจะเห็นว่าที่ปากฉลามของฉนวนที่มีค่าเปอร์มิวิตีวี่ต่ำ จะมีเส้นศักย์ไฟฟ้าหนาแน่นกว่าบริเวณอื่นๆซึ่งหมายถึงว่าบริเวณนั้นจะมีค่าความเครียดสนามไฟฟ้าสูง โดยเฉพาะจุดตัดระหว่างผิวระนาบของอิเล็กโตรดกับแนวรอยต่อของฉนวนจะมีค่าสูงมาก จะเป็นจุดที่มีความเครียดสนามไฟฟ้าสูงกว่า E_b ก่อนและทำให้เกิดดิสชาร์จขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.9 ชั้นฉนวนวางซ้อนกันในสนามไฟฟ้าสม่ำเสมอ

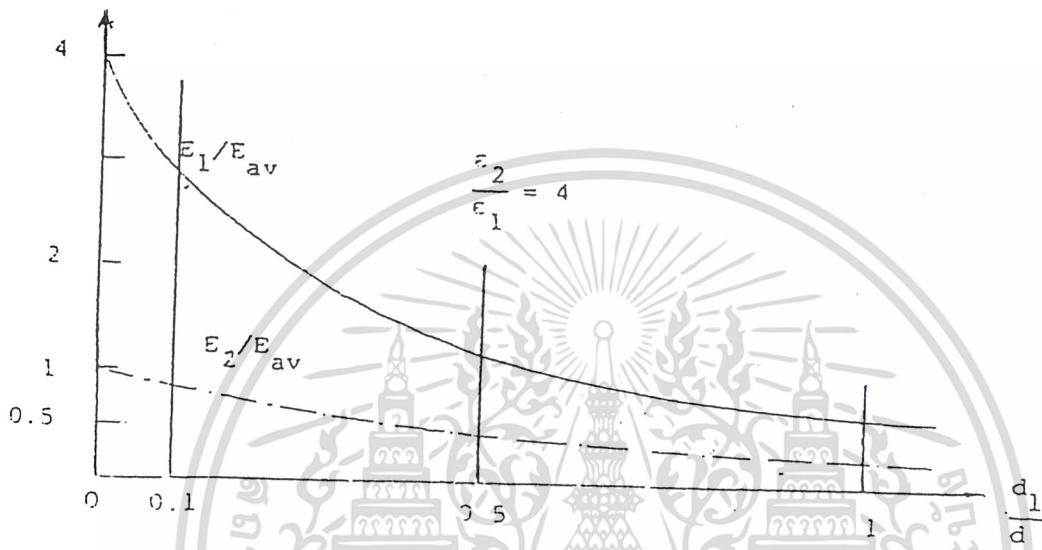
จากรูปที่ 7.9 สนามไฟฟ้าและแรงดันกระจายในฉนวนทั้งสองอาจคำนวณได้จากสมการสนามไฟฟ้าพื้นฐาน คือ $E = U/d$ เพราะเป็นสนามไฟฟ้าสม่ำเสมอ และใช้ความสัมพันธ์ $D = \epsilon E$ ซึ่งในที่สุดจะได้สมการหาความเครียดสนามไฟฟ้าฉนวนทั้งสองก็คือ

$$E_1 = \frac{U}{d} = \frac{\epsilon_2 / \epsilon_1}{d_1 / d (\epsilon_2 / \epsilon_1) + 1}$$

และ

$$E_2 = \frac{U}{d} = \frac{1}{d_2 / d (\epsilon_2 / \epsilon_1) + 1}$$

จะได้ว่า $E_1 / E_2 = \epsilon_2 / \epsilon_1$ ซึ่งจะพบว่าความเครียดสนามไฟฟ้า E_1 จะมากกว่า E_2 ตามอัตราส่วน ϵ_2 / ϵ_1 เมื่อ ϵ_2 / ϵ_1 ถ้าเปรียบเทียบความเครียดสนามไฟฟ้าส่วนฉนวนแต่ละชั้นกับความเครียดสนามไฟฟ้าส่วนฉนวนแต่ละชั้นกับความเครียดสนามไฟฟ้าแบบสม่ำเสมอ จะเห็นได้ว่าถ้าในฉนวนที่มีค่า ϵ ต่ำ ยิ่งบาง สนามไฟฟ้าจะยิ่งสูงมากขึ้น ดังในรูปที่ 7. 10



รูปที่ 7.10 เปรียบเทียบความเครียดสนามไฟฟ้าในฉนวนแต่ละชั้นกับค่าเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

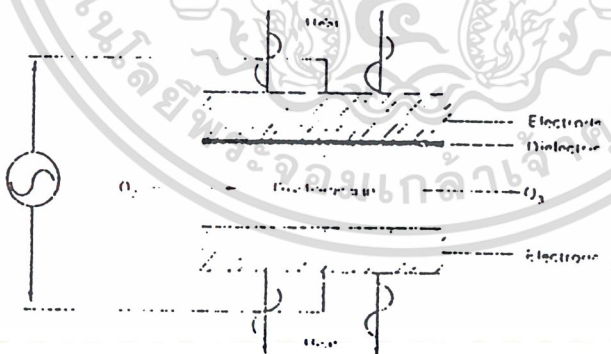
การกำเนิดโอโซน (Ozone Generation)

รูปข้างล่างแสดงตัวสร้างโอโซนแบบพื้นฐาน แรงดันไฟฟ้าจะถูกป้อนให้อิเล็กโทรดทั้งสองขั้วที่มีไดอิเล็กทริกและช่องอากาศคั่นอิเล็กโทรดทั้งสองอยู่ อากาศจะถูกดูดผ่านช่องอากาศนี้และจะเกิดการแตกตัวของอากาศเนื่องจาก เกิดความเครียดสนามไฟฟ้าสูงจนอิเล็กโทรดปล่อยอิเล็กตรอนออกมา ออกซิเจนในอากาศที่ถูกเปลี่ยนเป็น โอโซนตามขั้นตอนดังนี้

1. Oxygen - free radicals are generated ionic processes :



2. Ozone is generated by free radicals reaction :



Basic ozonator configuration. (Source: H. Rosen, "Ozone Generation and Its Relationship to the Economical Application of Ozone in Wastewater Treatment," in F. L. Ewins III (ed.) Ozone in Water and Wastewater Treatment, Ann Arbor Science Publishers, Ann Arbor, Mich., 1972.)

รูปที่ 8.1 แผนภาพแสดงหลักการทำงานของเครื่องกำเนิดโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้ามีความสำคัญในการกำเนิดโอโซน ที่มีความสัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างขั้วของอิเล็กโทรดและความดัน

$$V = k_1 p g$$

เมื่อ V : แรงดันที่จำเป็น

p : ความดันที่ช่องว่างอากาศ

g : ระยะแกป

ในทำนองเดียวกัน ความสามารถในการกำเนิดโอโซนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและแรงดันกำลังสองและผกผันกับความหนาของไดอิเล็กตริก

$$\text{Yield} : k_2 (f e V^2) / d$$

เมื่อ f : ความถี่

V : แรงดัน

e : dielectric constant

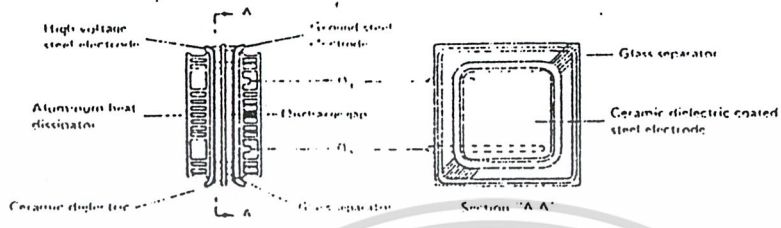
d : ความหนาของไดอิเล็กตริก

จากสมการนี้พบว่าจะมีปัญหาในการออกแบบเครื่องกำเนิดโอโซน คือ เราต้องพยายามทำไดอิเล็กให้บางที่สุดเท่าที่จะทำได้ และทนที่จะเบรคความถี่ได้สูง ขณะเดียวกันเพื่อให้โอโซนมากๆ เราก็ต้องเพิ่มแรงดันให้สูงๆด้วย เพราะแรงดันยิ่งสูงยิ่งดี ($O_3 \propto V^2$) ในอีกทางหนึ่งขณะที่แรงดันสูงๆ ถูกนำมาใช้ สารไดอิเล็กตริกก็จะเสียหายได้ง่ายขึ้น ในปัจจุบันมีวิธีที่นิยมในการเพิ่มปริมาณโอโซนที่ต้องการผลิตได้โดยการเพิ่มความถี่ของกระแสที่ใช้ นอกจากนี้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของการผลิตโอโซนก็ยังมีการพัฒนาคุณภาพไดอิเล็กตริกให้ดียิ่งขึ้น และการระบายความร้อนออกจากเซลล์ที่กำเนิดโอโซนในปัจจุบันมีวิธีการที่ผลิตโอโซน 3 ชนิดพื้นฐานที่ใช้คือ Otto plate The Conventional horizontal tube และ The Lowther plate แต่ละวิธีก็ได้แสดงไว้ดังรูปข้างล่าง

The Otto plate ถูกออกแบบขึ้นในปี 1905 แบบนี้มีประสิทธิภาพไม่ดี แต่ก็ยังมีใช้กันอยู่ในบางส่วนของยุโรปตะวันตก

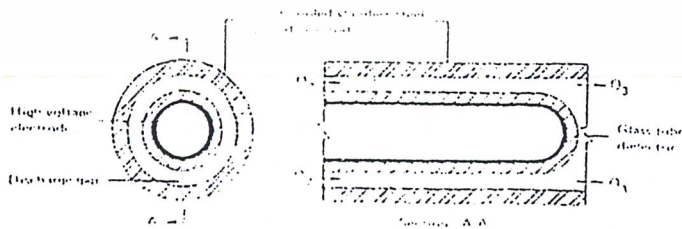
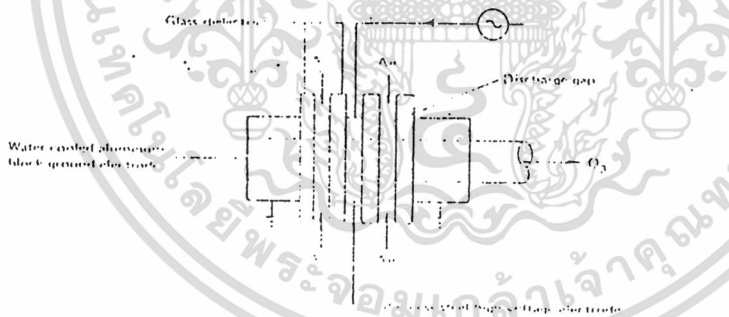
The tube - type generator นั้นประกอบด้วยจำนวนหลอดหลายหลอดที่มีรูปแสดงในรูปที่ 8.4 อิเล็กโทรดตัวข้างนอกจะเป็น Stainless Steel Tube และรอบๆจะถูกระบายความร้อนด้วยน้ำ ท่อแก้วที่อยู่ตรงกลางที่มีการเคลื่อนด้วยตัวนำอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Alternative ozonator configurations (a) Otto plate-type generator unit; (b) tube-type generator unit; (c) Lowther plate generator unit. (Source: H. Rosen, "Ozone Generation and Its Relationship to the Economical Application of Ozone in Wastewater Treatment," in F. L. Kraus III (ed.), *Ozone in Water and Wastewater Treatment*, Ann Arbor Science Publishers, Ann Arbor, Mich., 1972.)

รูปที่ 8.2 เครื่องกำเนิด โอโซนชนิด Otto plate - type



รูปที่ 8.3 เครื่องกำเนิด โอโซนชนิด Tube - type และ Lowther plate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



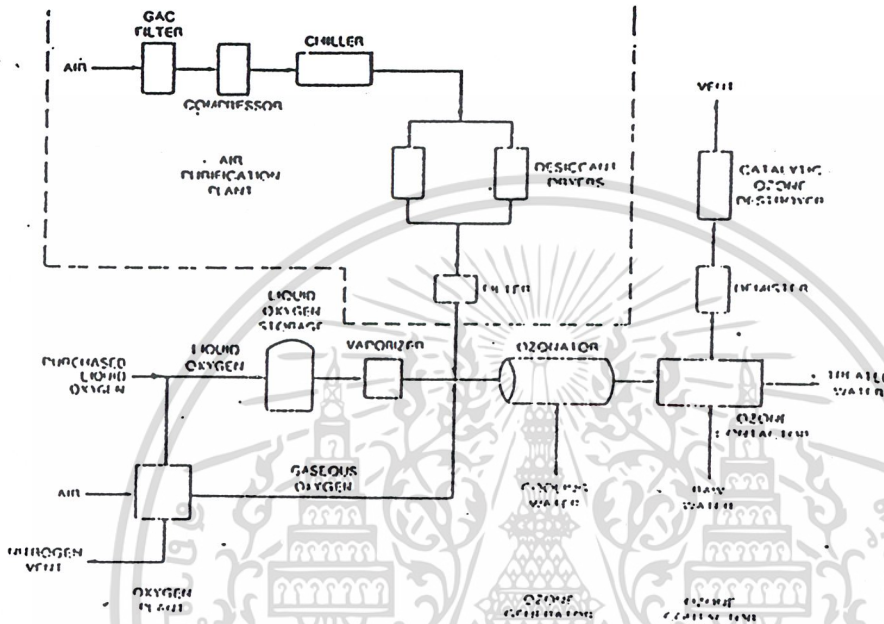
Typical tube-type generators at Choisy Le Roy, France. (Courtesy of Trailiga: Ozone of America, Inc.)

รูปที่ 8.4 รูปแบบของเครื่องกำเนิดโอโซนชนิด Tube - type

ภายในท่อสามารถแทนด้วยท่อ Stainless Steel แรงดันไฟฟ้าแรงสูงจะถูกป้อนเข้าระหว่างตัวนำที่เคลือบอยู่ในหลอดแก้วกับท่อเหล็กที่อยู่ด้านนอก และอากาศหรือออกซิเจนจะถูกทำให้ผ่านระหว่างช่องว่างนั้น รูปที่หลากหลายของการออกแบบวิธีนี้เป็นที่นิยมใช้ในปัจจุบัน

รูปแบบที่พัฒนาปรับปรุงขึ้นใหม่เร็ว ๆ นี้ คือ The Lowther ; late unit วิธีนี้จะใช้การระบายความร้อนโดยอากาศ (2 แบบข้างต้นใช้น้ำในการระบายความร้อน) ถูกทำขึ้นจาก a gastight arrangement of an aluminum heat dissipator, อิเล็กโตรดเหล็กเคลือบด้วยเซรามิกส์, Silicone rubber spacer, และเคลือบเซรามิกส์ชั้นสองที่อิเล็กโตรดเหล็กที่ด้านนอกและด้านใน รูปแบบนี้ให้ประสิทธิภาพสูง

การระบายความร้อนที่เซลล์กำเนิดโอโซน (tube of plates) จะเพิ่มประสิทธิภาพการกำเนิดโอโซน เครื่องกำเนิดโอโซนจะถูกป้อนด้วยออกซิเจน, ออกซิเจนปนอากาศ หรืออากาศผ่านเข้าไประหว่างอิเล็กโตรดของเครื่องกำเนิดโอโซนที่มีสนามไฟฟ้าแรงสูงคร่อมอยู่, ถ้าอากาศถูกใช้ในการป้อนควรจะได้โอโซน 2% โดยน้ำหนัก ถึงจะคุ้มค่าทางเศรษฐศาสตร์ ถ้าเป็นออกซิเจนควรจะได้โอโซน 5 - 7% โดยน้ำหนักถึงจะคุ้มทุน

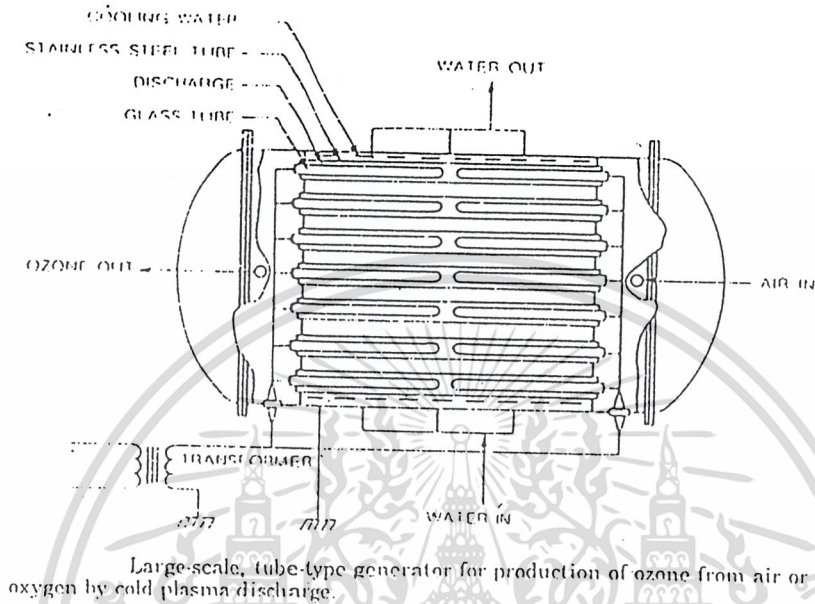


Flow diagrams for air and oxygen purification for ozone production from oxygen-enriched air. The air purification unit may be omitted when pure oxygen is used or it may be used without oxygen enrichment.

รูปที่ 8.5 Flow diagram แสดงการสร้างโอโซนโดยใช้ออกซิเจน

รูปที่ 8. 5 แสดง flow diagram สำหรับการสร้างโอโซนโดยใช้ออกซิเจนเพิ่มเข้าไปในอากาศ ในการป้อนเพื่อกำเนิดโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.6 เครื่องกำเนิดโอโซนชนิด Tube - type

วัสดุที่ใช้ในระบบสร้างโอโซนนั้นจะต้องระมัดระวังอย่างมาก เนื่องจากโอโซนมีความสามารถในการทำปฏิกิริยาสูง (oxidized) วัสดุจำพวกยางหรือพลาสติกทุกชนิด, ซีโอพรีน, EPDM, และอลูมิเนียม ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ สิ่งที่ควรนำมาใช้คือ Stainless Steel , แก้ว, ไฮพาลอน, เทฟลอน, และคอนกรีต

อุณหภูมิกับการเกิดโอโซน

ถ้าเพิ่มอุณหภูมิก๊าซที่ป้อนเข้าเซลล์สร้างโอโซนจะทำให้อัตราการเกิดโอโซนลดลง ขณะที่อัตราการสลายตัวของโอโซนเพิ่มขึ้น นั่นคือการระบายความร้อนให้เซลล์โอโซนเป็นสิ่งจำเป็นในการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพเครื่องกำเนิดโอโซน

8.1 ข้อดีของการนำโอโซนมาใช้ในการบำบัดน้ำเสียแทนคลอรีน

8.1.1 ประหยัดพลังงานความร้อนที่ใช้ในการกระตุ้นปฏิกิริยา Ozonization

โดยทั่วไปโอโซนสามารถละลายน้ำได้ดีที่อุณหภูมิต่ำกว่า 35 องศาเซลเซียส ดังนั้นปฏิกิริยา Ozonization ของโอโซนในน้ำเสียจึงเกิดได้ที่อุณหภูมิห้อง ระบบจึงไม่ต้องเสียพลังงานความร้อนในการเพิ่มอุณหภูมิเลย

8.1.2 ง่ายและสะดวกต่อการสลายโอโซนที่เหลือจากการใช้งาน

เนื่องจากโอโซนมีวงจรชีวิตสั้น จึงทำให้โอโซนสลายตัวได้อย่างรวดเร็ว เมื่อได้รับความร้อนเพียงเล็กน้อย

8.1.3 โอโซนมีความสามารถในการออกซิไดซ์ดีกว่าคลอรีน

เนื่องจากโอโซนมีค่า Oxidation Potential สูงกว่าคลอรีนถึง 1.52 เท่า ดังนั้นโอโซนจึงสามารถออกซิไดซ์สารประกอบเคมีที่มีพิษในน้ำเสียได้ดีกว่าคลอรีน โดยโอโซนจะสามารถออกซิไดซ์ได้ทั้งสารประกอบ Organic และ Inorganic

Oxidation of Organic

McGuire ได้ทำการทดลองโดยนำสาร Organic compounds ที่มีพิษ 16 ตัวมาทำปฏิกิริยากับตัวออกซิไดซ์ 3 ตัว คือคลอรีน โปตัสเซียมเปอร์มันเกต โอโซน ในสภาวะเดียวกันแล้วทำการวัดเวลาที่เกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันไปได้ 50% ของความเข้มข้นเริ่มต้น (Half Life) ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 8.1

Compound	Chlorine	Permanganate	Ozone
Acetophenone	26 d	43 d	25 min
Benzaldehyde	> 3.2 d	36 min	28 min
Senzothiazole	5.2 min	> 5.8 d	22 min
1, 2-Bis (2-chloroethoxy) ethane	> 20 d	67 d	50 min
Eis (2-chloroethyl) ether	> 20 d	15 d	21 min
Scrneol	1.1 d	7 d	13 min
Camphor	> 3.2 d	> 5.8 d	> 12 min
p-Dichlorobenzene	> 4.2 d	> 22 d	N/A
p-Nitrophenol	2.1 h	1.1 d	2 min
Methylene-bis-sulphate	> 20 d	22 d	5.5 min
p-Tolunitrile	> 20 d	28 d	5.4 min
Diacetone-L-sorbose	100 d	> 14 d	2.8 min
Diacetone-L-xylose	> 15 d	> 14 d	2.3 h
Toluene	N/A	N/A	2.8 min
Ethylbenzene	N/A	N/A	2.9 min
1, 2, 3-Trimethylbenzene	N/A	N/A	1.9 min

D : day , Min : minute , N/A : Non Application

ตารางที่ 8.1 แสดงอัตราเร็วในการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันของสารต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า โอโซนมีอัตราเร็วในการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันสูงกว่าสารออกซิไดซ์ตัวอื่น

Oxidation of Inorganic

โอโซนสามารถออกซิไดซ์สาร Inorganic ที่มีอยู่ในน้ำเสียได้ โดยโอโซนจะออกซิไดซ์ไอออนของโลหะที่ละลายอยู่ในน้ำให้มีเลขออกซิเดชันเพิ่มขึ้น แล้วเกิดเป็นสารประกอบตัวอื่นที่ไม่ละลายน้ำแล้วตกตะกอนแยกออกมาจากสารละลาย

เช่นการใช้โอโซนบำบัดน้ำเสียที่ประกอบด้วย Fe^{2+} ที่ละลายน้ำได้ โอโซนจะไปออกซิไดซ์ Fe^{2+} ไปเป็น Fe^{3+} จากนั้น Fe^{3+} จะถูก Hydrolyzed กลายเป็น $Fe(OH)_3$ ตกตะกอนออกมา ดังสมการ



8.1.4 สามารถกำจัดสีได้ดี

ในสารประกอบ Organic Compound ที่เป็น Polycyclic บางตัวมีหมู่โคโมรฟอร์ คือ เป็นหมู่ function group ที่ไม่อิมตัวซึ่งสามารถดูดกลืนแสงในช่วง UV Visible ได้ ทำให้สารประกอบที่มีหมู่โคโมรฟอร์นี้ให้สีได้

เนื่องจากโอโซนสามารถออกซิไดซ์หมู่โคโมรฟอร์ได้ คือไปทำลายพันธะคู่ของมัน ทำให้สารประกอบที่มีหมู่โคโมรฟอร์ให้ไม่ได้อีกต่อไป ทำให้สามารถกำจัดสีในน้ำเสียได้

8.1.5 สามารถกำจัดกลิ่นได้ดี

ในสารประกอบ Inorganic และ Organic บางตัวจะมี Sulphur และ Nitrogen ซึ่งเป็นสารที่มีกลิ่นเหม็น ทำให้สามารถกำจัดกลิ่นในน้ำเสียได้

เช่น H_2S เมื่อถูกโอโซนออกซิไดซ์จะกลายเป็น H_2SO_4 ดังสมการ



8.1.6 ควบคุมการเจริญเติบโตของพืชน้ำ (Algae) ได้

พืชน้ำที่มีอยู่ในน้ำเสียนี้เป็นตัวกำเนิดกลิ่น ชอบอยู่ที่อุณหภูมิประมาณ 35 - 40 องศาเซลเซียส และอาหารของมันคือ Organic Compound

โอโซนไม่สามารถกำจัดพวกพืชน้ำโดยตรงได้ เนื่องจากพืชน้ำสามารถสร้างภูมิคุ้มกันตัวมันเองตลอดเวลา แต่โอโซนนี้สามารถกำจัดได้โดยทางอ้อมคือ โอโซนสามารถออกซิไดซ์สาร Organic Compound ที่เป็นอาหารของพวกมัน ทำให้พืชน้ำหยุดการเจริญเติบโตและตายไปในที่สุด

8.1.7 สามารถแยกของแข็งแขวนลอย (Suspended solids) ออกได้

ในน้ำเสียมีอนุภาคคอลลอยด์ที่มีขนาดเล็กเป็นประจุอยู่ตามผิว เมื่อที่ผิวน้ำมีประจุเป็นกลาง อนุภาคพวกนี้จะจับตัวกันเป็นกลุ่มลอยขึ้นมา ซึ่งโอโซนจะทำหน้าที่เป็นตัว Flocculant ทำให้ผิวของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สว่นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้ำที่ประจุเป็นกลาง อนุภาคต่างๆก็ลอยขึ้นมารวมกันเป็นกลุ่มและสามารถแยกออกมาได้โดยการตกตะกอน กรองหรือช้อนออก

8.1.8 มีความปลอดภัยกว่าคลอรีน

เนื่องจากเมื่อคลอรีนไปออกซิไดซ์สาร Organic Compound บางตัวแล้วทำให้เกิดสารประกอบ Chlorinate ที่เป็นพิษขึ้น แต่เมื่อใช้โอโซนเป็นตัวออกซิไดซ์แล้วจะไม่เกิดสารประกอบที่เป็นพิษแบบ Chlorinate ขึ้นเลย

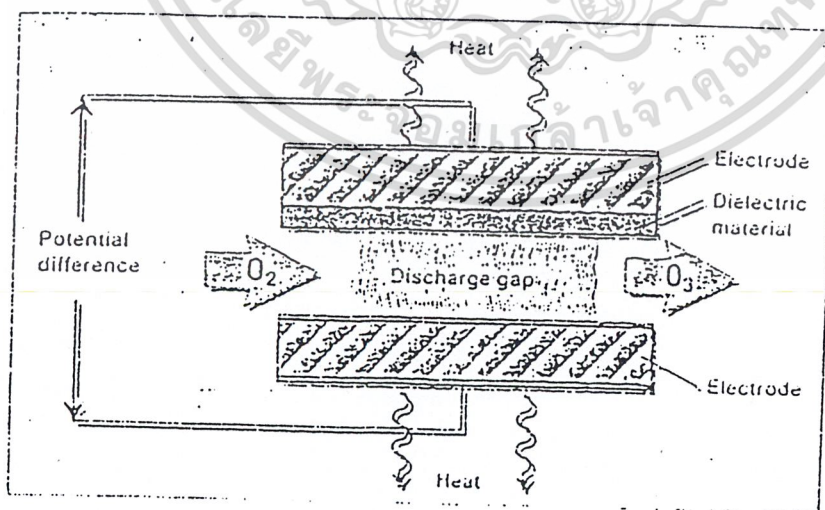
8.2 ระบบการบำบัดน้ำเสียโดยใช้โอโซน แบ่งเป็น 4 ส่วน ดังนี้

8.2.1 Feed gas treatment

เป็นหน่วยที่ทำหน้าที่จำหน่ายอากาศ หรือก๊าซออกซิเจนไปยังหน่วยสร้างซึ่งจะมีการกำจัดพวกอนุภาคแปลกปลอม ละอองในอากาศ ความชื้น และสารไฮโดรคาร์บอนก่อนที่จะไปถึงหน่วยสร้าง อนุภาคที่มีขนาดใหญ่กว่า 0.3 ไมครอน จะถูกกำจัดออกมาโดยการ Feed gas เข้าไปที่ความดัน 2 บรรยากาศ จากนั้นทำการกรอง และนำไปอบแห้ง แล้วก็นำแยกออกมาก๊าซออกซิเจนที่ผ่านส่วนนี้จะมีสารปนเปื้อนน้อยกว่าก๊าซออกซิเจนในอากาศปกติ แต่ถ้าจะให้สะอาดจริงๆเครื่องมือที่ใช้ควรจะสะอาดปราศจากสิ่งปนเปื้อนด้วย

8.2.2 Ozone generation

เป็นหน่วยสร้างโอโซน (O_3) จากก๊าซออกซิเจน (O_2) โดยเครื่องมือที่ใช้คือ Corona dischargeozone genertor ดังรูปที่ 8.7



รูปที่ 8.7 แสดง Corona dischargeozone generation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

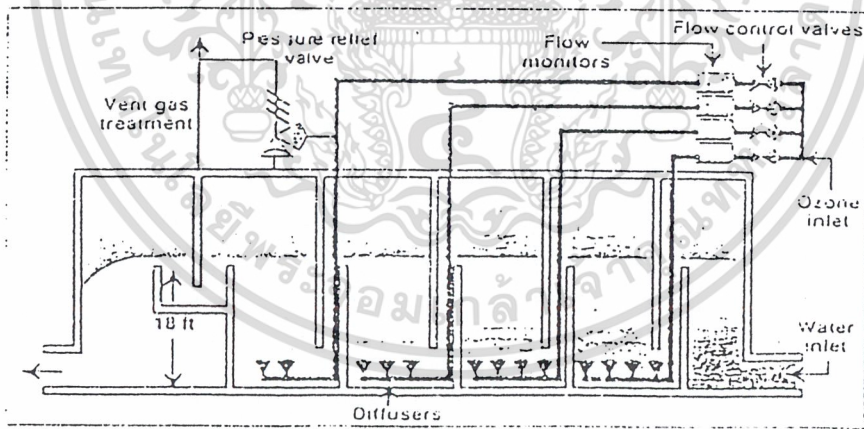
โดยทำการ feed ก๊าซออกซิเจนเข้าไประหว่าง electrode 2 ตัว ที่ความต่างศักย์ของสนามไฟฟ้าสูง ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าสูงระหว่างช่องว่างของ electrode ไปกระตุ้นโมเลกุลของ O_2 ให้สลายกลายเป็น O จากนั้น O จะไปรวมตัวกับ O_2 กลายเป็น O_3 ดังสมการ

ข้อควรระวังคือ 80% ของพลังงานที่ให้กับเซลล์จะกลายเป็นพลังงานความร้อน ซึ่งถ้าร้อนมาก ๆ จะไปสลายโอโซนได้ ดังนั้นในหน่วยการสร้างนี้จึงควรมีเครื่องทำความเย็นอยู่ด้วย โดยขนาดและชนิดของเครื่องนั้นควรเลือกให้เหมาะกับขนาดของ generator

8.2.3 Ozone contact

หน่วยนี้จะเป็นหน่วยเกิดปฏิกิริยา Ozonization ขึ้น ซึ่งโอโซนและน้ำเสียจะผสมกันโดยวิธีทางเชิงกลหลายวิธี เช่น Turbine, Diffusers, Injection เป็นต้น

การผสมแบบ Diffusers เป็นวิธีที่มีการส่งผ่านก๊าซโอโซนอย่างรวดเร็วและใช้พลังงานต่ำ โดยใช้เครื่องมือดังรูปที่ 8.8



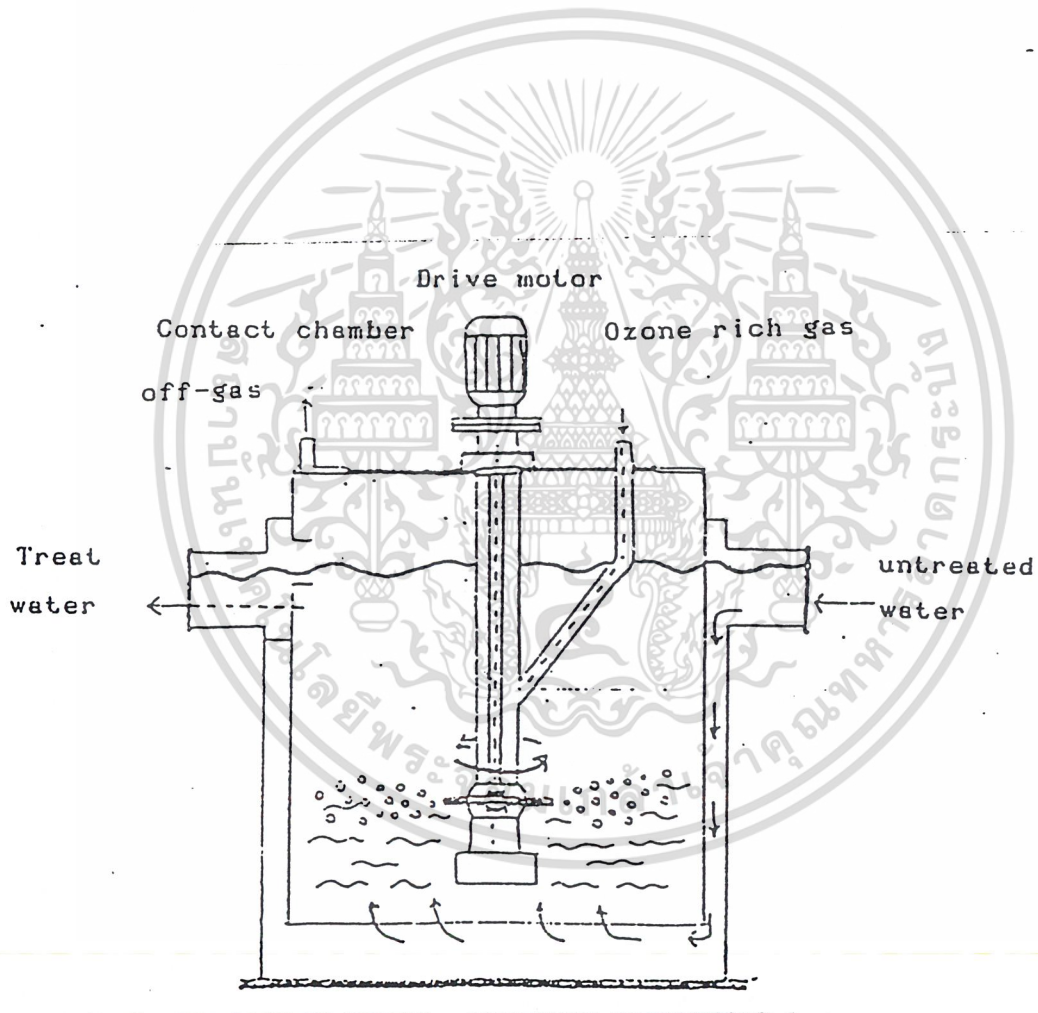
รูปที่ 8.8 Ozone contact ชนิด Diffusers

เครื่องมือประกอบด้วยถัง 4 ถัง มีตัว diffusers 13 ตัว ซึ่งอยู่ลึกลงมา 7 เมตร โดยจะทำการส่งก๊าซให้แพร่ออกมาทาง diffusers แล้วทำการปล่อยน้ำเสียเข้ามาบำบัดเป็นเวลา 5 - 15 นาที แต่การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผสมโดยวิธี Diffusers นี้ยังมีข้อเสีย คือ อนุภาคขนาดใหญ่ในน้ำเสียจะเข้าไปติดในตัว diffusers ทำให้สกปรกได้ง่ายและการส่งผ่านของก๊าซไม่สะดวก

ดังนั้นจึงนิยมใช้การผสมแบบ Turbine (กังหันไอน้ำ) แทนเพราะมีประสิทธิภาพในการส่งก๊าซดีกว่า นอกจากนั้นการสัมผัสระหว่างน้ำกับโอโซนก็มีมากกว่า คือมีประสิทธิภาพถึง 90% โดยโอโซนจะถูกส่งมายังส่วนล่างแล้วแพร่ออกสู่ส่วนกังหันใบพัด ซึ่งจะทำให้น้ำเสียดกับโอโซนมีการสัมผัสกันหลายรอบ โดยเครื่องมือการผสมแบบ Turbine เป็นดังนี้



รูปที่ 8.9 Ozone contact ชนิด Turbine

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2.4 Ozone destruction

หน่วยนี้เป็นหน่วยทำลายโอโซนเนื่องจากโอโซนเป็นตัวออกซิไดซ์ที่แรงสามารถกันกร่อนโลหะและเป็นอันตรายแก่มนุษย์ได้เมื่อมีความเข้มข้นสูงถึง 100 - 200 ppm ดังนั้นจึงต้องมีการทำลายโอโซนที่เหลืออยู่ในระบบ ให้มีความเข้มข้นเหลือเพียง 0.1 ppm ก่อนที่จะปล่อยสู่บรรยากาศ

ซึ่งวิธีการทำลายของหน่วยนี้มีวิธีง่ายๆหลายวิธีคือ

1. reinfection (นำกลับมาใช้อีก)
2. การใช้ความร้อนเพื่อให้เกิด autodecomposition
3. dilution คือ ทำให้เจือจางกับอากาศ
4. catalytic reduction with metal oxide

โอโซนเป็นก๊าซที่มีประสิทธิภาพในการออกซิไดซ์สูงสุด จึงเป็นที่นิยมใช้ในการบำบัดน้ำสำหรับดื่ม และสระว่ายน้ำร่วมกับเครื่องกรองถ่านเพื่อช่วยดูดซับสารที่ถูกทำปฏิกิริยากับสารพิษหรือโลหะละลายให้หมดไป นอกจากนี้โอโซนยังมีความสามารถในการฆ่าเชื้อโรคคลอรีนหลายเท่าโดยไม่ขึ้นกับ pH ของน้ำด้วย (ในการใช้คลอรีนต้องคำนึง pH ของน้ำด้วย)

บทที่ 9

ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟตรงกระแสสูงแบบสวิตซิ่ง

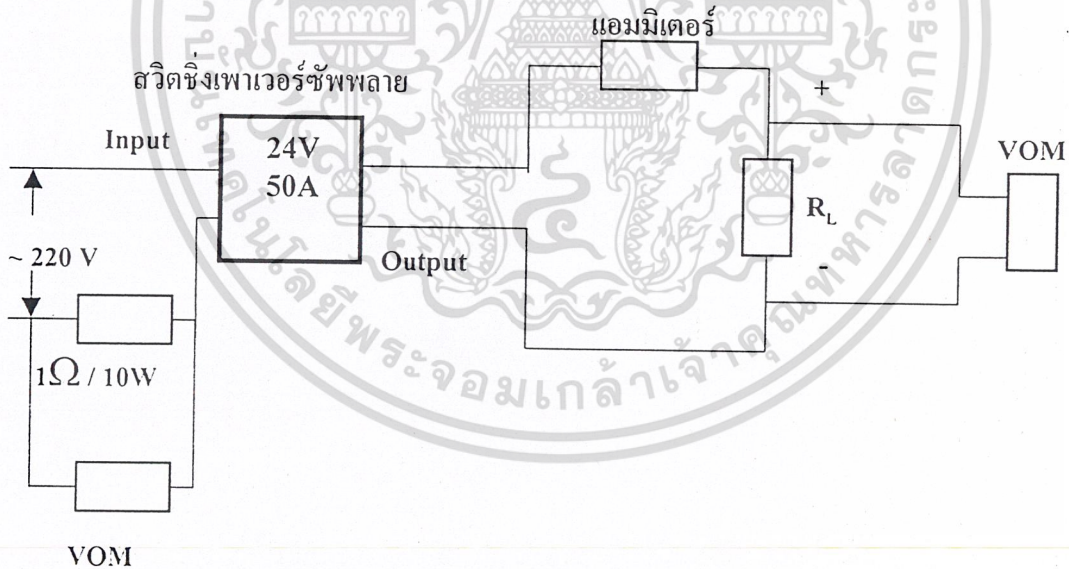
(High current switching power supply)

การทดสอบผลของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะทำการทดสอบหาค่าพลังงานไฟฟ้าที่อินพุต (P_{in}), กำลังงานไฟฟ้าที่เอาต์พุต (P_{out}), ประสิทธิภาพ (% Eff), Load Regulation (%) ที่ความต้านทาน (R_L) ค่าต่างๆ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 24V 50A 1 เครื่อง
2. มัลติมิเตอร์ 2 เครื่อง
3. แอมมิเตอร์ 1 เครื่อง
4. คิวต้านทานค่าต่างๆดังตารางที่ 1

วิธีทำการทดลอง



รูปที่ 9.1 การต่อวงจรทดลองสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 9.1
2. วัดค่ากระแสอินพุต, กระแสเอาต์พุต, แรงดันเอาต์พุต
3. นำค่าที่วัดได้จากข้อ 2. มาคำนวณหาค่ากำลังงานไฟฟ้าที่อินพุต (P_{in}), กำลังงานไฟฟ้าที่เอาต์พุต (P_{out}), ประสิทธิภาพ (% Eff)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เปลี่ยนความต้านทานค่าต่างๆ ตามตารางที่ 9.1 แล้วทดลองตามข้อ 2. และข้อ 3. ตามลำดับ

ผลการทดลอง

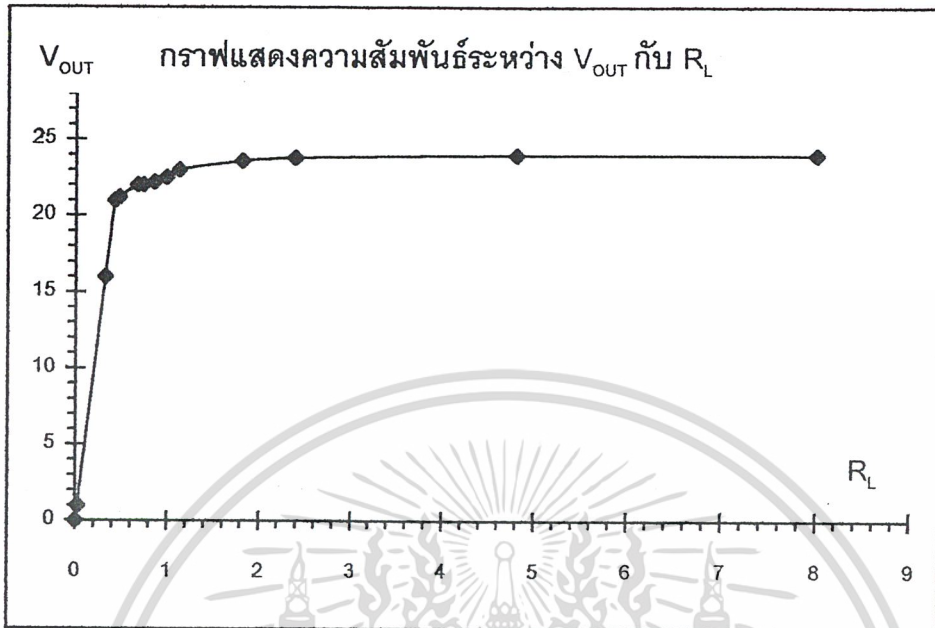
จากการทดลองแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซิ่งที่สร้างขึ้นมา โดยทำการเปลี่ยนค่าความต้านทานไปเรื่อยๆ ได้ผลการทดลองดังนี้

ตารางที่ 9.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซิ่ง (Switching Power Supply)

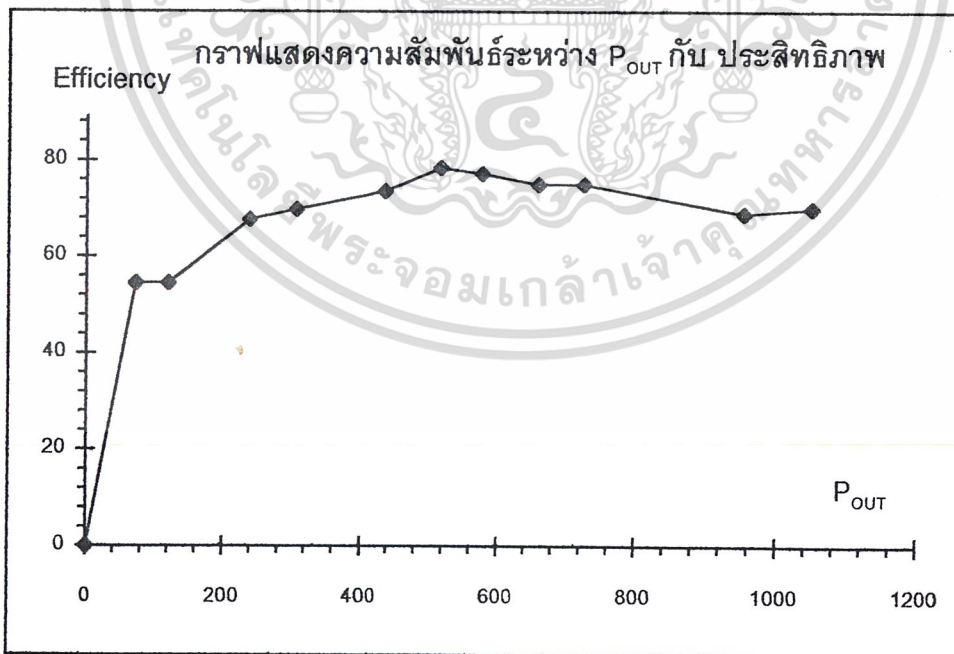
R_L Ω	V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	Eff (%)
No-Load	220	0	0	24	0	0	0
8	220	0.60	132	24	3	72	54.54
4.80	220	1	220	24	5	120	54.54
2.38	220	1.60	352	23.80	10	238	67.61
1.81	220	2	440	23.60	13	306.80	69.72
1.12	220	2.70	594	23	19	437	73.57
0.98	220	3	660	22.50	23	517.50	78.41
0.85	220	3.40	748	22.20	26	577.20	77.16
0.73	220	4	880	22	30	660	75
0.67	220	4.40	968	22	33	726	75
0.47	220	6.30	1386	21.20	45	954	68.83
0.42	220	6.80	1496	21	50	1050	70.02
0.32	220	4.54	998.80	16	50	800	80.10
0.02	220	1.60	352	1	50	50	14.20
0	220	1.40	308	0	50	0	0

นำข้อมูลจากตารางมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต - ความต้านทาน, ประสิทธิภาพ - P_{OUT} , P_{IN} - P_{OUT} จะได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

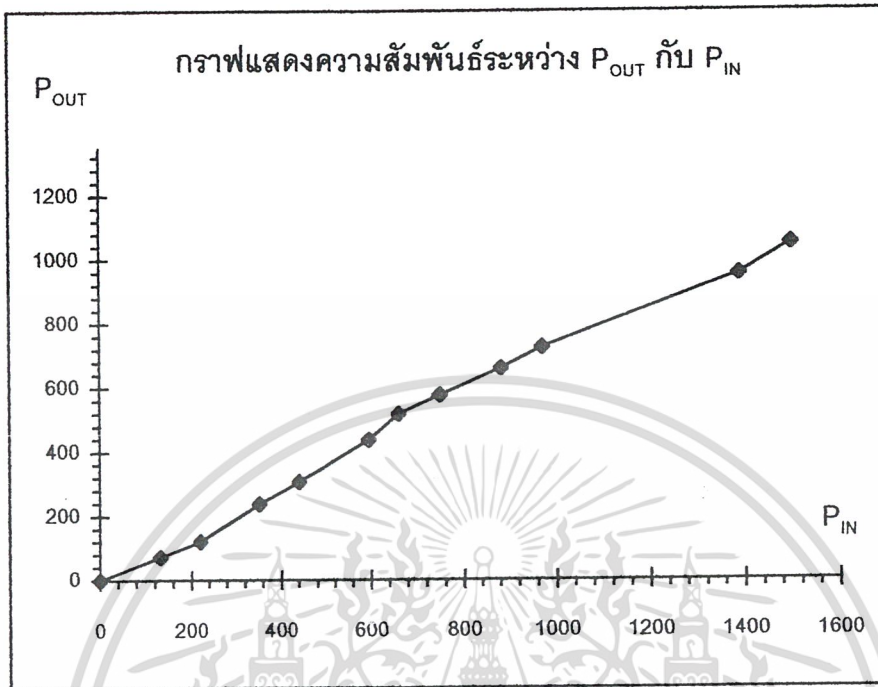


กราฟที่ 9.1



กราฟที่ 9.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟที่ 9.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองในตารางที่ 9.1 และ กราฟที่ 9.1-9.4 จะได้ว่า

ที่ค่าความต้านทานมากกว่า 4Ω แรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตจะมีค่าคงที่เท่ากับ 24V เมื่อค่าความต้านทานน้อยกว่า 4Ω แรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตจะเริ่มตกลงจาก 24V ซึ่งมีค่า %Load - Regulation = 68.5% หาได้จาก

$$\%Load - regulation = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta R_L} \times 100 = \frac{24 - 21}{4.8 - 0.42} \times 100 = 68.5\%$$

แรงดันที่เอาต์พุตตกลงเพราะว่ามีการดึงกระแสที่เอาต์พุตเพิ่มขึ้น ถ้ายิ่งดึงกระแสที่เอาต์พุตมากๆ แรงดันที่เอาต์พุตก็จะตกลงมากตามไปด้วย ซึ่งเป็นขีดความสามารถในการให้ค่าแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตคงที่เมื่อความต้านทานเปลี่ยนไป ของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งที่สร้างขึ้น

ที่ความต้านทาน 0.42Ω

ที่เอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุต = 21 V

กระแสเอาต์พุต = 50 A

ดังนั้นจะได้กำลังงานไฟฟ้าที่เอาต์พุต = $21V \times 50A = 1050 \text{ W}$ ซึ่งเป็นค่ากำลังงานไฟฟ้าสูงสุดที่เครื่องสามารถจ่ายได้

ที่อินพุต

แรงดันอินพุต = 220 V

กระแสอินพุต = 6.8 A

ดังนั้นจะได้กำลังงานไฟฟ้าที่อินพุต = $220V \times 6.8A = 1496 \text{ W}$

ค่าประสิทธิภาพหาได้จาก

$$\text{Eff} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100 = \frac{1050W}{1496W} \times 100 = 70.2\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปคุณสมบัติและหลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งที่สร้างขึ้น

1. แรงดันเอาต์พุตขณะยังไม่ได้ต่อโหลดความต้านทานมีค่าเท่ากับ 24V
2. ที่ความต้านทานมากกว่า 4Ω แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ 24V คงที่
3. ที่ความต้านทานน้อยกว่า 4Ω จะมีค่า Load-Regulation เท่ากับ 68.5 %
4. กระแสสูงสุดที่เครื่องสามารถจ่ายได้คือ 50A
5. กำลังงานสูงสุดที่เครื่องสามารถจ่ายได้คือ 1050 W
6. ประสิทธิภาพของเครื่องเท่ากับ 70.2%
7. ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์เท่ากับ 20KHz
8. กระแสขณะ Short Load เท่ากับ 50A

หลักการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะเริ่มจาก แรงดัน ไฟสลับ 220V ผ่านเข้ามา ทางวงจรภาคอินพุต แล้วถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง 311V โดยวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นจะถูกสวิตช์เป็นช่วงๆด้วยเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP460 ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยความถี่ 20KHz ซึ่งจะได้พัลส์ขนาด $311V_{pp}$ ต่อจากนั้นสัญญาณพัลส์จะถูกแปลงแรงดันลงเป็นพัลส์ขนาด $50V_{pp}$ ออกทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งซึ่งมี Turn Ratio คือ 18 : 3 และเป็นหม้อแปลงแบบเซ็นเตอร์แทป(ใช้แกน U-Core 60 ทั้งหมด 4 แกน)

ที่ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีฮัลฟบริดไดโอด(MUR3040) .ขดลวดเหนี่ยวนำ($L_o = 60\mu H$)และตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งหมดนี้ทำหน้าที่เรียงกระแสและกรองแรงดัน เพื่อให้สัญญาณพัลส์ขนาด $50V_{pp}$ เปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงประมาณ 25V ที่เอาต์พุต

การสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์ จะถูกควบคุมการสวิตช์โดยพัลส์ที่ได้จากวงจรภาคควบคุมซึ่งประกอบด้วย ไอซีสร้างพัลส์ (SG3526) , บัพเฟอร์(MC14050B). วงจรทรานซิสเตอร์(TIP31,TIP32) ที่ต่อกันแบบพุกพุด และหม้อแปลงคัปปลิ่ง ซึ่งมีลำดับการทำงานคือ SG3526 ทำหน้าที่สร้างพัลส์ที่มีความถี่ 20KHz และขนาด $15V_{pp}$ ผ่านเข้าวงจรบัพเฟอร์เพื่อลดค่า Rise Time และ Fall Timeของ สัญญาณให้มีค่าน้อยลง(เพื่อลดกำลังสูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟต) สัญญาณพัลส์ที่ได้จากบัพเฟอร์จะสวิตช์ขาเบสของทรานซิสเตอร์ทำให้นากระแสเป็นช่วงๆ จึงได้สัญญาณพัลส์ออกที่ขาอีมิเตอร์ซึ่งมีขนาดและความถี่เท่าเดิมและผ่านหม้อแปลงคัปปลิ่งเพื่อแยกกราวด์ แล้วนำไปควบคุมการทำงานที่ขาเกต-ซอสของเพาเวอร์มอสเฟตในภาคคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมแรงดันที่เอาต์พุตให้มีค่าคงที่ 24V สามารถทำได้โดยใช้การป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตผ่านเข้าวงจรคอมพาราเตอร์(LM339) ซึ่งจะเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิงคือ 5V ซึ่งค่าเอาต์พุตที่ได้จากคอมพาราเตอร์นี้ จะนำไปควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ออกจาก SG3526 ซึ่งจะมีผลต่อช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทำให้ได้ค่าแรงดันที่เอาต์พุต 24V คงที่ตามต้องการ สำหรับรายละเอียดในการออกแบบวงจรควบคุมแรงดันคงที่นี้

เราต้องการแรงดันคงที่ 24V ที่เอาต์พุต จะต้องหาค่าความต้านทานสองตัวมาแบ่งแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งค่าความต้านทานทั้งสองตัวรวมกันนั้นต้องมีค่ามากพอเพื่อให้กินกระแสที่เอาต์พุต เลือกค่าความต้านทานตัวที่1(R1)เท่ากับ $1M\Omega$ หาค่าความต้านทานตัวที่2(R2) ได้จากเหตุผลที่ว่า แรงดันที่เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์จะเท่ากับศูนย์เมื่อ $V_{in} > V_{ref}$ ($V_{ref}=5V$) และ เท่ากับ V_{cc} เมื่อ $V_{in} < V_{ref}$ ($V_{cc}=5V$ เพราะเป็น Open Corrector) เนื่องจากเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ต่ออยู่กับขา I ของ SG3526 ซึ่งถ้าเท่ากับศูนย์จะทำให้พัลส์ที่ออกจาก SG2536 มีช่วงนำกระแสที่แคบลง นั่นคือทำให้ค่าแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตลดลง แต่ถ้าเท่ากับ 5V จะทำให้ช่วงนำกระแสของพัลส์กว้างขึ้นนั่นก็คือแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นนั่นเอง ดังนั้นจึงหาค่า R2 ได้จาก

$$\frac{R_2}{1M + R_2} \times 24V = 5V$$

$$R_2 = 263.16K$$

ความต้านทาน 1M จะต่ออนุกรมอยู่กับ ความต้านทาน 263.16K (ดูรูปวงจรภาคควบคุมประกอบที่ภาคผนวก) แรงดันอินพุตของคอมพาราเตอร์ก็คือแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน 263.16K ดังนั้นถ้าแรงดันที่เอาต์พุตมากกว่า 24V แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน 263.16K ก็จะมีค่ามากกว่า 5V จึงทำให้ช่วงนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์แคบลง แรงดันที่เอาต์พุตจึงมีค่าลดลงและคงที่ที่ 24V แต่ถ้าแรงดันที่เอาต์พุตมีค่าน้อยกว่า 24V แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน 263.16K ก็จะมีค่าต่ำกว่า 5V จึงทำให้ช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์กว้างขึ้น แรงดันที่เอาต์พุตจึงมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ 24V นั่นเอง

จากการทดลองจะได้ว่าแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิทซ์ซึ่งเครื่องนี้สามารถจ่ายแรงดันได้ 24V คงที่ที่ความต้านทานมากกว่า 4Ω สำหรับความต้านทานน้อยกว่า 4Ω แรงดันจะตกลงจาก 24V เป็น 21V ที่ความต้านทาน 0.42Ω คิดเป็น %Load-Regulation = 68.5%

สำหรับการควบคุมกระแสที่เอาต์พุตทำได้โดย การป้อนแรงดันจาก Shunt ที่เอาต์พุต ซึ่งสัญญาณจาก Shunt จะมีค่าน้อยมากจึงต้องนำมาขยายสัญญาณด้วยวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส แล้วนำไปเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงด้วยคอมพาราเตอร์ แล้วนำไปควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ออกจาก SG3526 ต่อไป หลักการออกแบบวงจรป้องกันกระแสเกินมีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

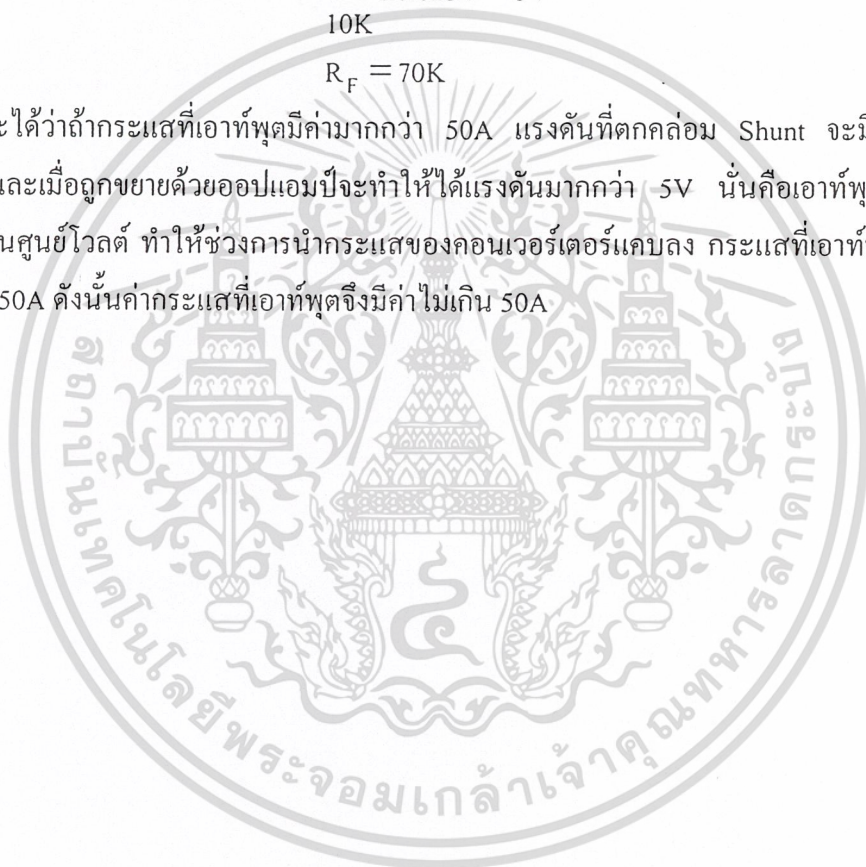
เราต้องการกระแสที่เอาท์พุท ไม่เกิน 50A จึงต้องทำการเลือกความต้านทานที่เป็น Shunt ซึ่งหลักการเลือกจะต้องเลือกความต้านทานค่าต่ำๆและวัตต์สูงๆ เพราะว่าเมื่อเอาท์พุทดึงกระแสมาหลายๆแอมป์ที่ตกตลอดตัวต้านทานจะได้มีค่าน้อยๆซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อแรงดันที่เอาท์พุทเลย ในที่นี้จะเลือกค่าความต้านทาน $0.0125\Omega / 80W$ (ตัวต้านทาน $0.1\Omega/10W$ 8 ตัวขนานกัน) เมื่อกระแส 50A ไหลผ่านจะมีแรงดันตกตลอดเท่ากับ 0.625V

คำนวณหาค่าความต้านทานเพื่อให้ออปแอมป์ขยายแรงดัน 0.625V ขึ้นเป็น 5V

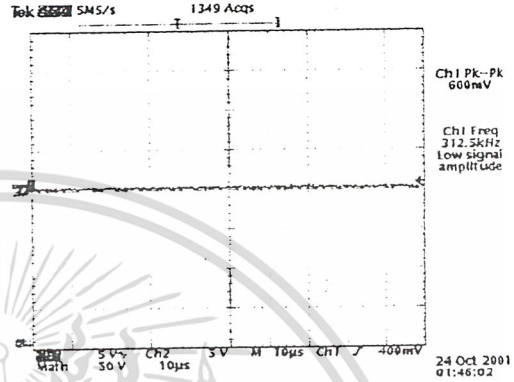
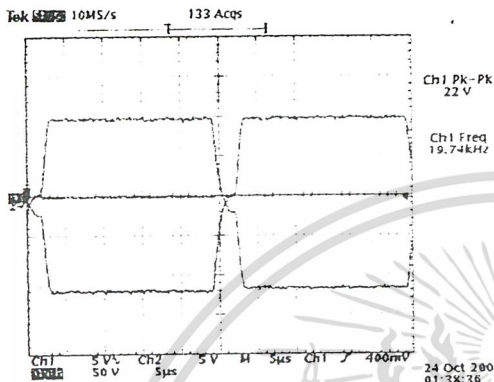
$$\frac{R_F}{10K} \times 0.625V = 5V$$

$$R_F = 70K$$

จะได้ว่าถ้ากระแสที่เอาท์พุทมีค่ามากกว่า 50A แรงดันที่ตกตลอด Shunt จะมีค่ามากกว่า 0.625V และเมื่อถูกขยายด้วยออปแอมป์จะทำให้ได้แรงดันมากกว่า 5V นั่นคือเอาท์พุทคอมพาราเตอร์จะเป็นศูนย์โวลต์ ทำให้ช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์แคบลง กระแสที่เอาท์พุทจึงลดลงจนเท่ากับ 50A ดังนั้นค่ากระแสที่เอาท์พุทจึงมีค่าไม่เกิน 50A

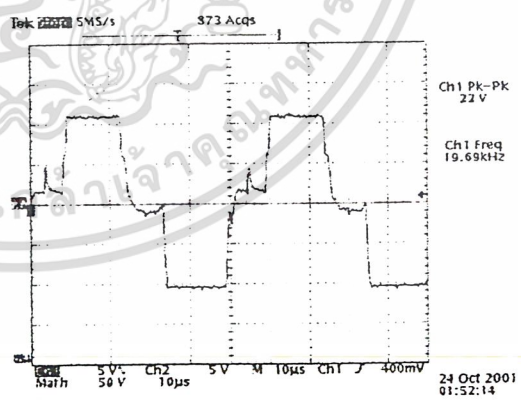
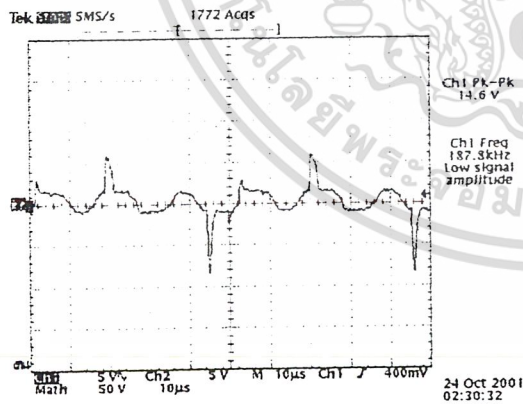


แสดงกราฟสัญญาณโดยวัดที่ขา เกท-ชอส ของเพาเวอร์มอสเฟต (IRFP460)



กราฟที่ 9.4 สัญญาณที่ใช้ควบคุมการสวิตช์ ของ วงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเห็นว่าทำงานสลับกัน 20V_{pp} 20kHz

กราฟที่ 9.5 แสดงสัญญาณควบคุมขณะที่ไม่เอาที่พุด No-Load จะเห็นว่ากราฟเป็นเส้นตรงเพราะว่าไม่มีการคิ่งค่ากระแสที่เอาที่พุด



กราฟที่ 9.6 แสดงสัญญาณควบคุมขณะที่ไม่เอาที่พุดต่อ ความต้านทาน 100 โอห์ม จะเห็นว่าความกว้างของ พัลส์แคบมากเพราะว่าการคิ่งค่ากระแสที่เอาที่พุด น้อย

กราฟที่ 9.7 แสดงสัญญาณควบคุม ขณะที่ไม่เอาที่พุดต่อ ความต้านทาน 1.2 โอห์ม จะเห็นว่าความกว้างของพัลส์ เริ่มกว้างขึ้นเพราะมีการคิ่งค่ากระแสที่เอาที่พุดมากขึ้นนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 10

การทดลองเพื่อหาอุปกรณ์และวิธีการแยกโลหะหนักออกจากน้ำ

เมื่อเราทำการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟตรงกระแสสูง (50A 24V) และนำมาทดสอบ ปรับปรุงและแก้ไขจนได้คุณสมบัติที่ตรงตามต้องการแล้ว การทดลองนี้จะเป็นการทดลองเพื่อที่จะหาอุปกรณ์และกรรมวิธีในการแยกโลหะหนักออกจากน้ำให้มีประสิทธิภาพมากที่สุด แต่เนื่องจากโลหะหนักนั้นมีมากมายหลายชนิด ฉะนั้นเราจึงเราจึงต้องกำหนดขอบเขตในการทดลองศึกษา ในที่นี้จะทำการทดลองเฉพาะสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) ที่ความเข้มข้นค่าหนึ่ง เท่านั้น

การทดลองที่ 10.1. การทดลองเพื่อศึกษาปริมาณของกระแสไฟฟ้ากับพื้นที่ของแผ่นเพลท

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

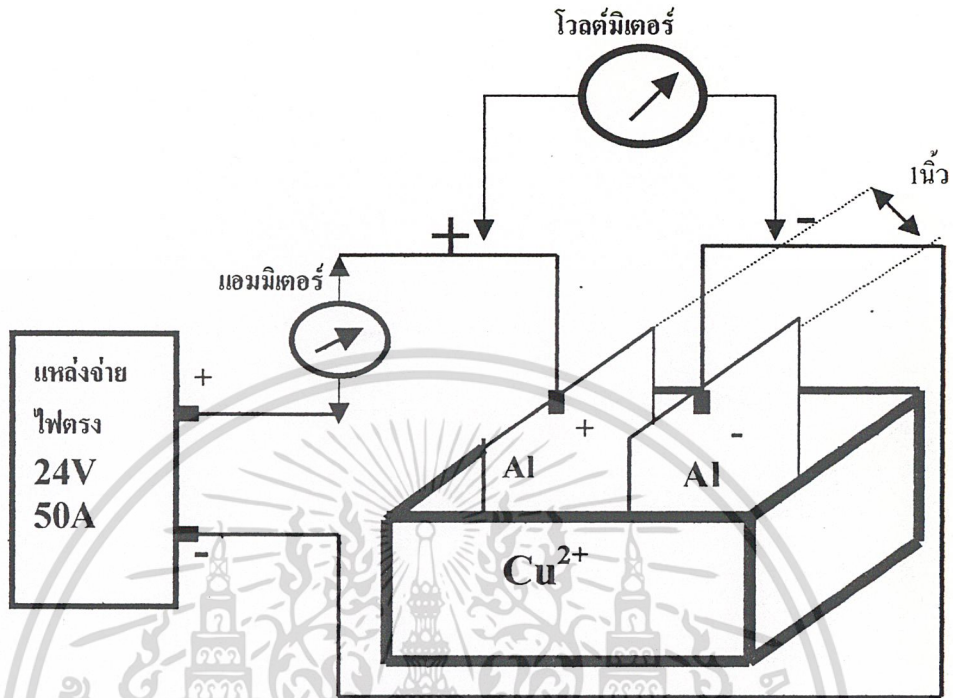
1. สารละลาย CuSO_4 150g
2. ถังพลาสติกขนาดกว้าง 8 นิ้ว ยาว 11 นิ้ว สูง 6 นิ้ว 1 ถัง
3. เครื่องซั่งสารแบบ ดิจิตอล 1 เครื่อง, นาฬิกาจับเวลา 1 เรือน
4. แผ่นอิเล็กโตรด คือแผ่นอะลูมิเนียม ขนาด 6 x 6 นิ้ว 12 แผ่น
5. น้ำบริสุทธิ์ 9 ลิตร
6. สายไฟแบบมีปากคิ๊บประมาณ 10 สาย
7. โวลต์มิเตอร์ 1 เครื่อง , แอมมิเตอร์ 1 เครื่อง, เครื่องมีวัดที่ใช้วัดสเกลเป็นนิ้ว
8. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 50A , 24 V

ขั้นตอนในการทดลอง

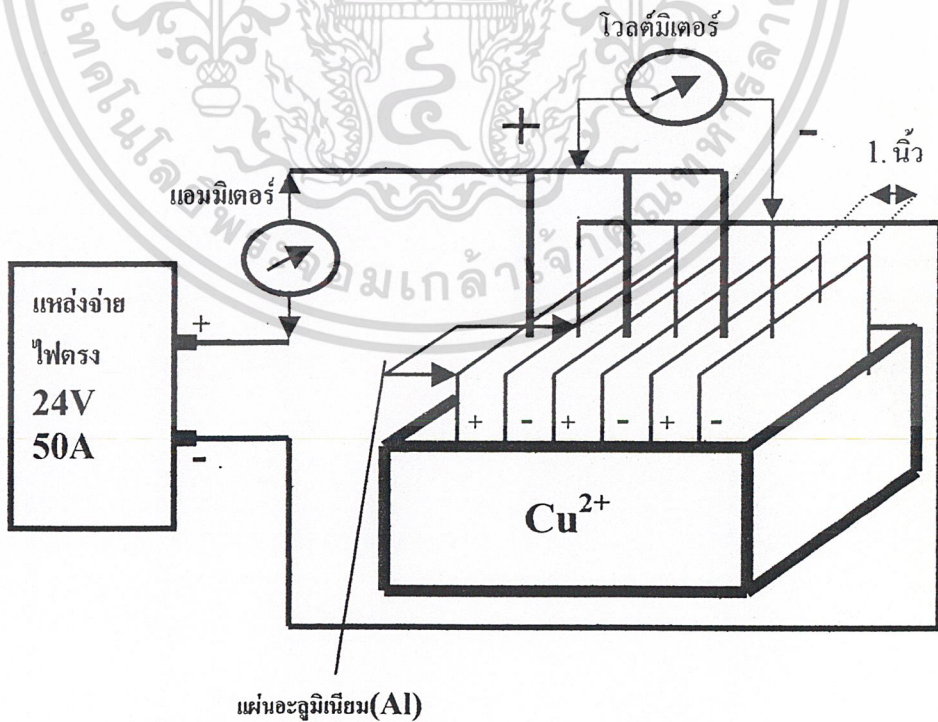
1. เตรียมสาร CuSO_4 50g โดยใช้เครื่องชั่งแบบดิจิตอล
2. นำน้ำบริสุทธิ์ 3 ลิตร ผสมกับ CuSO_4 ที่เตรียมไว้ คนให้สารละลาย
3. นำแผ่นเพลทอะลูมิเนียมขนาด 6x6 นิ้ว คู่แรกต่อกับแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง, โวลต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์ แล้วจุ่มลงในสารละลาย CuSO_4 โดยให้ระหว่างแผ่นห่างกัน 1 นิ้ว ดัง รูปที่ 10.1 ทิ้งไว้ 1 นาที จากนั้นทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้า และ ค่ากระแสไฟฟ้าแล้วบันทึกในตารางที่ 10.1
4. เตรียมสารละลาย CuSO_4 ตามข้อ 1. และ 2. อีกครั้ง จากนั้นเพิ่มแผ่นเพลทอะลูมิเนียมขึ้นเป็น 2 คู่ ดังรูปที่ 10.2 แล้วทำการทดลองเหมือนกับข้อ 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ทำการทดลองเหมือนกับข้อที่ 4 แต่เพิ่มแผ่นเพลาอะลูมิเนียมขึ้นอีกเป็น 3 คู่



รูปที่ 10.1. วงจรของการทดลองที่ 10.1 กรณีแผ่นเพลาอะลูมิเนียม 1 คู่



รูปที่ 10.2 วงจรของการทดลองที่ 10.1 กรณีแผ่นเพลาอะลูมิเนียม 3 คู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

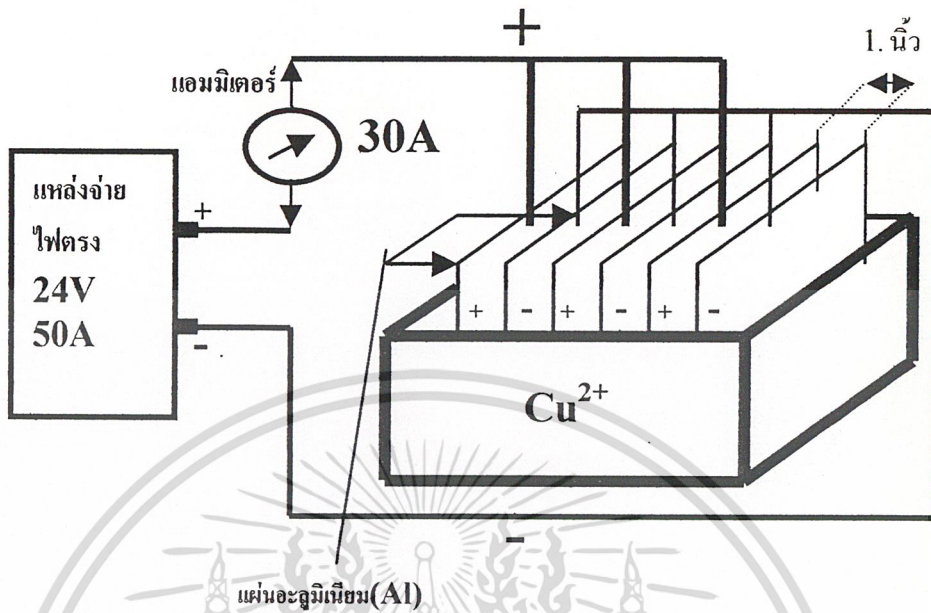
การทดลองที่ 10.2 การทดลองเพื่อหาปริมาณสารที่มากะที่ขั้วของอิเล็กโทรดกับปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านเข้าไปในสารละลาย CuSO_4 ว่ามีความเกี่ยวข้องกันหรือไม่ อย่างไร

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. สารละลาย CuSO_4 200g
2. ถังพลาสติกขนาดกว้าง 8 นิ้ว ยาว 11 นิ้ว สูง 6 นิ้ว 1 ถัง
3. เครื่องขังสารแบบ ดิจิตอล 1 เครื่อง, นาฬิกาจับเวลา 1 เรือน
4. แผ่นอิเล็กโทรด คือแผ่นอะลูมิเนียม ขนาด 6 x 6 นิ้ว 14 แผ่น
5. น้ำบริสุทธิ์ 12 ลิตร
6. สายไฟแบบมีปากคีบประมาณ 15 สาย
7. แอมมิเตอร์ 1 เครื่อง, เครื่องม้อวัดที่ใช้วัดสเกลเป็นนิ้ว
8. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 50A , 24 V

ขั้นตอนในการทดลอง

1. เตรียมสาร CuSO_4 50g โดยใช้เครื่องขังแบบดิจิตอล
2. นำน้ำบริสุทธิ์ 3 ลิตร ผสมกับ CuSO_4 ที่เตรียมไว้ คนให้สารละลาย
3. นำแผ่นเพลทอะลูมิเนียมทุกแผ่น ไปชั่งน้ำหนักก่อนทำการทดลอง โดยใช้เครื่องชั่งดิจิตอล บันทึกลงในตารางที่ 10.2
4. ทำการปรับค่ากระแสตรงที่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (50A , 24V) ให้ได้ 5A จากนั้นนำแผ่นเพลทอะลูมิเนียมขนาด 6x6 นิ้ว 1 คู่ ต่อกับแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง และ แอมมิเตอร์ แล้วจุ่มแผ่นเพลทลงในสารละลาย CuSO_4 โดยให้ระหว่างแผ่นห่างกัน 1 นิ้ว ดัง รูปที่ 10.3 ทิ้งไว้ 10 นาที
5. นำแผ่นเพลทอะลูมิเนียมไปตากให้แห้ง จากนั้นนำแต่ละแผ่น ไปชั่งน้ำหนัก แล้วทำการบันทึกลงในตารางที่ 10.2
6. เตรียมสารละลายใหม่อีกครั้ง โดยทำเช่นเดียวกับข้อ 1 และ 2 จากนั้นทำการทดลองโดยเพิ่มกระแสจากแหล่งจ่ายขึ้นเป็น 10A แล้วทำการทดลองเช่นเดียวกับข้อ 4 และ 5
7. ทำการทดลองเช่นเดียวกันกับข้อ 6 แต่เพิ่มค่าของกระแสไฟฟ้าขึ้นเป็น 20A , 30A และเพิ่มแผ่นเป็น 1 คู่ , 2 คู่ ตามลำดับ



รูปที่ 10.3 วงจรของการทดลองที่ 10.2 กรณีแหล่งจ่ายไฟตรง จ่ายกระแสให้กับสารละลาย CuSO₄ 30A คงที่ แผ่นเพลทอะลูมิเนียมจะใช้ 3 คู่

ผลการทดลอง

ตารางที่ 10.1 แสดงผลการทดลองที่ 10.1

จำนวนของแผ่นเพลท (คู่)	แรงดันที่เอาท์พุท (โวลต์ V)	กระแสที่เอาท์พุท (แอมป์ A)
1	24	10
2	24	19
3	24	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 10.1

จากผลการทดลองจะเห็นว่าเมื่อเพิ่มจำนวนแผ่นเพลทขึ้น จะได้ค่ากระแสไฟฟ้าเพิ่มขึ้นด้วย สำหรับการเพิ่มจำนวนแผ่นเพลทก็คือการเพิ่มพื้นที่หน้าตัด(A) นั่นเอง ซึ่งสอดคล้องกับกฎของโอห์ม คือ $R = \rho L/A$ โดย R คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้า ρ คือ ค่าสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า L คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นเพลทคือ l นิ้ว A คือ พื้นที่หน้าตัดที่ตั้งฉากกับทางเดินของกระแสไฟฟ้า ซึ่งจากการทดลองจะเห็นว่า ค่า ρ และ L จะคงที่ (ค่า ρ คงที่เพราะว่าค่าความเข้มข้นของสารละลายคงที่ และค่า L คงที่เพราะว่าค่าระยะห่างระหว่างเพลทคงที่ นั่นเอง) ดังนั้นค่า R จะแปรผกผันกับ ค่า A โดยที่ค่า A มากขึ้น ค่า R จะลดลง และ ค่า A ลดลง ค่า R จะมากขึ้น จากกฎของโอห์ม $I = V/R$ จะได้ว่า ค่า R มากขึ้น ค่ากระแสไฟฟ้า (I) จะลดลง และ ค่า R ลดลงค่า กระแสไฟฟ้า (I) จะมากขึ้น นั่นคือการเพิ่มจำนวนแผ่นเพลทจะทำให้ค่า A เพิ่มขึ้น ค่า R ลดลง และทำให้ค่ากระแสไฟฟ้า (I) เพิ่มขึ้น ซึ่งจะเห็นว่าผลการทดลองนี้จะสอดคล้องกับกฎของโอห์มนั่นเอง

สรุปผลการทดลองที่ 10.1

1. เราสามารถเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) ได้ โดยเพิ่มจำนวนแผ่นเพลทให้มากขึ้น โดยที่ความเข้มข้นของสารละลายและระยะห่างระหว่างแผ่นเพลทนั้นถูกควบคุมให้คงที่
2. เราสามารถลดค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลายคอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) ได้ โดยลดจำนวนแผ่นเพลทให้น้อยลง โดยที่ความเข้มข้นของสารละลายและระยะห่างระหว่างแผ่นเพลทนั้นถูกควบคุมให้คงที่

ตารางที่ 10.2 แสดงผลการทดลองที่ 10.2

หมายเหตุ น้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง = น้ำหนักของแผ่นเพลทหลังการทดลอง - น้ำหนักของแผ่นเพลทก่อนการทดลอง นั่นคือ ถ้าได้เครื่องหมายเป็นบวกแสดงว่ามีสารมาเกาะที่แผ่นเพลทเพิ่มขึ้น และ ถ้าได้เครื่องหมายเป็นลบแสดงว่าแผ่นเพลทเกิดการกัดกร่อน

จ่ายกระแสไฟฟ้า 5 แอมป์ คงที่ ให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) 10 นาที

แผ่นเพลทขั้ว	น้ำหนักของแผ่นเพลทก่อนทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทหลังทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง (มิลลิกรัม)
บวก	19.05217	18.85478	- 197.39
ลบ	18.90801	18.90905	+ 1.04

จ่ายกระแสไฟฟ้า 10 แอมป์ คงที่ ให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) 10 นาที

แผ่นเพลทขั้ว	น้ำหนักของแผ่นเพลทก่อนทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทหลังทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง (มิลลิกรัม)
บวก แผ่นที่ 1	18.97779	18.83073	- 147.06
แผ่นที่ 2	19.31982	19.30415	- 15.67
ลบ แผ่นที่ 1	18.79138	19.05919	+ 267.81
แผ่นที่ 2	19.06508	19.17520	+ 110.12

จ่ายกระแสไฟฟ้า 20 แอมป์ คงที่ ให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) 10 นาที

แผ่นเพลทขั้ว	น้ำหนักของแผ่นเพลทก่อนทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทหลังทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง (มิลลิกรัม)
บวก แผ่นที่ 1	18.82162	18.31448	- 507.14
แผ่นที่ 2	18.92584	18.67120	- 254.64
ลบ แผ่นที่ 1	18.82151	19.14666	+ 325.15
แผ่นที่ 2	18.92995	19.13863	+ 208.68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายกระแสไฟฟ้า 30 แอมป์ คงที่ ให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) 10 นาที

แผ่นเพลทขั้ว	น้ำหนักของแผ่นเพลทก่อนทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทหลังทดลอง (กรัม)	น้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง (มิลลิกรัม)
บวก	แผ่นที่ 1	18.63075	- 391.11
	แผ่นที่ 2	19.19941	- 146.39
	แผ่นที่ 3	18.61181	- 415.97
ลบ	แผ่นที่ 1	19.06509	+ 225.98
	แผ่นที่ 2	18.86669	+ 220.25
	แผ่นที่ 3	18.89155	+ 180.63

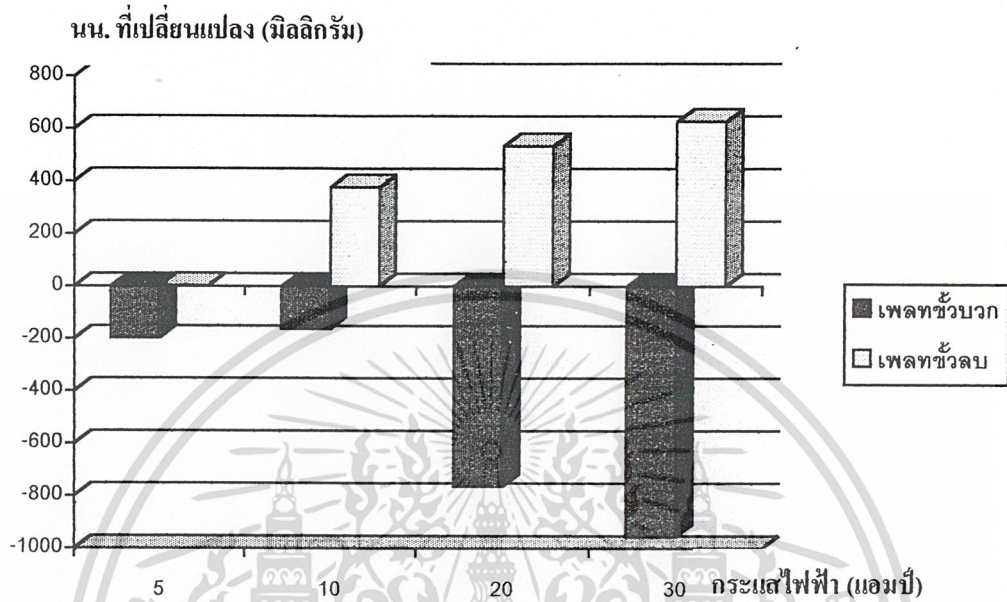
นำข้อมูลจากตารางที่ 10.2 มาเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) และ น้ำหนักรวมของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง จะได้ดังตารางที่ 10.3

ตารางที่ 10.3 แสดงค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย คอปเปอร์ซัลเฟต (CuSO_4) และ น้ำหนักรวมของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง

กระแสไฟฟ้าที่จ่าย (แอมป์)	แผ่นเพลทขั้ว	น้ำหนักรวมของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลง (มิลลิกรัม)
5	บวก	- 197.39
	ลบ	+ 1.04
10	บวก	- 162.73
	ลบ	+ 377.93
20	บวก	- 761.78
	ลบ	+ 533.83
30	บวก	- 953.47
	ลบ	+ 626.86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำข้อมูลจากตารางที่ 10.3 มาเขียนแผนภูมิแท่งได้ดังนี้



รูปที่ 10.1 แผนภูมิแท่งแสดงน้ำหนักของแผ่นเพลทที่เปลี่ยนแปลงเมื่อค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย CuSO_4 มีค่าเพิ่มขึ้น

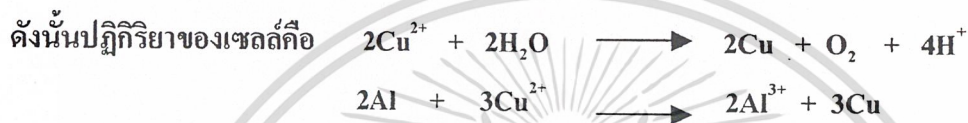
วิเคราะห์ผลการทดลองที่ 10.2

จากผลการทดลองจะเห็นว่า เมื่อทำการผ่านกระแสไฟฟ้าลงไปในสารละลาย CuSO_4 จะทำให้เกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันและปฏิกิริยารีดักชันขึ้นที่อะโนด (แผ่นเพลทอะลูมิเนียมขั้วบวก) และแคโทด (แผ่นเพลทอะลูมิเนียมขั้วลบ) ดังต่อไปนี้

- (ก.) Cu^{2+} เคลื่อนไปสู่แคโทด (-)
- (ข.) ที่ แคโทด ทั้ง Cu^{2+} และ H_2O อาจถูกรีดิวซ์ แต่ Cu^{2+} ถูกรีดิวซ์ง่ายกว่า H_2O (เพราะค่า E_0 ในการรับอิเล็กตรอนของ Cu^{2+} มากกว่า H_2O) ดังนั้นจึงได้โลหะทองแดงที่แคโทด ดังปฏิกิริยา $\text{Cu}^{2+} + 2e^- \rightarrow \text{Cu}$ ซึ่งจากการทดลองพบว่าโลหะทองแดงส่วนมากจะตกตะกอนที่ก้นถัง มาเกาะที่แผ่นเพลทเป็นส่วนน้อย
- (ค.) SO_4^{2-} เคลื่อนที่ไปสู่อะโนด (+)
- (ง.) ที่อะโนด อาจเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันได้ทั้ง H_2O และ SO_4^{2-} แต่ H_2O ถูกออกซิไดซ์ได้ง่ายกว่า SO_4^{2-} ดังนั้นจึงได้ก๊าซออกซิเจนเกิดขึ้น ดังปฏิกิริยา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$2\text{H}_2\text{O} \longrightarrow \text{O}_2 + 4\text{H}^+ + 4\text{e}^-$ ซึ่งจากการทดลองจะสังเกตเห็นฟองอากาศเกิดขึ้นที่แผ่นเพลทขั้วบวก นอกจากนี้ยังสังเกตเห็นว่า แผ่นอะลูมิเนียมเพลทขั้วบวกนี้ยังเกิดการกัดกร่อนขึ้น (ดังรูปที่ 10.1 แผนภูมิแท่งติดลบ) ซึ่งอธิบายได้โดยปฏิกิริยาดังนี้ $2\text{Al} + 3\text{Cu}^{2+} \longrightarrow 2\text{Al}^{3+} + 3\text{Cu}$ จากปฏิกิริยาจะเห็นว่าอะลูมิเนียมสูญเสียอิเล็กตรอนให้กับไอออนของทองแดง ทำให้ได้อะลูมิเนียมไอออนและตะกอนของโลหะทองแดง ดังนั้นแผ่นเพลทอะลูมิเนียมจึงเกิดการกัดกร่อนนั่นเอง



เมื่อทำการเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย CuSO_4 ขึ้น โดยที่ความเข้มข้นและเวลาทำการทดลองนั้นคงที่ จะได้ว่าปริมาณของโลหะทองแดงที่มากาะที่ตะโปกจะเพิ่มขึ้นด้วยดังแสดงในตารางที่ 10.2 , 10.3 และ รูปที่ 10.1 และจากการทดลองยังสังเกตเห็นว่าปริมาณทองแดงที่ตกตะกอนที่ก้นถังก็เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ซึ่งการทดลองนี้จะสอดคล้องกับ กฎของ Faraday ข้อที่ 1 กล่าวไว้ว่า “ ปริมาณสารที่เกิดขึ้นที่อิเล็กโทรดเป็นปฏิภาคกับปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านสารละลาย ” นั่นคือ น้ำหนักของสารหนึ่งสารใดที่เกิดขึ้น โดยอิเล็กโทรไลซิสขึ้นอยู่กับปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านสารละลาย ถ้าปริมาณไฟฟ้า 1 คูลอมบ์ แยกสารออกมาได้ x กรัม ไฟฟ้า 5 คูลอมบ์ ก็จะทำให้สาร 5x กรัม

สำหรับคอปเปอร์ไอออน อิเล็กตรอน 1 โมล รีดิวซ์ Cu^{2+} ให้ Cu $\frac{1}{2}$ โมล ถ้าเราทราบประจุทั้งหมดที่อิเล็กตรอน 1 โมลมีอยู่ เราจะได้ปริมาณไฟฟ้าสัมพันธ์กับปริมาณมวลสารดังนี้ - ปริมาณไฟฟ้าเป็นคูลอมบ์ = กระแสเป็นแอมป์แปร์ x เวลาเป็นวินาที

- อิเล็กตรอน 1 อนุภาค มีประจุ 1.602×10^{-19} คูลอมบ์ อิเล็กตรอน 1 โมล หรือ 6.023×10^{23} อนุภาค มีประจุ 96489 คูลอมบ์ หรือประมาณ 96500 คูลอมบ์ ซึ่งปริมาณไฟฟ้า 96500 คูลอมบ์ นี้เรียกว่า 1 ฟาราเดย์ จะเห็นว่าไฟฟ้า 1 ฟาราเดย์ทำให้เกิดสารแต่ละชนิดขึ้นที่อิเล็กโทรดจำนวน 1 สมมูลย์เท่ากัน

- 1 กรัมสมมูลย์ของ $\text{Cu} = \frac{\text{น้ำหนักกรัมโมล}}{2} = \frac{63.54}{2} = 31.77$ กรัม

ตัวอย่างที่ 10.1 ถ้าให้กระแสไฟฟ้า 20 แอมป์ไหลผ่านสารละลาย CuSO_4 จะได้ทองแดงกี่กรัมต่อชั่วโมง

วิธีทำ ปริมาณไฟฟ้า = กระแสเป็นแอมป์แปร์ x เวลาเป็นวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 72000 \text{ coulombs}$$

$$= 72000 / 96500 = 0.746 \text{ ฟาราเดย์}$$

ที่ขั้วโทด $\text{Cu}^{2+} + 2\text{e}^{-} \longrightarrow \text{Cu}$ ปริมาณไฟฟ้า 1 ฟาราเดย์ ให้ทองแดงหนัก 1 กรัมสมมูล ซึ่งเท่ากับ $63.54 / 2 = 31.77$ กรัม

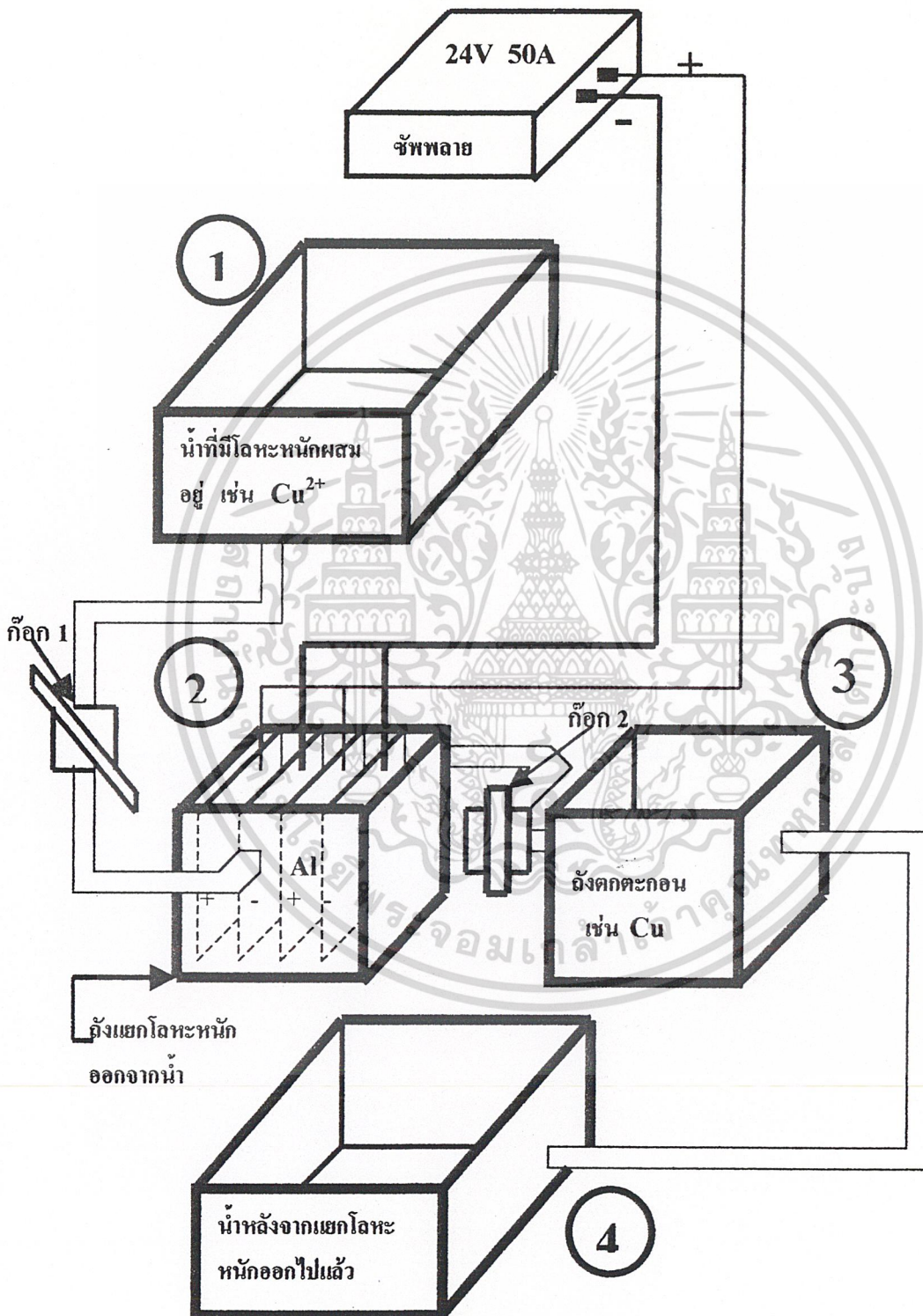
ดังนั้น ปริมาณไฟฟ้า 0.746 ฟาราเดย์ จะให้ ทองแดง = $0.746 \times 31.77 = 23.70$ กรัม

สำหรับกฎของฟาราเดย์นั้น แผ่นอิเล็กโทรดที่ใช้คือแผ่นอิเล็กโทรดเฉื่อยเช่น คาร์บอน , ปลาตินัม ซึ่งจะไม่ทำปฏิกิริยากับโลหะที่ทำการแยก ดังนั้นเมื่อเราทำการคำนวณตารางที่ 10.3 ตามกฎของฟาราเดย์จะได้ปริมาณทองแดงที่มากเกินที่แผ่นอิเล็กโทรดไม่เท่ากับค่าที่ทดลองได้ โดยค่าที่คำนวณได้จะมากกว่าค่าที่ทดลอง ที่เป็นอย่างนั้นกล่าวได้ว่า ไอออนของทองแดงส่วนมากเมื่อรับอิเล็กตรอนจากขั้วโทด หรือ อะลูมิเนียมแล้วจะกลายเป็นตะกอนของโลหะทองแดง มากกว่าที่จะไปเกาะที่แผ่นเพลทอะลูมิเนียมซึ่งสังเกตได้จากการทดลอง

สรุปผลการทดลองที่ 10.2

- เมื่อผ่านกระแสไฟฟ้าลงในสารละลาย CuSO_4 จะทำให้เกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันและรีดักชันขึ้นที่ขั้วโนดและขั้วโทด โดยที่ขั้วโทด (-) Cu^{2+} จะเคลื่อนที่ไปรับอิเล็กตรอนจากแหล่งจ่ายไฟตรง 24V 50A แล้วกลายเป็นโลหะทองแดงมาเกาะที่แผ่นอิเล็กโทรดแต่เป็นส่วนน้อยเท่านั้น โลหะทองแดงส่วนมากจะรวมตัวกันเป็นตะกอนที่ก้นถัง สังเกตได้จากที่ก้นถังจะมีตะกอนสีแดงเกิดขึ้น สำหรับที่ขั้วโนด (+) H_2O จะเป็นตัวให้อิเล็กตรอนกับแผ่นอิเล็กโทรดทำให้ได้ก๊าซออกซิเจนเกิดขึ้น ในการทดลองจะสังเกตเห็นว่ามีฟองก๊าซเกิดขึ้นนั่นเอง นอกจากนี้แผ่นเพลทอะลูมิเนียมจะให้อิเล็กตรอนกับ Cu^{2+} ทำให้แผ่นเพลทอะลูมิเนียมเกิดการกัดกร่อนขึ้น
- เมื่อทำการเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสารละลาย CuSO_4 ขึ้น โดยที่ความเข้มข้นและเวลาที่ทำการทดลองนั้นคงที่ จะได้ว่าปริมาณของโลหะทองแดงที่มากเกินที่ขั้วโทดจะเพิ่มขึ้นด้วยดังแสดงในตารางที่ 10.2 , 10.3 และ รูปที่ 10.1 และจากการทดลองยังสังเกตเห็นว่าปริมาณทองแดงที่ตกตะกอนที่ก้นถังก็เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ซึ่งการทดลองนี้จะสอดคล้องกับ กฎของ Faraday ข้อที่ 1 กล่าวไว้ว่า “ ปริมาณสารที่เกิดขึ้นที่อิเล็กโทรดเป็นปฏิภาคกับปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านสารละลาย ” นั่นคือ น้ำหนักของสารหนึ่งสารใดที่เกิดขึ้น โดยอิเล็กโทรไลซิสขึ้นอยู่กับการปริมาณไฟฟ้าที่ผ่านสารละลาย ถ้าปริมาณไฟฟ้า 1 coulomb แยกสารออกมาได้ x กรัม ไฟฟ้า 5 coulomb ก็จะทำให้สาร 5x กรัม

จากการทดลองที่ 10.1 และการทดลองที่ 10.2 ทำให้เราสามารถออกแบบและสร้างระบบแยกโลหะหนักออกจากน้ำได้ดังนี้



รูปที่ 10.4 แสดงระบบแยกโลหะหนักออกจากน้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 10.2

หมายเลข 1. คือ ถังสำหรับใส่น้ำที่มีโลหะหนักผสมอยู่ ซึ่งมีขนาด ความกว้าง 12.5 นิ้ว ความยาว 17 นิ้ว และความลึก 8 นิ้ว

หมายเลข 2. คือ ถังสำหรับแยกโลหะหนักออกจากน้ำโดยกระบวนการอิเล็กโทรไลซิส ภายในถังจะมีแผ่นเพลทอะลูมิเนียมทั้งหมด 4 แผ่น แต่ละแผ่นวางห่างกัน 1.5 นิ้ว ขนาดแผ่นเพลท กว้าง 8 นิ้ว ยาว 9.5 นิ้ว ขนาดของถัง กว้าง 7 นิ้ว ยาว 10 นิ้ว และ ลึก 8 นิ้ว

หมายเลข 3. คือ ถังสำหรับให้โลหะหนักตกตะกอน ซึ่งมีขนาดเท่ากับถังหมายเลข 2.

หมายเลข 4. คือ ถังสำหรับใส่น้ำหลังจากแยกโลหะหนักออกไปแล้ว ซึ่งมีขนาดเท่ากับ ถังหมายเลข 1.

สำหรับการแยกโลหะหนักออกจากน้ำ จะเริ่มจากการปัมน้ำขึ้นไปยังถังที่ 1 จากนั้น ทำการ เปิดก๊อก 1 ให้น้ำไหลลงไปยังถังที่ 2 เพื่อทำการแยกโลหะหนักออกจากน้ำ เมื่อน้ำเต็มถังที่ 2 แล้ว ปิดก๊อก 1 จากนั้นทำการอิเล็กโทรไลซิส สำหรับระยะเวลาในการทำนั้นคำนวณคร่าวๆ โดยใช้กฎ ของฟาราเดย์ จากนั้นทำการเปิดก๊อก 2 ให้น้ำไหลไปยังถังที่ 3 เพื่อตกตะกอน สำหรับถังที่ 3 นี้จะมี ตะแกรงกรองระหว่างถังที่ 3 กับถังที่ 4 เมื่อน้ำเต็มถังที่ 3 แล้วปิดก๊อก 2 จากนั้นเริ่มเปิดก๊อก 1 ใหม่ อีกครั้งแล้วทำเช่นเดิม

แนวทางในการแก้ไขและพัฒนาสำหรับการนำไปใช้งานจริง

1. ในการนำไปใช้งานควรต้องมีการเพิ่มวงจร Filter ก่อนเข้าอินพุทของซัพพลาย เพื่อลด สัญญาณรบกวนที่เกิดจากซัพพลายนี้ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้

2. กำล้างงานสูญเสียส่วนมากเกิดที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะที่เพาเวอร์มอสเฟตและ แกนเฟอร์ไรท์ของหม้อแปลงสวิตซิ่ง ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยการออกแบบวงจรสแน็บเปอร์ที่เหมาะสม กับเพาเวอร์มอสเฟต และหาค่า Turn Ratio ของหม้อแปลงสวิตซิ่งที่เหมาะสมเพื่อให้เกิดการถ่าย เทพพลังงานสูงสุด

3. ในการแยกโลหะหนักออกจากน้ำควรมีถังกรองตะกอนของโลหะหนัก ที่รวมตัวกันเป็น ตะกอน เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการบำบัดน้ำได้ดียิ่งขึ้น

4. ควรให้จำนวนของแผ่นเพลทมากขึ้น เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าที่ผ่านลงในสารละลายมากขึ้น นั่นก็คือ ปริมาณโลหะหนักที่แยกได้ก็มากด้วยนั่นเอง แต่ทั้งนี้ถ้าซัพพลายจ่ายกระแสได้เต็มที่แล้ว (เช่น เครื่องนี้ 50A Max) การเพิ่มจำนวนแผ่นเพลทก็ไม่มีประโยชน์เป็นการสิ้นเปลืองแผ่นเพลท เสียเปล่า ฉะนั้นต้องคำนึงถึงข้อนี้ด้วย

5. สำหรับแผ่นเพลทที่เป็นอะลูมิเนียม อะลูมิเนียมจะทำปฏิกิริยากับไอออนของ โลหะหนัก บางชนิด เช่น Cu^{2+} ทำให้เกิด Al^{3+} ละลายอยู่ในน้ำ ฉะนั้นถ้าจะให้ประสิทธิภาพในการแยกโลหะ

หนักออกจากน้ำได้จริงๆ ควรใช้ธาตุที่ไม่ทำปฏิกิริยากับไอออนของโลหะหนักมาทำเป็นแผ่น
 เฟลท เช่น คาร์บอน , ปลายตินัม แต่ว่ามีราคาแพงมากจึงไม่คุ้มค่านำไปใช้งาน สำหรับแผ่น
 อะลูมิเนียมก็ควรมีการศึกษาต่อไปว่าผลเสียกับประโยชน์อันไหนจะมากกว่ากัน

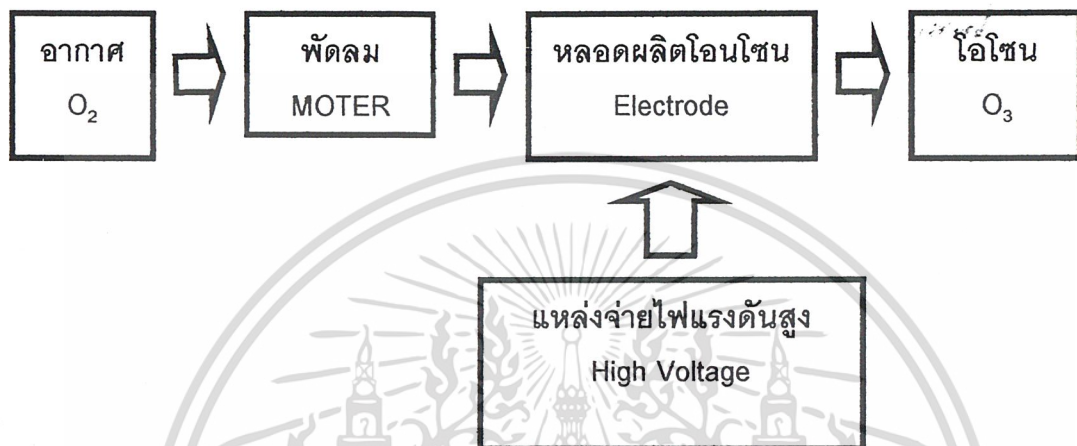


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 11

หลักการทำงาน และ การทดลองเครื่องผลิตโอโซน

11.1 หลักการทำงาน และ การออกแบบโครงสร้างของเครื่องกำเนิดโอโซน



รูปที่ 11.1 แสดง โครงสร้างของเครื่องผลิตโอโซน

เครื่องกำเนิดโอโซนต้นแบบที่ใช้ในโครงงานนี้ มีลักษณะดังรูปที่ 11.5 ลักษณะของการทำงานคือ อากาศ(O_2) ถูกดูดผ่านเข้าไปในเครื่องกำเนิดโอโซนต้นแบบโดยพัดลม ที่หัวของอิเล็กโทรดของเครื่องกำเนิดโอโซนนั้นต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง อากาศที่ผ่านเข้าไปนี้เมื่ออยู่ในความเครียดทางสนามไฟฟ้าที่สูง จะเกิดการแตกตัวและรวมตัวกันใหม่เป็นก๊าซโอโซน (O_3) ออกมา และ โอโซนที่เกิดขึ้นจะถูกนำไปใช้ในการบำบัดน้ำเสียต่อไป จะเห็นว่าส่วนประกอบของเครื่องกำเนิดโอโซนต้นแบบนี้จะมีด้วยกัน 2 ส่วนคือ

1. หลอดกำเนิดโอโซน (Electrode set)
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง (High Voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจร

หลักการทํางานของวงจรที่ 1 (รูปที่ 3 ของภาคผนวก ก.)

ใช้ IC TL494 เป็นตัวสร้างสัญญาณ ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยใช้ไดโอดต่ออนุกรม กับความต้านทาน 10K ที่ขา 6 ของ IC TL494 ค่าความต้านทานของไดโอดจะแปรเปลี่ยนไปตามแรงดันลบที่ป้อนให้ไดโอด ที่ขั้วบวกต่ออยู่กับแรงดันอ้างอิงเพราะฉะนั้นไดโอดจะนำกระแสก็ต่อเมื่อมีแรงดันลบมาที่ขั้วลบ เมื่อแรงดันลบมาที่ขั้วลบมากความต้านทานภายในของไดโอดจะน้อยลงทำให้ความถี่สูงขึ้นนั่นเอง ตามสมการ

$$f = 1 / (R_{\text{Diode}} + R_{10k})C$$

ถ้าแรงดันลบมาที่ขั้วลบของไดโอด ไดโอดก็จะไม่ ON วงจรจะไม่ทํางานเพราะว่าความต้านทานของไดโอดมีค่ามาก ทำให้ความถี่มีค่าต่ำมาก ถ้าห้รับการควบคุมแรงดันลบที่ป้อนให้กับขาลบ ก็อาศัย ออปแอมป์ ที่ 1 , 2 , 3 โดยที่ ออปแอมป์แต่ละตัวต่อไดโอดไว้เพื่อให้แรงดันลบเท่านั้นที่ผ่านได้

หลักการทํางานของวงจรเอาต์พุทเรโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุทเรโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมดังรูปที่ 11.2 ซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุท ซึ่งสามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วนของวงจรเอาต์พุทเรโซแนนซ์ซึ่งที่ความถี่ค่าจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุทสูงสุด ซึ่งการคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์สามารถทำได้โดย

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{(L_1 + L_2) / CL_1 L_2}$$

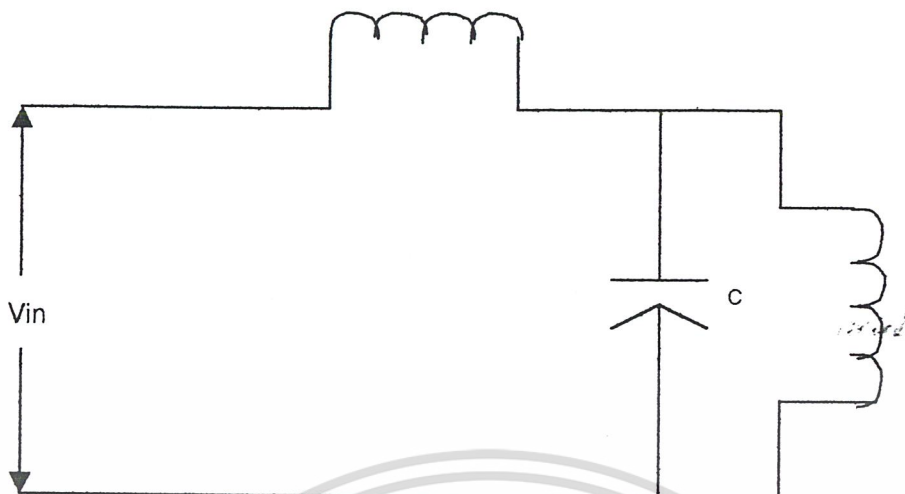
$$L_1 = 0.4 \text{ mH}$$

$$L_2 = 1.89 \text{ mH}$$

$$C = 0.148 \text{ } \mu\text{F}$$

ฉะนั้น $f_0 = 22.7595 \text{ KHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 11.2 แสดงการต่อวงจรเรโซแนนซ์ LC แบบผสม

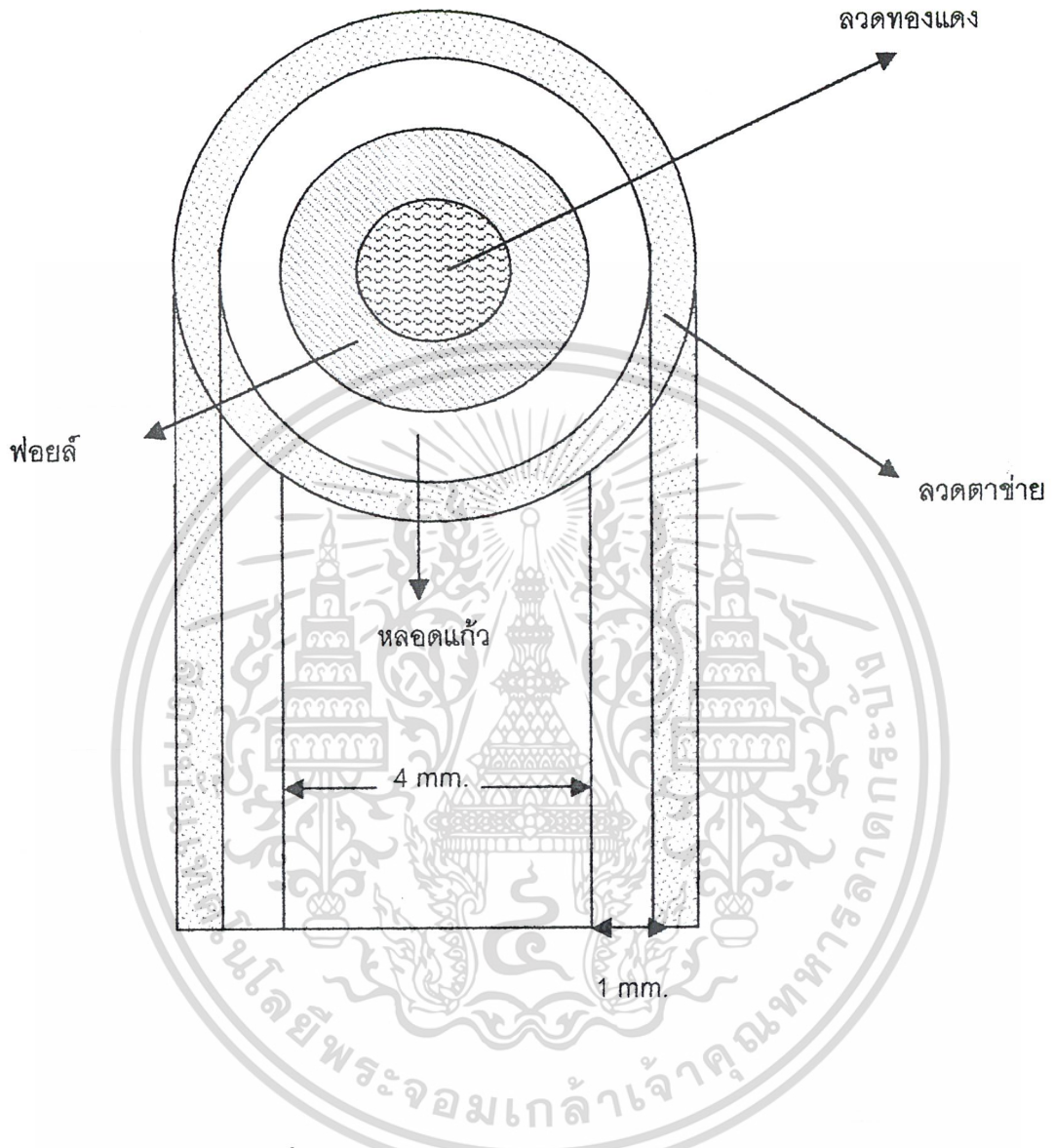
หลอดผลิตไอโซน

โครงสร้างของหลอดผลิตไอโซนจะประกอบไปด้วยขั้วไฟฟ้า 2 ขั้ว โดยลักษณะของหลอดผลิตไอโซนจะเป็นรูปทรงกระบอกและสามารถแบ่งส่วนประกอบได้ดังนี้

1. หลอดแก้วยาว 30 เซนติเมตร เส้นผ่านศูนย์กลาง 4 มิลลิเมตร หนา 1 มิลลิเมตร
2. ลวดทองแดง
3. แผ่นฟอยล์
4. ลวดตาข่าย

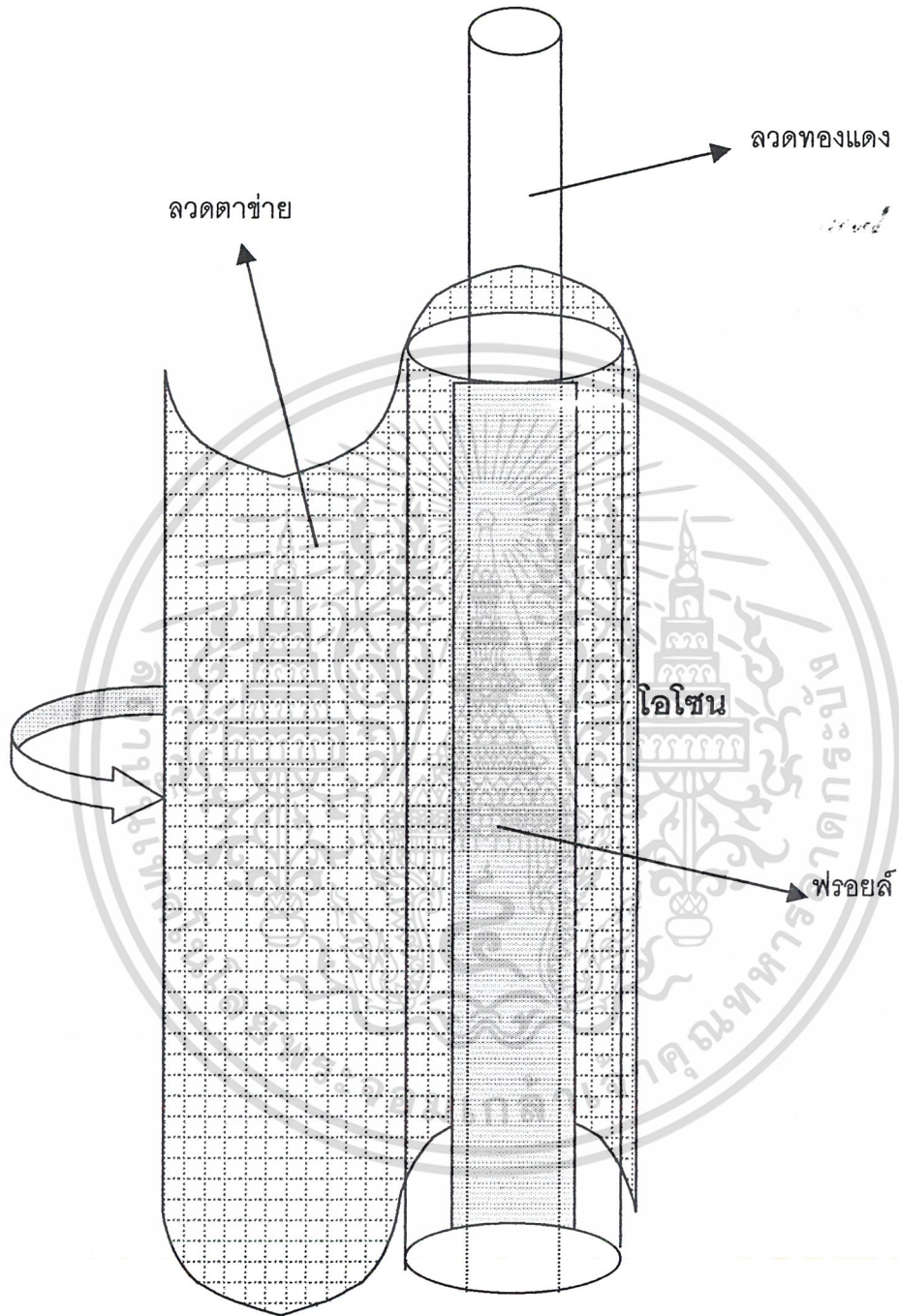
ซึ่ง ลักษณะ และ โครงสร้างได้แสดงไว้ดังรูปที่ 11.3 - 11.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



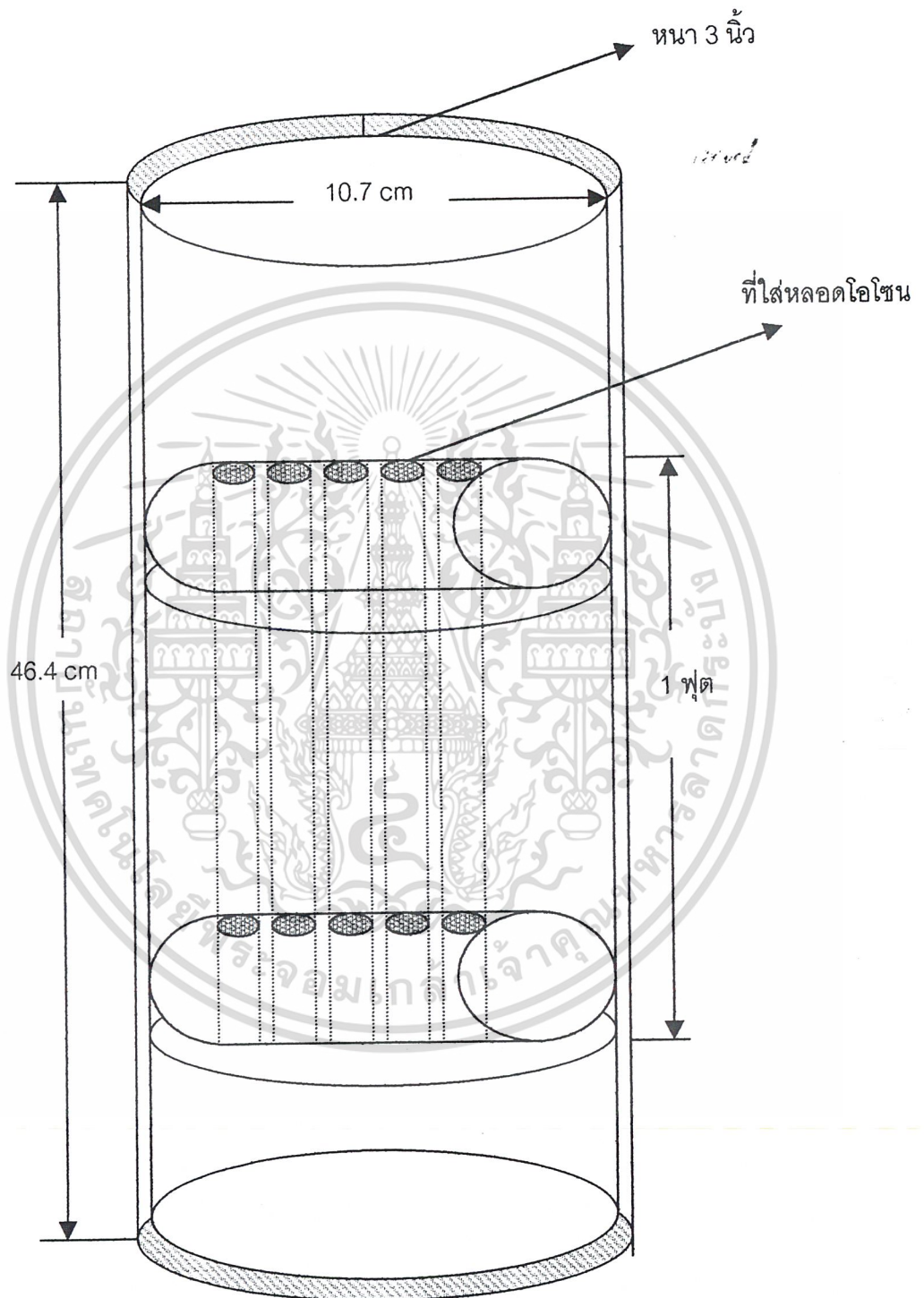
รูปที่ 11.3 โครงสร้างของหลอดผลิตไอโซนด้านหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 11.4 โครงสร้างหลอดผลิตไอโซนด้านข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 11.5 โครงสร้างของเครื่องผลิตโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11.2 ผลการทดลอง

ความถี่ (KHz)	จำนวน หลอด	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (mA)	P_{out} (W)	Eff (%)
24.5	1	310	0.182	56.42	3187.5	1.8	5.74	10.17
	2	310	0.15	46.5	3187.5	1.9	6.06	13.03
	3	310	0.13	40.3	3251.25	2.0	6.50	16.13
	4	310	0.11	34.1	3506.25	2.1	7.36	21.58
	5	310	0.10	31	3633.75	2.1	7.63	24.61
32.05	1	310	0.2	62	7012.5	2.0	14.03	22.63
	2	310	0.36	111.60	38250	2.3	87.98	78.84
	3	310	0.53	164.3	44625	2.5	111.56	67.90
	4	310	0.96	297.6	57375	3.2	183.6	61.69
	5	310	1.07	331.7	-	3.7	-	-
32.89	1	310	0.31	96.1	9562.5	2.3	21.99	22.88
	2	310	0.60	186	57375	2.6	149.18	80.20
	3	310	0.85	263.5	-	3.1	-	-
35.17	1	310	0.26	80.6	6375	2.1	13.39	16.61
	2	310	0.56	173.6	15300	2.5	38.25	22.03
	3	310	0.78	241.8	56737.5	2.7	153.19	63.35
	4	310	0.66	204.6	-	4.7	-	-
	5	310	0.70	217	-	5	-	-

ตาราง 11.1 ผลการทดลองที่ได้จากหลอดผลิตไอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเหตุ

1. เครื่องหมาย — ในตาราง 11.1 หมายถึงไม่สามารถวัดแรงดันที่เอาท์พุทได้เพราะมีค่ามากเกินไปกว่าเครื่องมือที่ใช้วัดจะวัดได้
2. จากการทดลองที่ความถี่ 32.89 KHz จะได้ค่าแรงดันเอาท์พุท และกระแสเอาท์พุทมากกว่าที่ได้จากความถี่ 32.05 KHz นั่นคือความถี่ 32.89 KHz จะใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์มากขึ้นนั่นเอง และที่ ความถี่ 32.89 KHz นี้จะไม่มีการทดลองที่ใช้หลอดผลิตไอซอนจำนวน 4 หลอด แลละ 5 หลอด เพราะว่า ไม่สามารถวัดแรงดันเอาท์พุทได้ (มีค่ามากเกินไป อาจจะทำให้ได้รับอันตรายได้)

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองต่อหลอดผลิตไอซอนเข้ากับแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงนั้น จะมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเปลี่ยนไปจากค่าเดิมคือ เปลี่ยนจาก 22.7597 KHz ไปเป็น ประมาณ 33 - 34 KHz โดยสังเกตได้จากผลการทดลอง

1. ค่าแรงดันเอาท์พุท และ ค่ากระแสเอาท์พุท ที่ความถี่ ค่า 32.89 KHz มีค่าสูงกว่าแรงดันเอาท์พุทและกระแสเอาท์พุทที่ความถี่ที่ได้จากการทดลอง (24.5 KHz) ซึ่งเป็นความถี่ที่ใกล้กับค่าความถี่ เรโซแนนซ์เดิมที่ได้จากการคำนวณ
2. สังเกตดูได้จากความเข้มของสี (สีม่วงเข้ม - จาง) และกลืนก๊าซไอซอน โดยพบว่าที่ความถี่ 32.89 KHz หลอดไอซอนจะมีสีม่วงเข้ม และกลืนจนมากกว่าที่ความถี่ 24.5 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

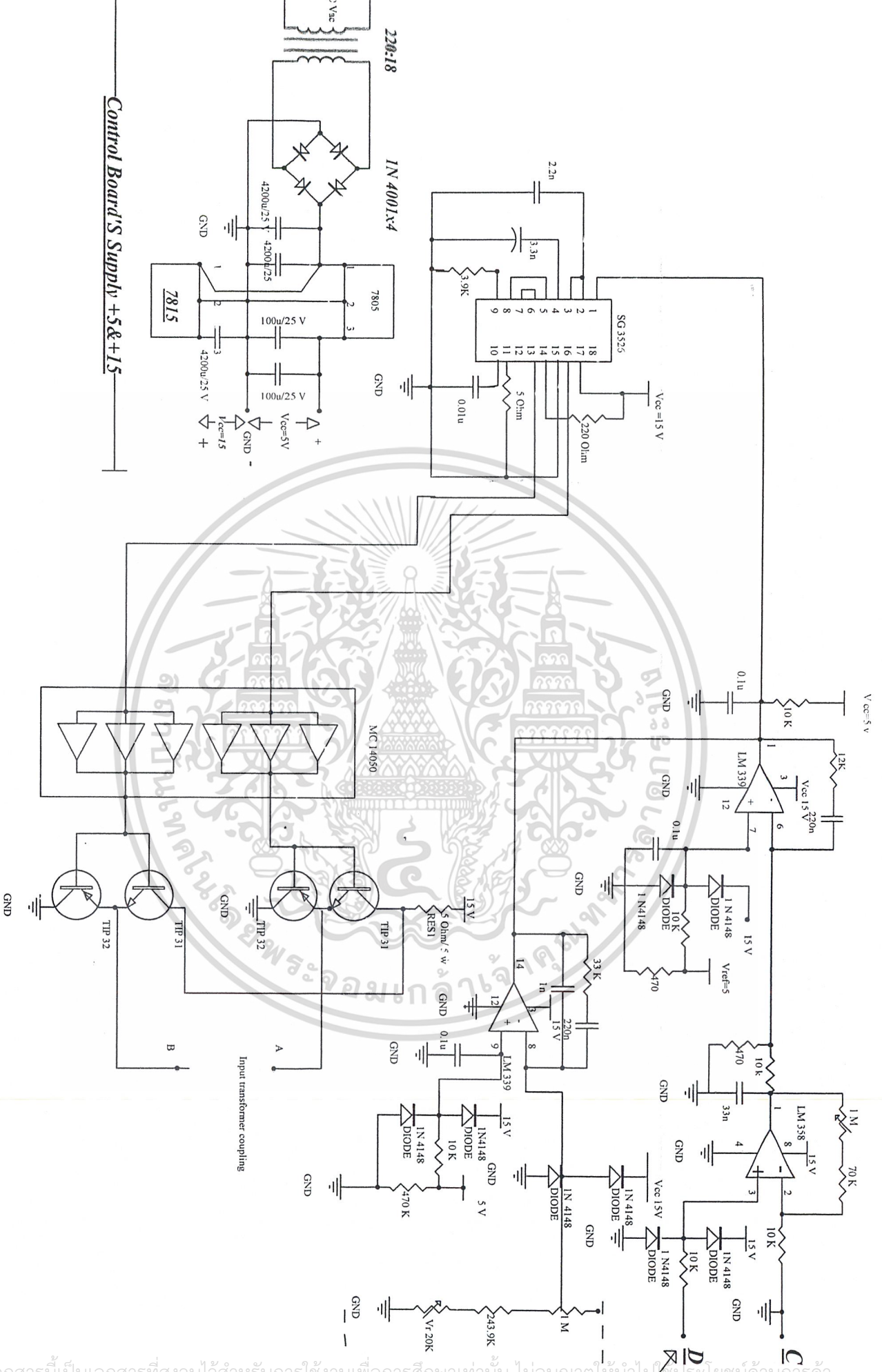
1. ค่าความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนไปเมื่อมีหลอดผลิตไอโซน โดยจะมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ใหม่ ที่ประมาณ 33-34 KHz ซึ่งดูได้จากผลการทดลองที่ความถี่ 32.89 KHz จะมี แรงดันเอาท์พุท และกระแสเอาท์พุท มากกว่าทั้งที่ความถี่ 24.5 KHz และที่ความถี่ 35.17 KHz
2. ค่าแรงดันเอาท์พุท และ ค่ากระแสเอาท์พุทจะมีค่ามากในช่วง ความถี่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ใหม่ (33-34 KHz) แต่ค่ากระแสอินพุทจะมีค่าเพิ่มขึ้นไม่มากนัก เป็นผลให้ประสิทธิภาพจะดีขึ้นมาก ที่ช่วงความถี่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ใหม่นี้
3. พบว่าที่ความถี่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ใหม่จะมี เพาเวอร์อินพุท และเพาเวอร์เอาท์พุท เพิ่มขึ้นตามจำนวนหลอดผลิตไอโซน ส่วนที่ความถี่ที่ห่างจากความถี่เรโซแนนซ์ค่า เพาเวอร์อินพุท จะไม่เปลี่ยนแปลงตามจำนวนหลอดไอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12/06/25



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Control Board's Supply +5&+15

Fig.1 Voltage Control Circuit of High Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิง **Feedback Voltage for force Vout constiant**
Feedback For Prevent OverCurrent From Fig.2

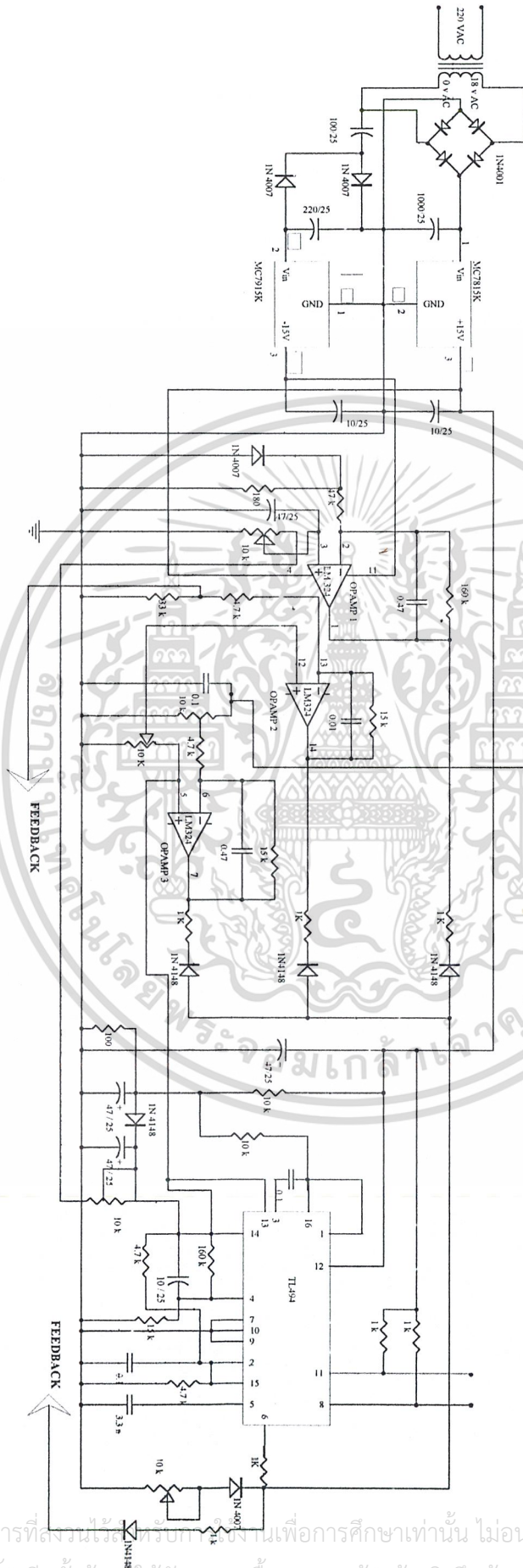


FIG3.1 Magnified circuit of Fig3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

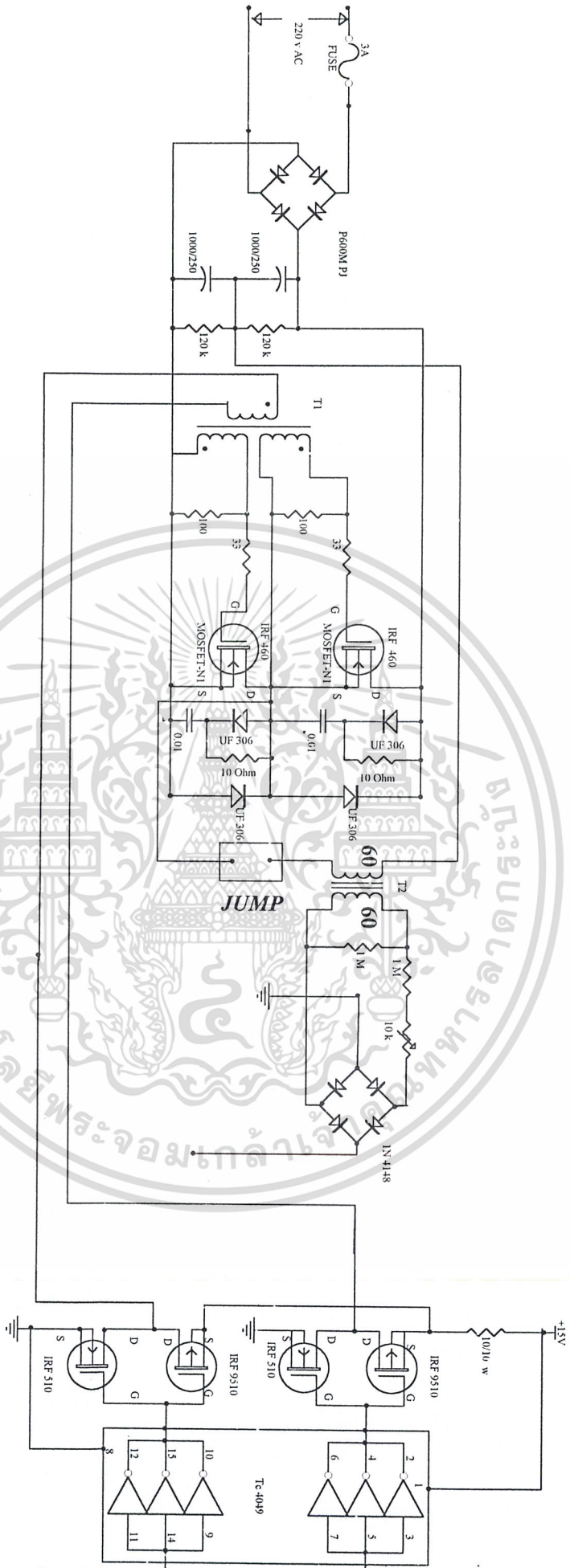


FIG 3.2 Magnified of FIG3

Title	Number	Revision
Size	B	
Date	22-Mar-2002	Sheet of
File	A:\PERFECT1 SCH	Dawan Bk.

สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ทั่วทุกมุมโลก ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

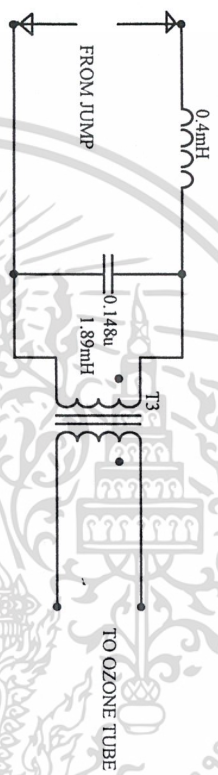
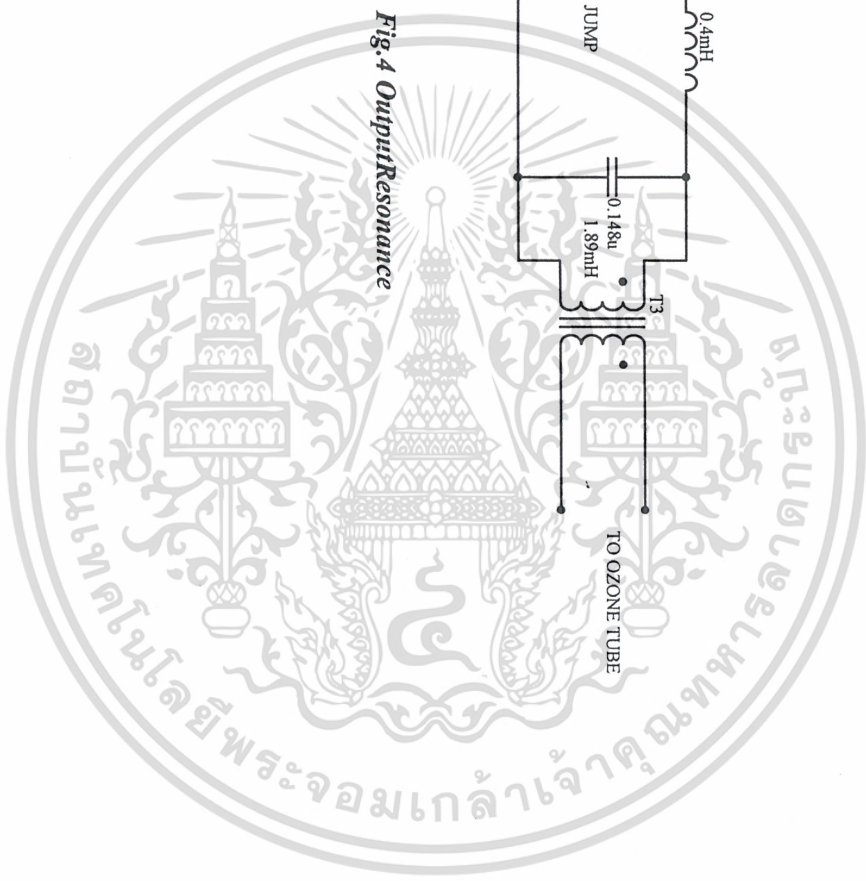


Fig.4 Output Resonance



Title	Out put resonance
Size	A 4
Number	
Revision	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๑๕๖๕



ภาคผนวก (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

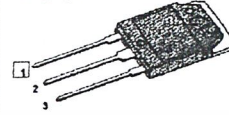
- ◆ Avalanche Rugged Technology
- ◆ Rugged Gate Oxide Technology
- ◆ Lower Input Capacitance
- ◆ Improved Gate Charge
- ◆ Extended Safe Operating Area
- ◆ Lower Leakage Current: 10µA (Max.) @ $V_{DS} = 500V$
- ◆ Lower $R_{DS(ON)}$: 0.197Ω (Typ.)

$$BV_{DSS} = 500 V$$

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

$$I_D = 22 A$$

TO-3P



1.Gate 2. Drain 3. Source

Absolute Maximum Ratings

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

Thermal Resistance

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

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

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

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

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

Notes;

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

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig 1. Output Characteristics

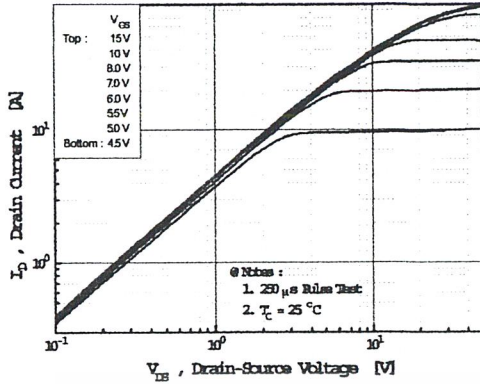


Fig 2. Transfer Characteristics

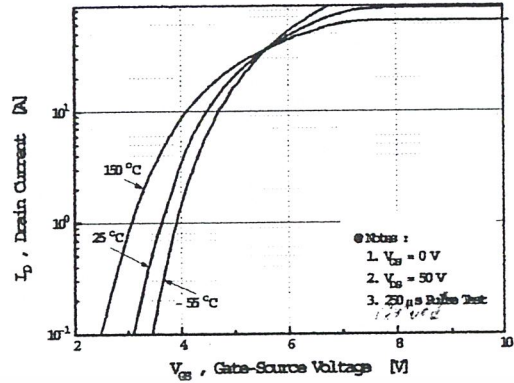


Fig 3. On-Resistance vs. Drain Current

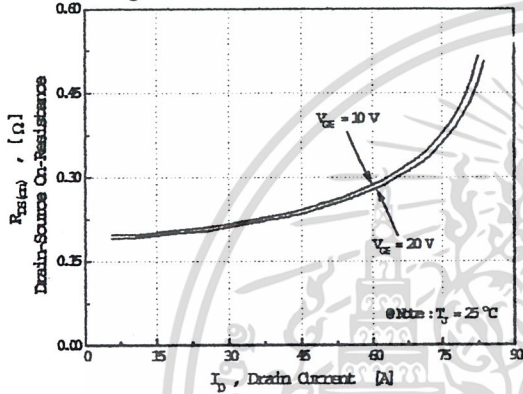


Fig 4. Source-Drain Diode Forward Voltage

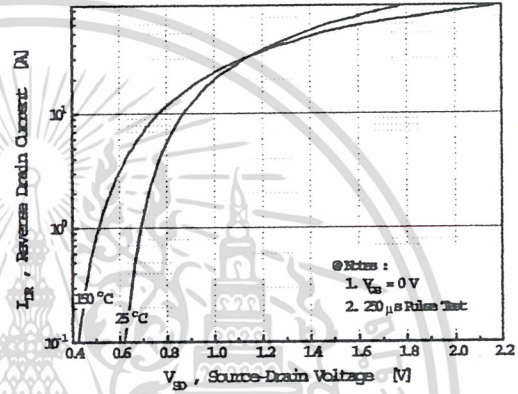


Fig 5. Capacitance vs. Drain-Source Voltage

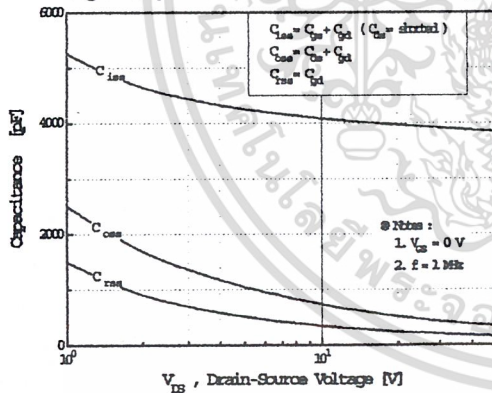


Fig 6. Gate Charge vs. Gate-Source Voltage

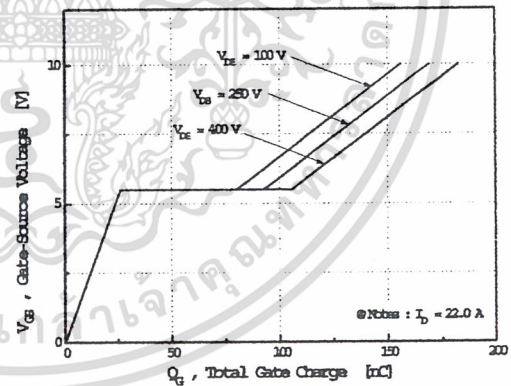


Fig 7. Breakdown Voltage vs. Temperature

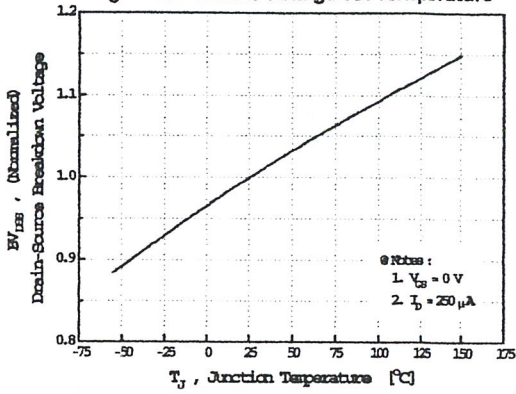


Fig 8. On-Resistance vs. Temperature

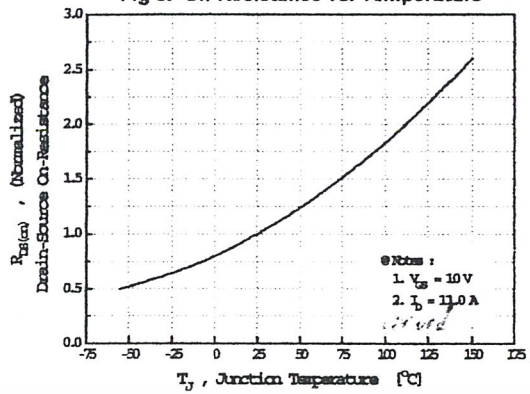


Fig 9. Max. Safe Operating Area

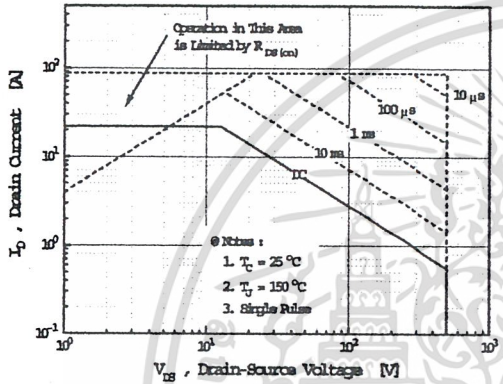


Fig 10. Max. Drain Current vs. Case Temperature

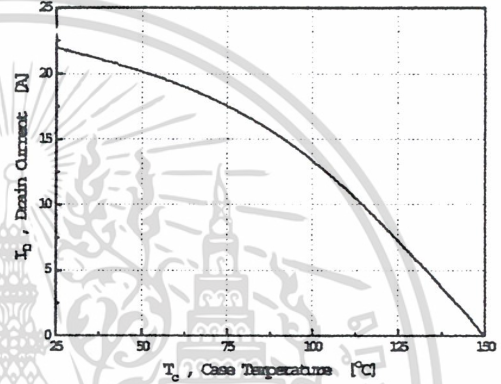


Fig 11. Thermal Response

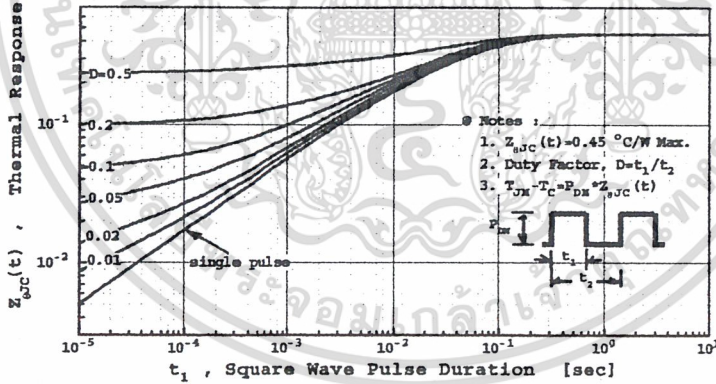


Fig 12. Gate Charge Test Circuit & Waveform

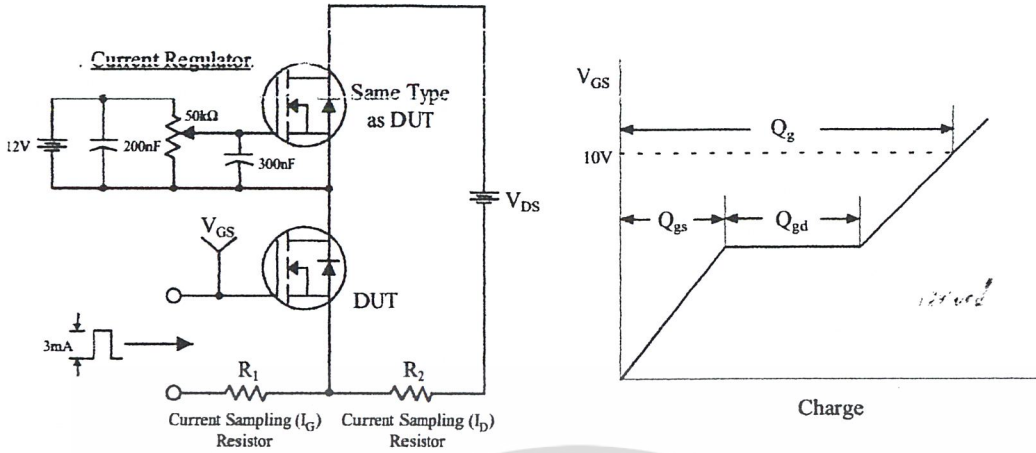


Fig 13. Resistive Switching Test Circuit & Waveforms

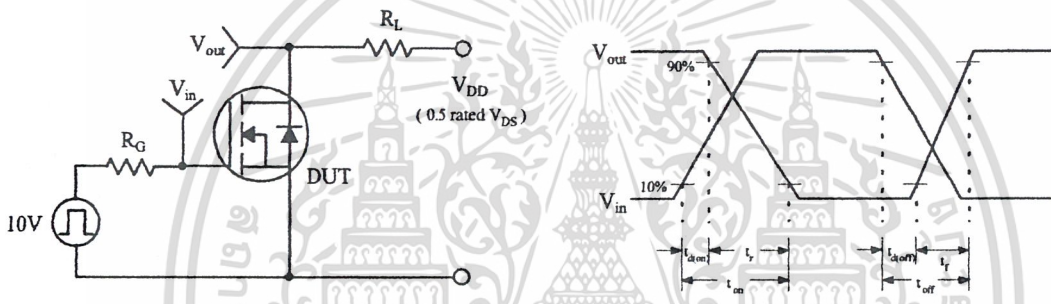
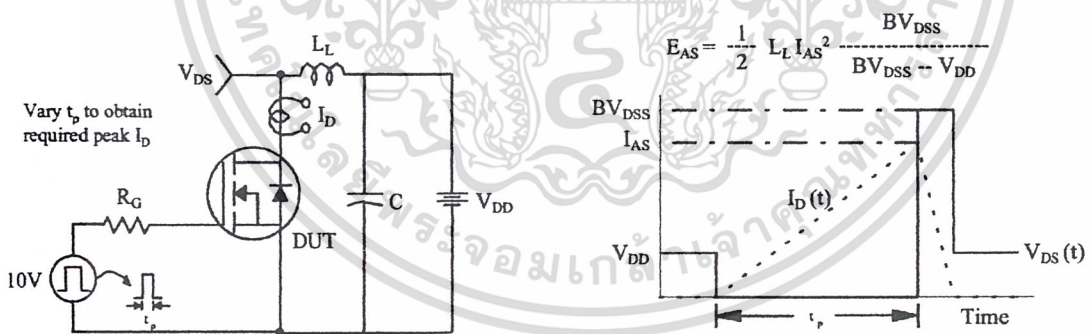


Fig 14. Unclamped Inductive Switching Test Circuit & Waveforms



TRADEMARKS

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

ACEX™
CCDFET™
CROSSVOLT™
EZCMOS™
FACT™
FACT Quiet Series™
FAST®
FASTr™
GTO™
HiSeC™

ISOPLANAR™
MICROWIRE™
NCP™
PowerTrench™
QS™
Quiet Series™
SuperSOT™-3
SuperSOT™-6
SuperSOT™-8
TinyLogic™

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

April 1995

15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

Features

- Ultrafast with Soft Recovery Characteristic ($t_{RR} < 55\text{ns}$)
- +175°C Rated Junction Temperature
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Description

MUR3040PT, MUR3050PT, MUR3060PT and RURH1540CC, RURH1550CC, RURH1560CC are ultrafast dual diodes ($t_{RR} < 55\text{ns}$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

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

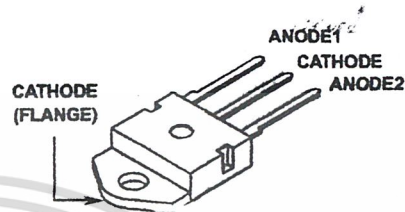
PACKAGING AVAILABILITY

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3040PT	TO-218AC	MUR3040PT
RURH1540CC	TO-218AC	RURH1540CC
MUR3050PT	TO-218AC	MUR3050PT
RURH1550CC	TO-218AC	RURH1550CC
MUR3060PT	TO-218AC	MUR3060PT
RURH1560CC	TO-218AC	RURH1560CC

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Package

JEDEC TO-218AC



Symbol



Absolute Maximum Ratings $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	MUR3040PT RURH1540CC	MUR3050PT RURH1550CC	MUR3060PT RURH1560CC
Peak Repetitive Reverse Voltage..... V_{RRM}	400V	500V	600V
Working Peak Reverse Voltage..... V_{RWM}	400V	500V	600V
DC Blocking Voltage..... V_R	400V	500V	600V
Average Rectified Forward Current..... $I_{F(AV)}$ (Total device forward current at rated V_R and $T_C = +150^\circ\text{C}$)	15A	15A	15A
Peak Forward Repetitive Current..... I_{FRM} (Rated V_R , square wave 20kHz)	42	42	30A
Nonrepetitive Peak Surge Current..... I_{FSM} (Surge applied at rated load condition halfwave 1 phase 60Hz)	200A	200A	200A
Operating and Storage Temperature..... T_{STG}, T_J	-55°C to +175°C	-55°C to +175°C	-55°C to +175°C

Typical Performance Curves

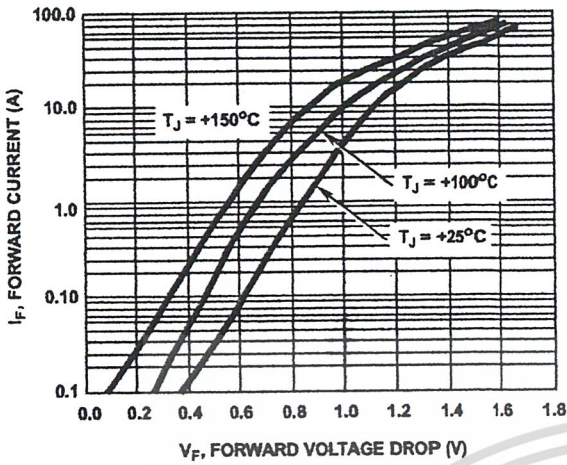


FIGURE 3. FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT CHARACTERISTIC

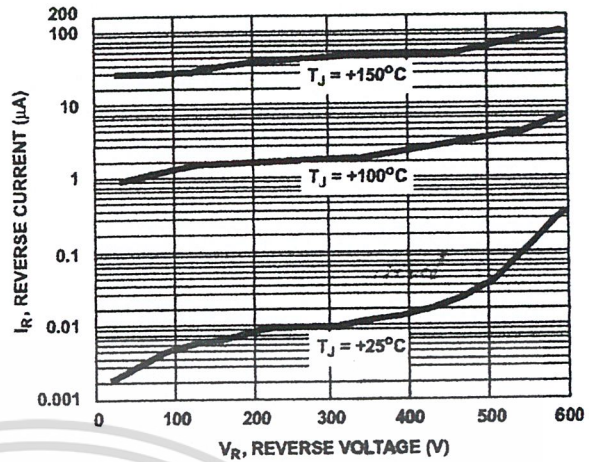


FIGURE 4. REVERSE VOLTAGE vs REVERSE CURRENT CHARACTERISTIC

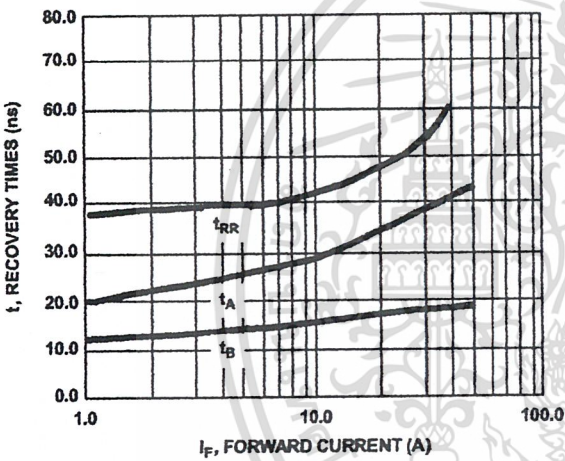


FIGURE 5. TYPICAL t_{RR} , t_A AND t_B CURVES vs FORWARD CURRENT

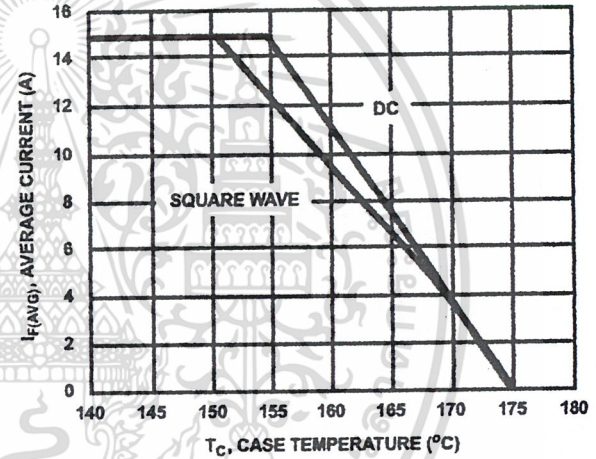


FIGURE 6. TYPICAL CURRENT DERATING CURVE vs CASE TEMPERATURE

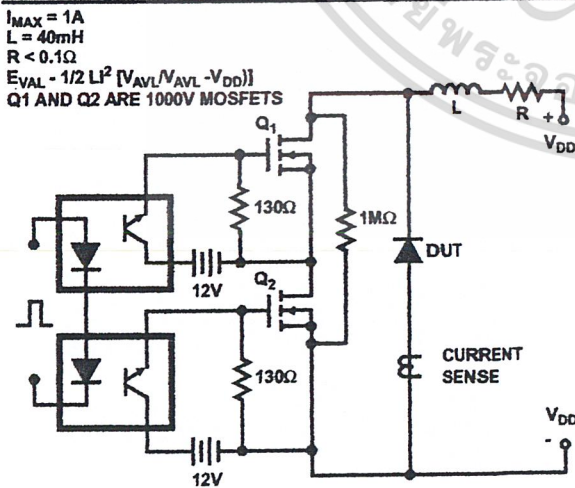


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

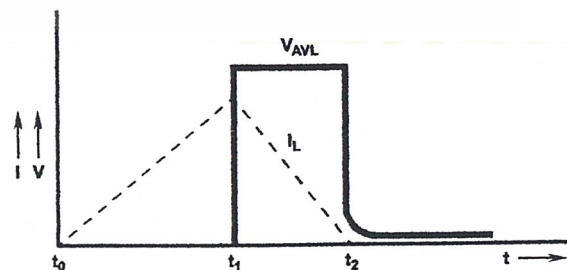


FIGURE 8. CURRENT VOLTAGE WAVEFORM

MUR3040PT, MUR3050PT, MUR3060PT, RURH1540CC, RURH1550CC, RURH1560CC

Electrical Specifications $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	LIMITS									UNITS
		MUR3040PT, RURH1540CC			MUR3050PT, RURH1550CC			MUR3060PT, RURH1560CC			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$ $T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.20	-	-	1.20	V
	$I_F = 15\text{A}$ $T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	1.25	-	-	1.50	-	-	1.50	V
I_R at $T_C = +150^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	500	-	-	-	-	-	-	μA
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	500	μA
I_R at $T_C = +25^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	-	-	-	μA
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	100	μA
t_{RR}	$I_F = 1\text{A}$	-	-	55	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	-	60	-	-	60	-	-	60	ns
t_A	$I_F = 1\text{A}$	-	20	-	-	20	-	-	20	-	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	30	-	-	30	-	-	30	-	ns
t_B	$I_F = 1\text{A}$	-	15	-	-	15	-	-	15	-	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	17	-	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C/W}$
E_{AVL}	see Fig. 7, 8	-	-	20	-	-	20	-	-	20	mj

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{RR} = Reverse recovery time at $di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 2), summation of $t_A + t_B$.

t_A = Time to reach peak reverse current at $di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 2).

t_B = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 2).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

E_{AVL} = Controlled avalanche energy (See Figures 7 and 8).

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

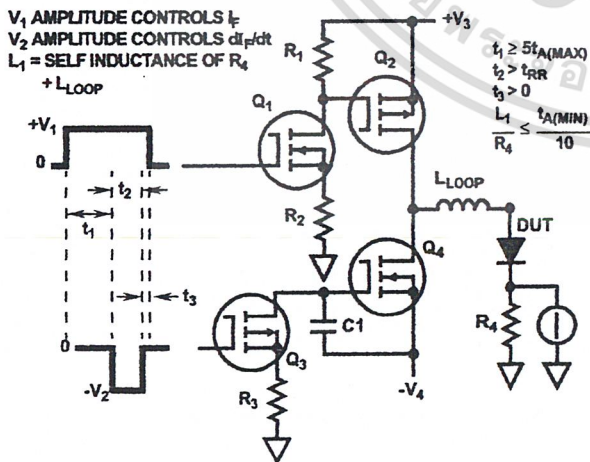


FIGURE 1. t_{RR} TEST CIRCUIT

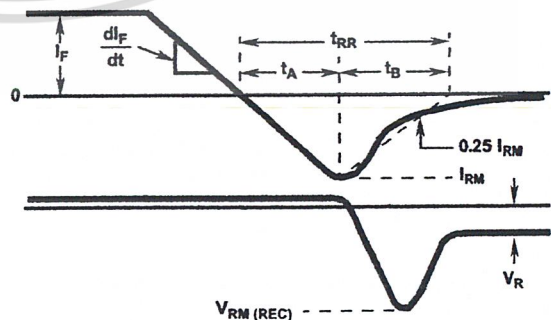
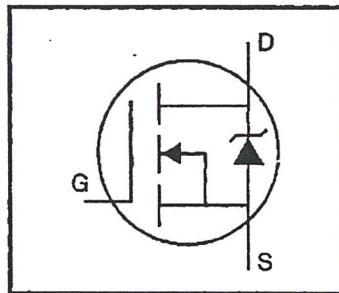


FIGURE 2. DEFINITIONS OF t_{RR} , t_A AND t_B

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 100V$$

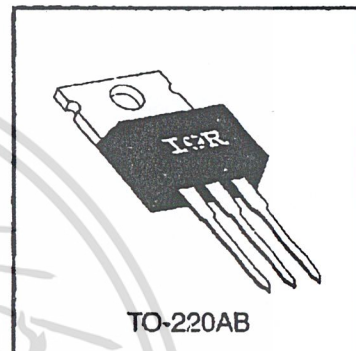
$$R_{DS(on)} = 0.077\Omega$$

$$I_D = 28A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.


 DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	28	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	230	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	28	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

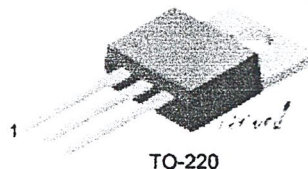
Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

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

Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

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

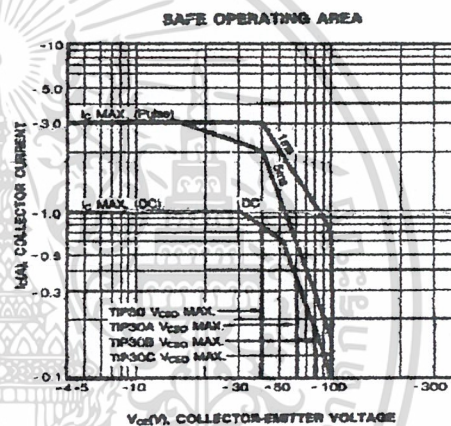
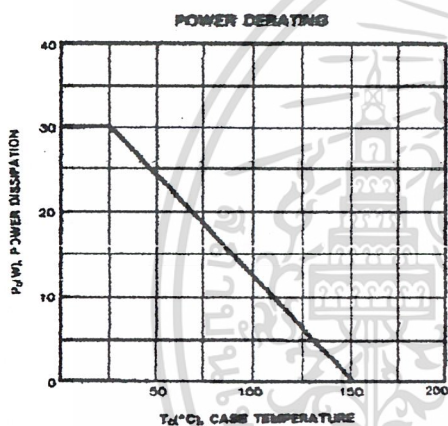
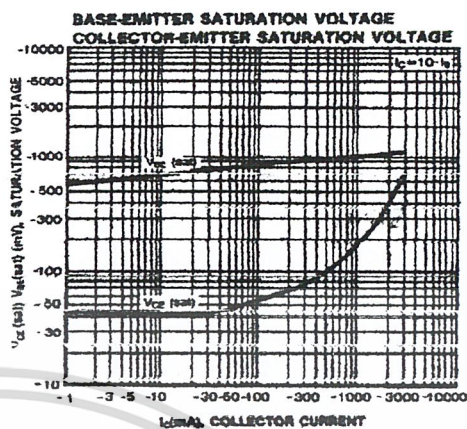
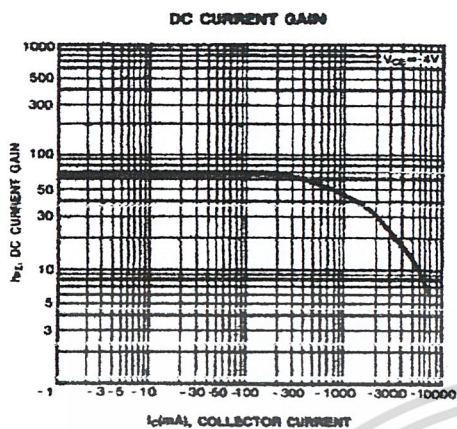
Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	: TIP31	40
		: TIP31A	60
		: TIP31B	80
		: TIP31C	100
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	: TIP31	40
		: TIP31A	60
		: TIP31B	80
		: TIP31C	100
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	5	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
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$: TIP31	40	V
			: TIP31A	60	V
			: TIP31B	80	V
			: TIP31C	100	V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current	: TIP31/31A		0.3	mA
		: TIP31B/31C	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$	0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current	: TIP31	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$	200	μA
		: TIP31A	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$	200	μA
		: TIP31B	$V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$	200	μA
		: TIP31C	$V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$	200	μA
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: PWs300 μs , Duty Cycle \leq 2%

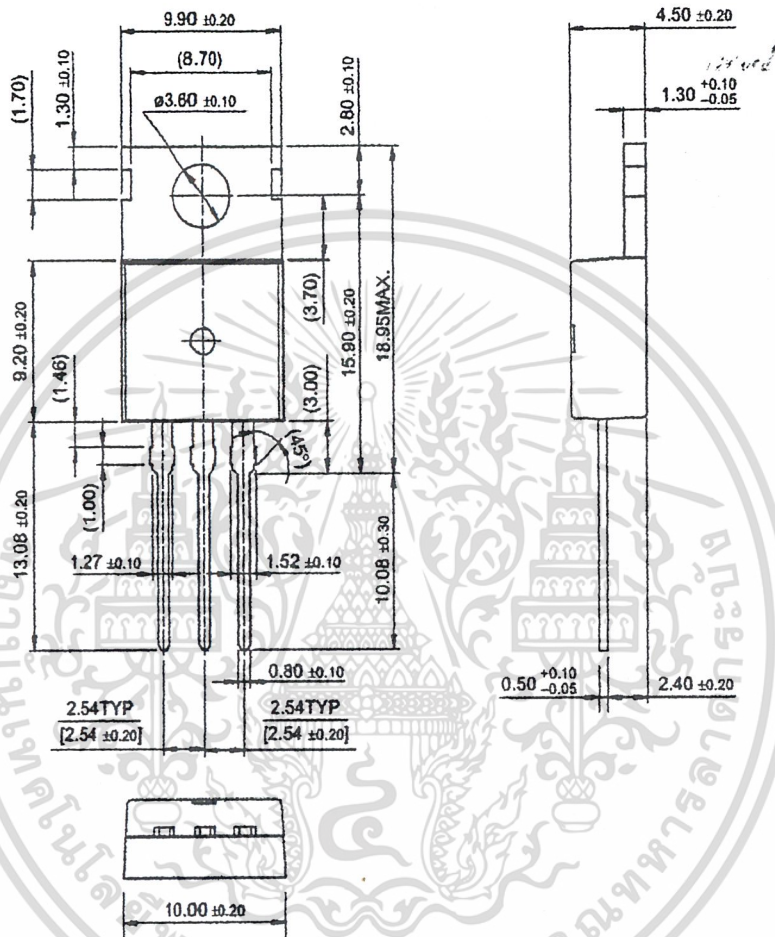
Typical Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

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

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

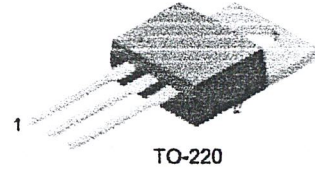
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In-Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Medium Power Linear Switching Applications

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



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

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

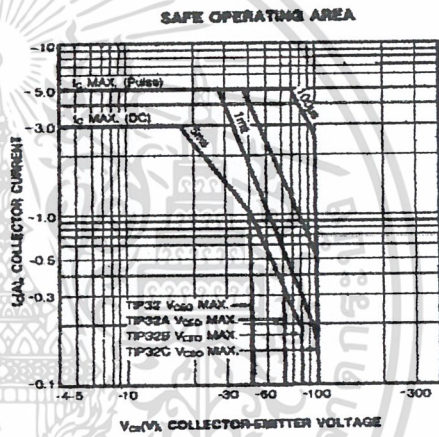
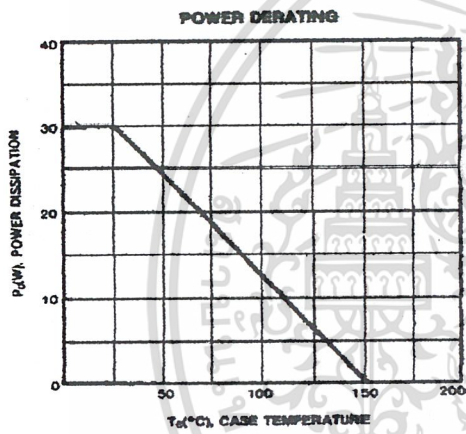
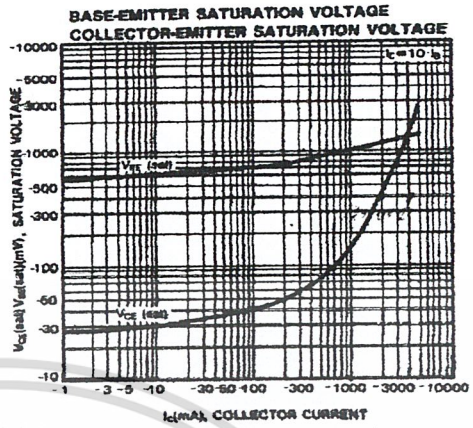
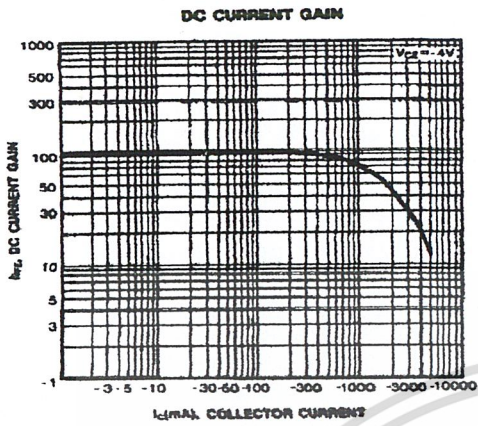
Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP32 : TIP32A : TIP32B : TIP32C	-40	V
		-60	V
		-80	V
		-100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP32 : TIP32A : TIP32B : TIP32C	-40	V
		-60	V
		-80	V
		-100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5	V
I_C	Collector Current (DC)	-3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	-5	A
I_B	Base Current	-3	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
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP32 : TIP32A : TIP32B : TIP32C	$I_C = -30\text{mA}, I_B = 0$	-40		V
			-60		V
			-80		V
			-100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : TIP32/32A : TIP32B/32C	$V_{CE} = -30\text{V}, I_B = 0$		-0.3	mA
		$V_{CE} = -60\text{V}, I_B = 0$		-0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current : TIP32 : TIP32A : TIP32B : TIP32C	$V_{CE} = -40\text{V}, V_{EB} = 0$		-200	μA
		$V_{CE} = -60\text{V}, V_{EB} = 0$		-200	μA
		$V_{CE} = -80\text{V}, V_{EB} = 0$		-200	μA
		$V_{CE} = -100\text{V}, V_{CE} = 0$		-200	μA
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 μs , Duty Cycles \leq 2%

Typical Characteristics

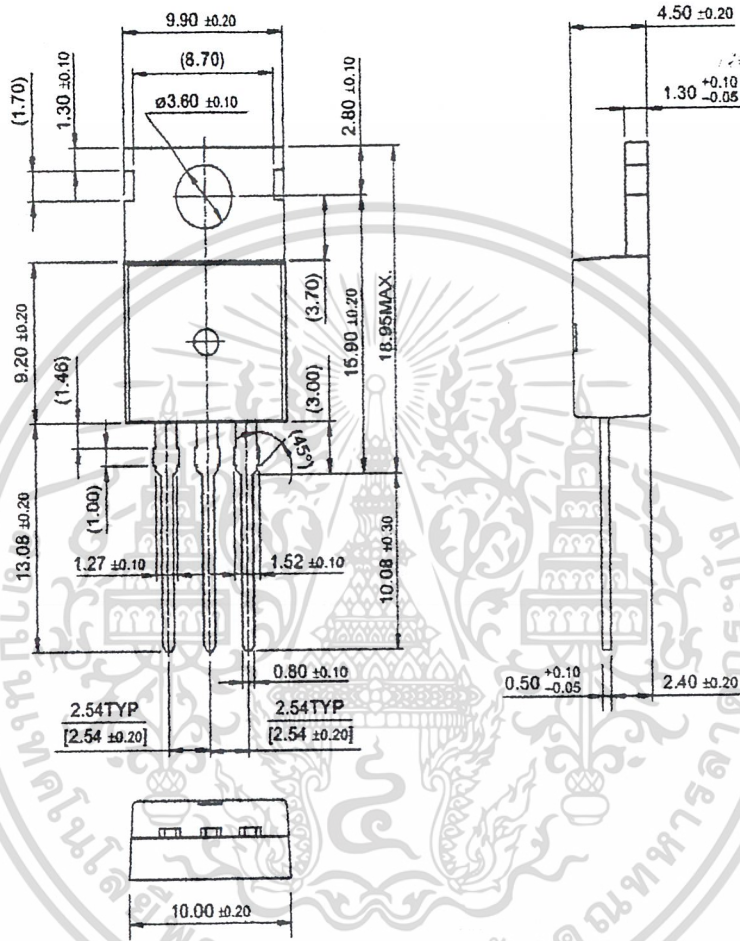


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

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

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

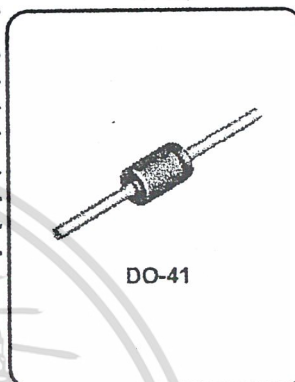
1N4728A - 1N4752A Series One Watt Zeners

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Tolerance: $\Delta V_Z = 5\%$

Parameter	Value	Units
Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
Maximum Junction Operating Temperature	+ 200	°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	°C
Total Device Dissipation	1.0	W
Derate above 50°C	6.67	mW/°C
Thermal resistance Junction to Lead	53.5	°C/W
Thermal resistance Junction to Ambient	100	°C/W
Surge Power**	10	W



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

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

NOTES:

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

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

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

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

TRADEMARKS

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

ACE^x™
CoolFET™
CROSSVOLT™
E²CMOS™
FACT™
FACT Quiet Series™
FAST®
FASTr™
GTO™
HiSeC™

ISOPLANAR™
MICROWIRE™
POP™
PowerTrench™
QS™
Quiet Series™
SuperSOT™-3
SuperSOT™-6
SuperSOT™-8
TinyLogic™

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

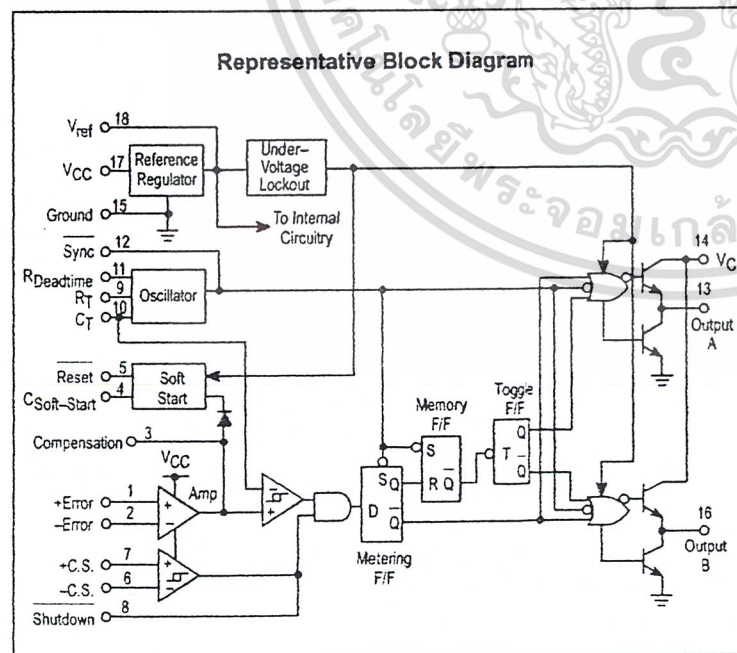
Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

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

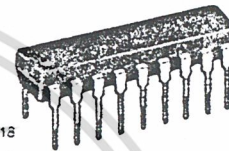
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V $\pm 1\%$ Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ± 100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode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



SG3526

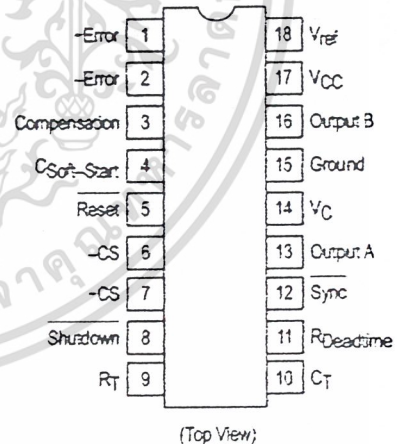
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	$T_J = 0^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

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

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 5], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 6)					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	–	10	30	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg_{load}	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$) (Note 2)	I_{SC}	25	80	125	mA
UNDERVOLTAGE LOCKOUT					
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)		–	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)		2.4	4.8	–	V
OSCILLATOR SECTION (Note 7)					
Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	–	V
ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 8)					
Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin\ 1} - V_{Pin\ 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{Pin\ 2} - V_{Pin\ 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	66	80	–	dB

NOTES: 2. Maximum junction temperature must be observed.

5. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$

6. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.

7. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)

8. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
Minimum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +0.4 \text{ V}$)	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +3.6 \text{ V}$)	DC_{max}	45	49	–	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) ($I_{\text{source}} = 40 \mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{\text{sink}} = 3.6 \text{ mA}$)	V_{OH} V_{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current— High Logic Level (High Logic Level) ($V_{\text{IH}} = +2.4 \text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{\text{IL}} = +0.4 \text{ V}$)	I_{IH} I_{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	μA
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)					
Sense Voltage ($R_{\text{S}} \leq 50 \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mA
Input Bias Current	I_{IB}	–	–3.0	–10	μA
SOFT-START SECTION					
Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		–	0.1	0.4	V
$C_{\text{Soft-Start}}$ Charging Current (Reset = +2.4 V)	I_{CS}	50	100	150	μA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{\text{C}} = +15 \text{ Vdc}$, unless otherwise noted.)					
Output High Level $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$	V_{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_{\text{C}} = +40 \text{ V}$	$I_{\text{C(leak)}}$	–	50	150	μA
Rise Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$)	t_{r}	–	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$)	t_{f}	–	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$, $R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega$)	I_{CC}	–	18	30	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Reference Stability over Temperature

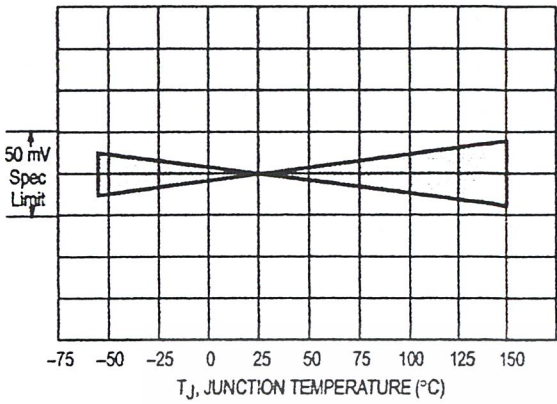


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

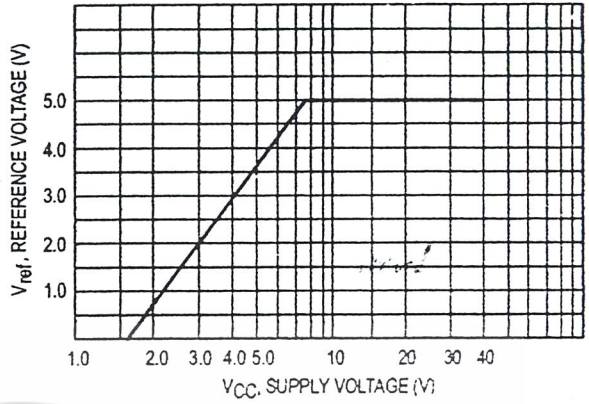


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

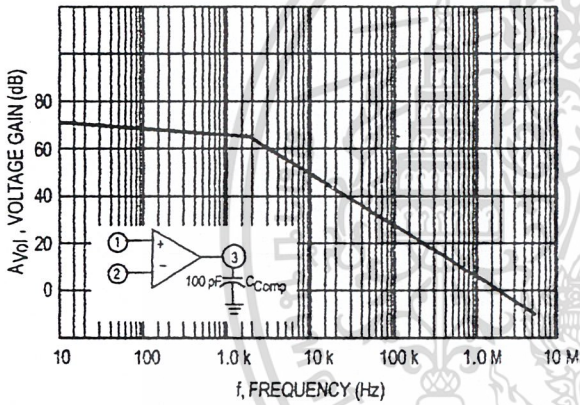


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

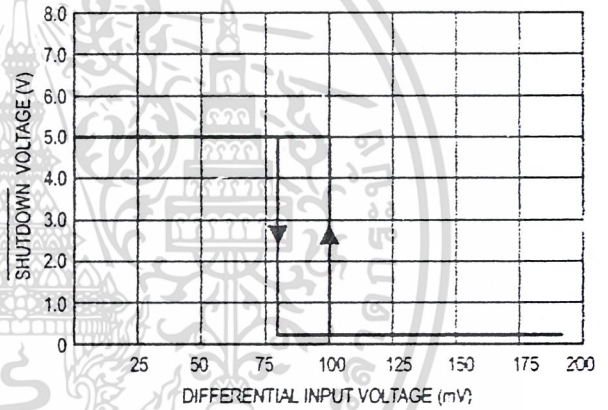


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

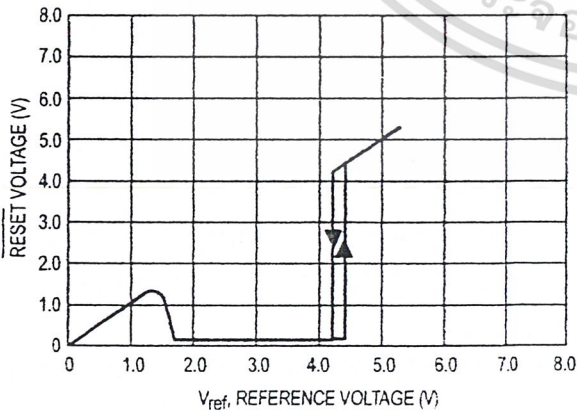


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

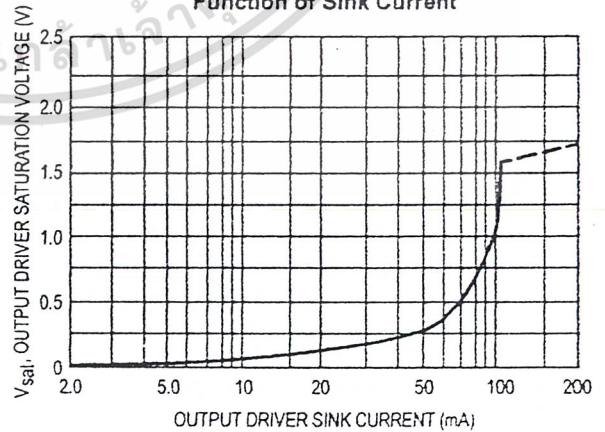


Figure 7. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

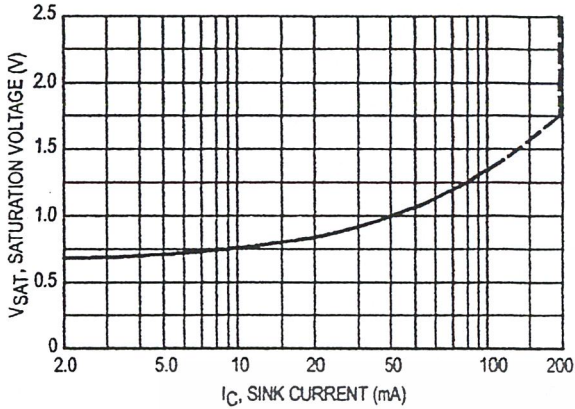


Figure 8. Oscillator Period

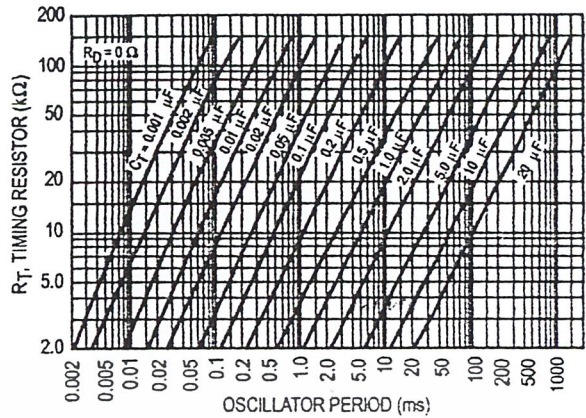


Figure 9. Error Amplifier

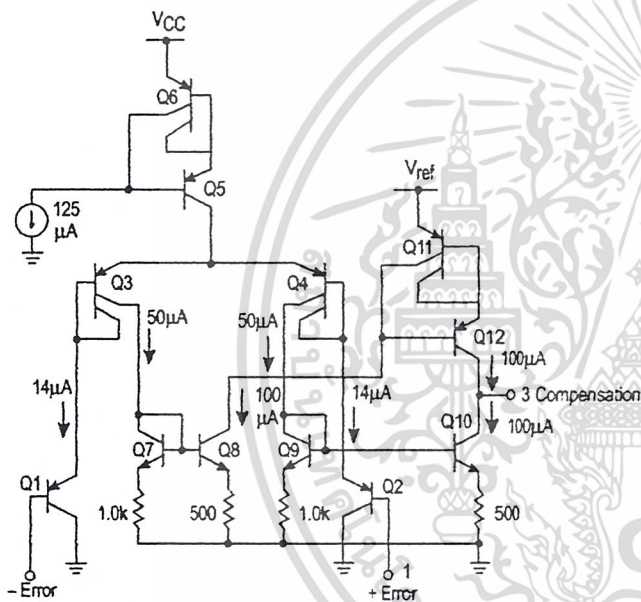


Figure 10. Undervoltage Lockout

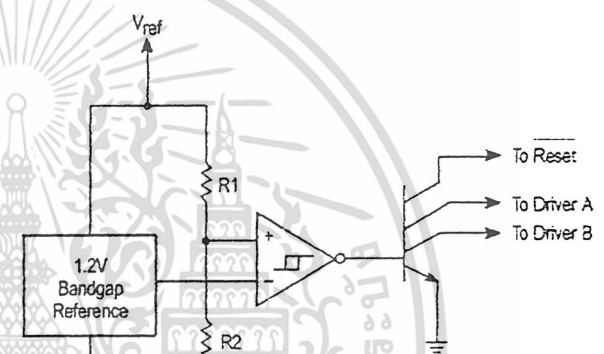
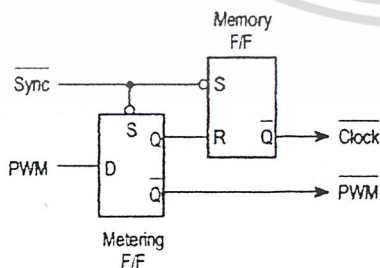


Figure 11. Pulse Processing Logic

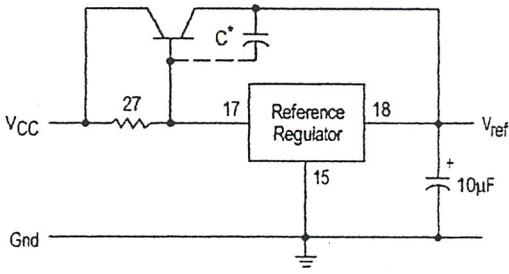


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

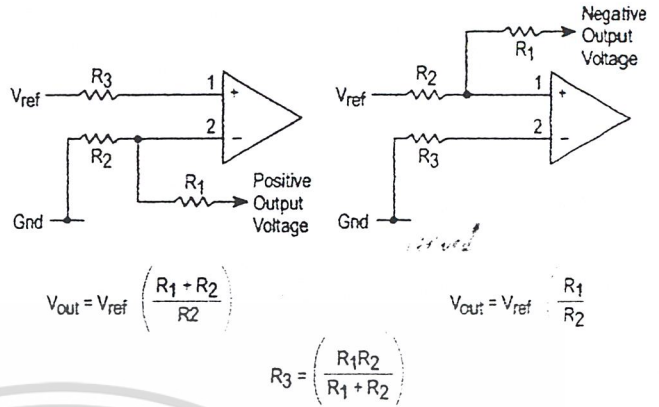
APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections



$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$V_{out} = V_{ref} \frac{R_1}{R_2}$$

$$R_3 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

Figure 14. Oscillator Connections

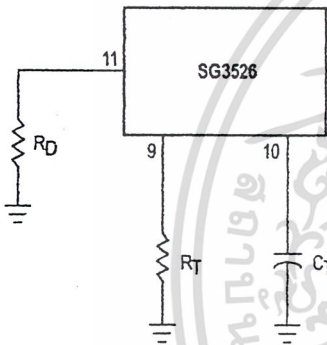
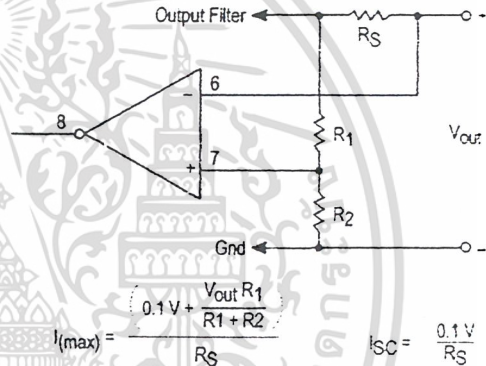


Figure 15. Foldback Current Limiting



$$I_{(max)} = \frac{0.1V + \frac{V_{out} R_1}{R_1 + R_2}}{R_S}$$

$$I_{SC} = \frac{0.1V}{R_S}$$

Figure 16. Soft-Start Circuitry

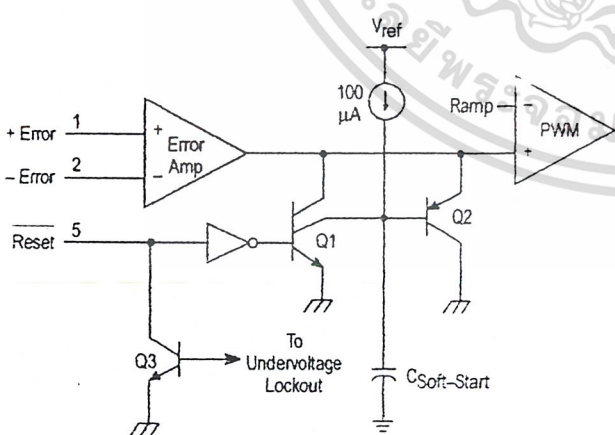
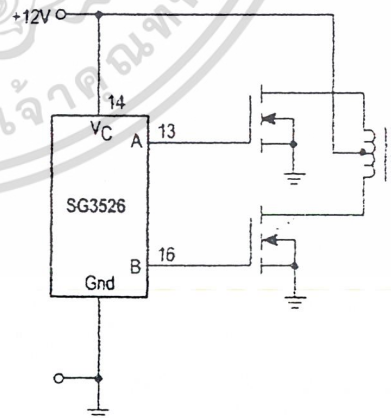


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

Figure 18. Half-Bridge Configuration

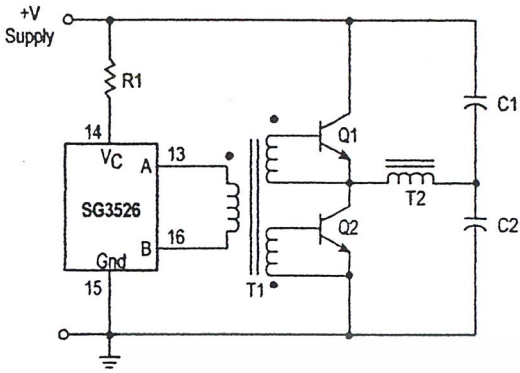
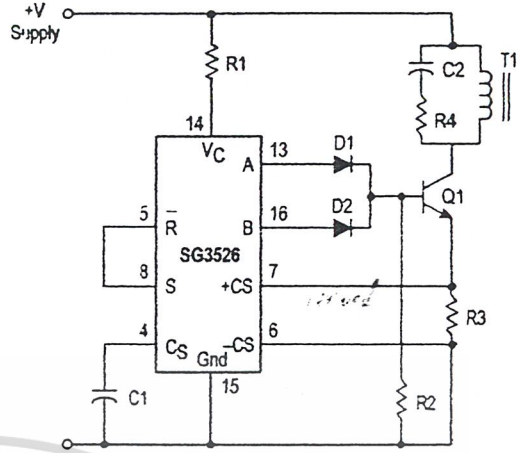


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



In the above circuit, current limiting is accomplished by using the current limit comparator output to reset the soft-start capacitor.

Figure 20. Single-Ended Configuration

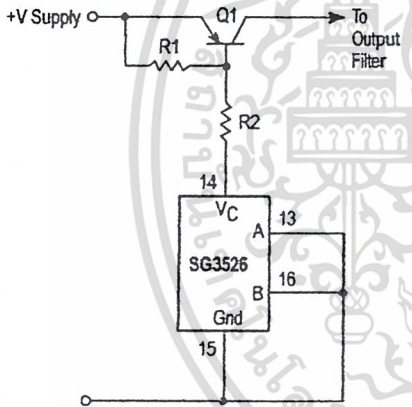
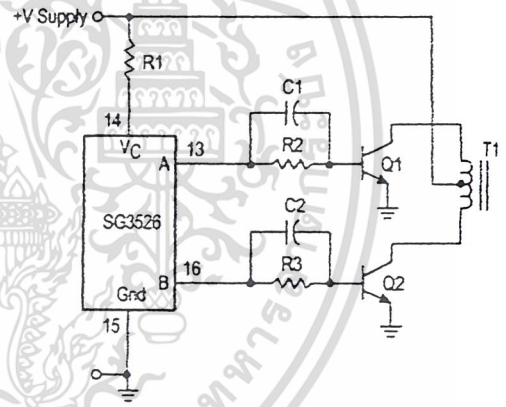
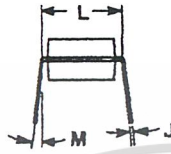
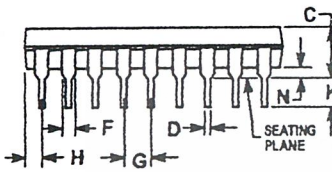
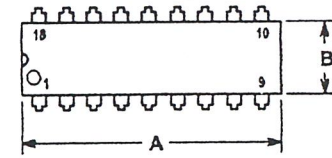


Figure 21. Push-Pull Configuration



SG3526
OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02
ISSUE C



NOTES:

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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	23.24	0.875	0.915
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.78	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.02	1.52	0.040	0.060
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	5°	0°	5°
N	0.51	1.22	0.020	0.048



LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic—where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

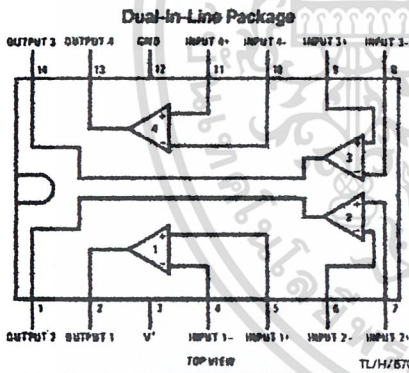
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Wide supply voltage range
LM139 series, 2 V_{DC} to 36 V_{DC} or $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 18 V_{DC}$
LM139A series, LM2901 2 V_{DC} to 28 V_{DC}
LM3302 or $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 14 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ± 5 nA
and offset voltage ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

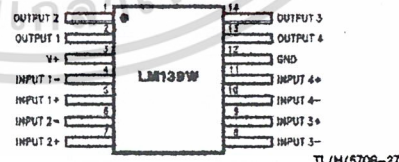
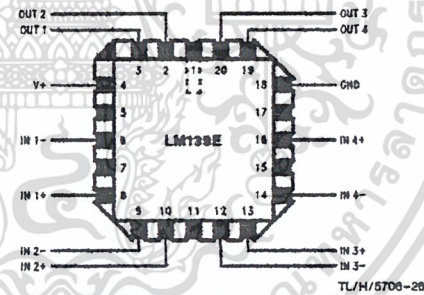
LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302
Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

Connection Diagrams



Order Number LM139J, LM139J/883*, LM139AJ, LM139AJ/883**, LM239J, LM239AJ, LM339J, See NS Package Number J14A
Order Number LM339AM, LM339M or LM2901M See NS Package Number M14A
Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N See NS Package Number N14A

*Available per JM38510/11201
**Available per BMD # 5962-8873901



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 10)

Supply Voltage, $V+$	36 VDC or ± 18 VDC	28 VDC or ± 14 VDC	Operating Temperature Range	LM3302	LM3302
Differential Input Voltage (Note 8)	36 VDC	28 VDC	LM339/LM339A	LM339/LM339A	LM3302
Input Voltage	-0.3 VDC to +56 VDC	-0.3 VDC to +28 VDC	LM239/LM239A	LM239/LM239A	LM3302
Input Current ($V_{IN} < -0.3$ VDC), (Note 3)	50 mA	50 mA	LM2901	LM2901	LM3302
Power Dissipation (Note 1)	1050 mW	1050 mW	LM139/LM139A	LM139/LM139A	LM3302
Molded DIP	1180 mW	1050 mW	Soldering Information	260°C	260°C
Cavity DIP	760 mW	1050 mW	Dual-In-Line Package	260°C	260°C
Small Outline Package	Continuous	Continuous	Soldering (10 seconds)	215°C	215°C
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	Vapor Phase (60 seconds)	220°C	220°C
Storage Temperature Range	260°C	260°C	Infrared (15 seconds)	600V	600V
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)			See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		

ESD rating (1.5 k Ω in series with 100 pF)

Electrical Characteristics ($V+ = 5$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
Input Offset Voltage (Note 6)		1.0	2.0	1.0	2.0	2.0	5.0	2.0	5.0	2.0	7.0	3	20	mVDC
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25	100	25	250	25	100	25	250	25	250	25	500	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$	3.0	25	5.0	50	3.0	25	5.0	50	5	50	3	100	nADC
Input Common-Mode Voltage Range	$V+ = 30$ VDC (LM3302, $V+ = 28$ VDC), (Note 6)	0	$V+ - 1.5$	0	$V+ - 1.5$	0	$V+ - 1.5$	0	$V+ - 1.5$	0	$V+ - 1.5$	0	$V+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty$, $V+ = 36V$, (LM3302, $V+ = 28$ VDC)	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	mADC
Voltage Gain	$R_L \geq 15$ k Ω , $V+ = 15$ VDC, $V_o = 1$ VDC to 11 VDC	50	200	50	200	50	200	50	200	25	100	2	30	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} =$ TTL Logic Swing, $V_{REF} = 1.4$ VDC, $V_{RL} = 5$ VDC, $R_L = 5.1$ k Ω , (Note 7)	300		300		300		300		300		300		ns
Response Time	$V_{RL} = 5$ VDC, $R_L = 5.1$ k Ω , (Note 7)	1.3		1.3		1.3		1.3		1.3		1.3		μ s
Output Sink Current	$V_{IN(-)} = 1$ VDC, $V_{IN(+)} = 0$, $V_O \leq 1.5$ VDC	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mADC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics ($V_I = 4 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise stated) (Continued)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Saturation Voltage	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $I_{SINK} = 4 mA$	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	500	mV _{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $V_O = 5 V_{DC}$	0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		0.1	0.1	nA _{DC}

Electrical Characteristics ($V_I = 5.0 V_{DC}$, Note 4)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	4.0		4.0		9.0		9.0		9		15		mV _{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$	100		150		100		150		50		200		nA _{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM} = 0V$ (Note 5)	300		400		300		400		200		500		nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V_I = 30 V_{DC}$ (LM3302), $V_I = 28 V_{DC}$ (Note 6)	0	$V_I - 2.0$	0	$V_I - 2.0$	0	$V_I - 2.0$	0	$V_I - 2.0$	0	$V_I - 2.0$	0	$V_I - 2.0$	V _{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $I_{SINK} \leq 4 mA$	700		700		700		700		400		700		mV _{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $V_O = 30 V_{DC}$ (LM3302), $V_O = 28 V_{DC}$	1.0		1.0		1.0		1.0		1.0		1.0		μA_{DC}
Differential Input Voltage	Keep all V_{IN} 's $\geq 0 V_{DC}$ (or V_I if user), (Note B)	36		36		36		36		36		36		V _{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM330A, LM3301, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 95°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 or LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-DEF" characteristic of the output keeps the chip dissipation very small (Phys: 103 mW), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V_I can cause excessive heating and eventual destruction. When considered short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA, independent of the magnitude of V_I .

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input clamps. In addition to this clamping action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltage of the comparator to go to the V_I voltage level (or to ground for a logic overdrive) for the duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM139, LM139A, with the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2901, LM3302 temperature range is $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the β NP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output and no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or other input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_I - 1.5V$ at 25°C, but either or both inputs can go to $+30 V_{DC}$ without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V_I .

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overshoot. For larger overshoot signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

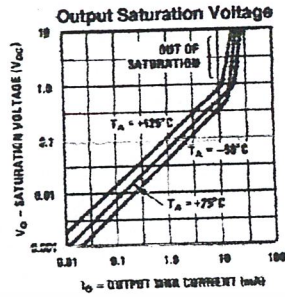
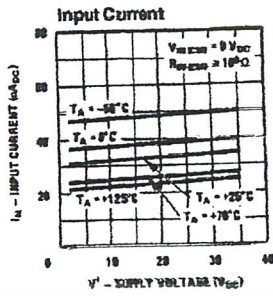
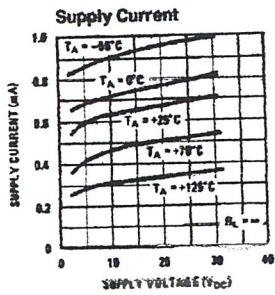
Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage restraints within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage limit must not be less than $-0.3 V_{DC}$ for 0.3 V_{DC} below the magnitude of the negative power supply, if used. (at 25°C).

Note 9: At output switch point, V_O is 1.4 V_{DC}, $R_{IS} = 0\Omega$ with V_I from 5 V_{DC} to 30 V_{DC}; and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to $V_I - 1.5 V_{DC}$) at 25°C. For LM3302, V_I from 5 V_{DC} to 28 V_{DC}.

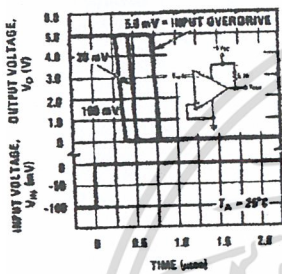
Note 10: Refer to NETS139AX for LM139A military specifications and to NETS139BX for LM139 military specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

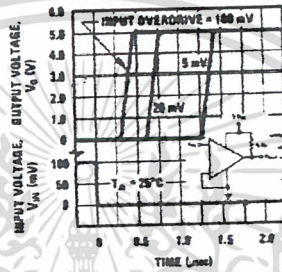
Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302



Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition

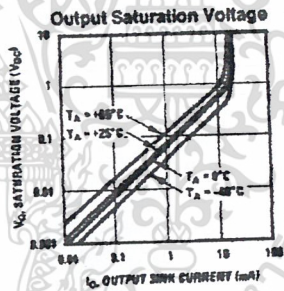
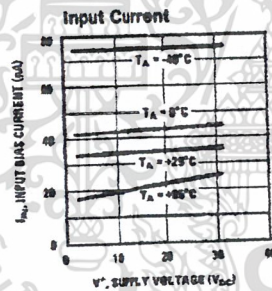
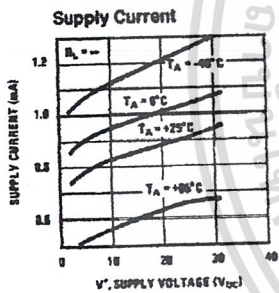


Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition

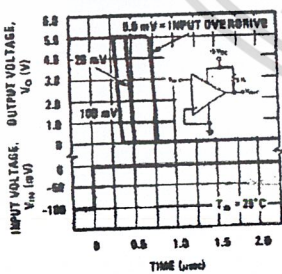


TL/H/5706-6

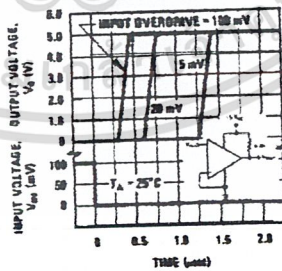
Typical Performance Characteristics LM2901



Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition



Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition



TL/H/5706-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistors to $< 10\text{ k}\Omega$ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be grounded.

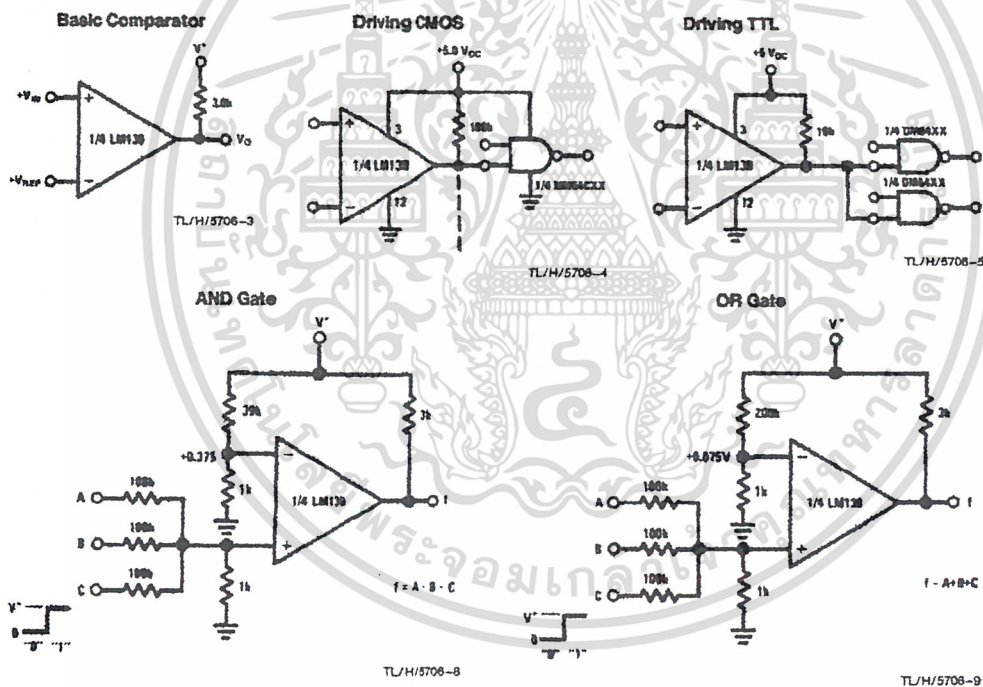
The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 2 V_{DC} to 30 V_{DC} .

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3\text{ V}_{\text{DC}}$ (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

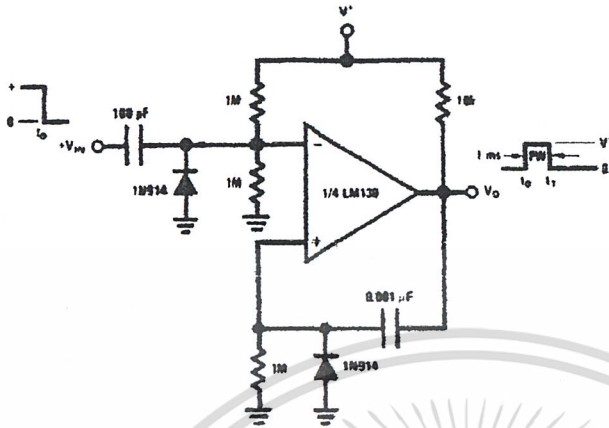
The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V^+ terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V^+) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately $80\Omega\text{ R}_{\text{SAT}}$ of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

Typical Applications ($V^+ = 5.0\text{ V}_{\text{DC}}$)

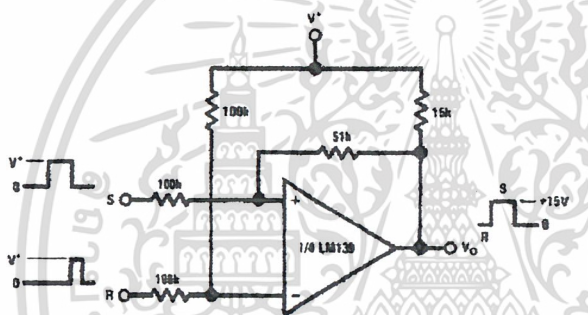


Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

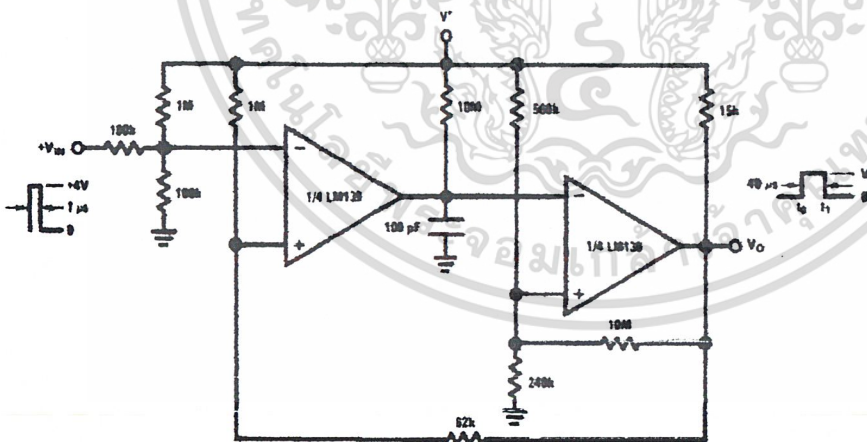
One-Shot Multivibrator



Bi-Stable Multivibrator



One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CD4049UBM/CD4049UBC Hex Inverting Buffer CD4050BM/CD4050BC Hex Non-Inverting Buffer

General Description

These hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. These devices feature logic level conversion using only one supply voltage (V_{DD}). The input signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage when these devices are used for logic level conversions. These devices are intended for use as hex buffers, CMOS to DTL/TTL converters, or as CMOS current drivers, and at $V_{DD} = 5.0V$, they can drive directly two DTL/TTL loads over the full operating temperature range.

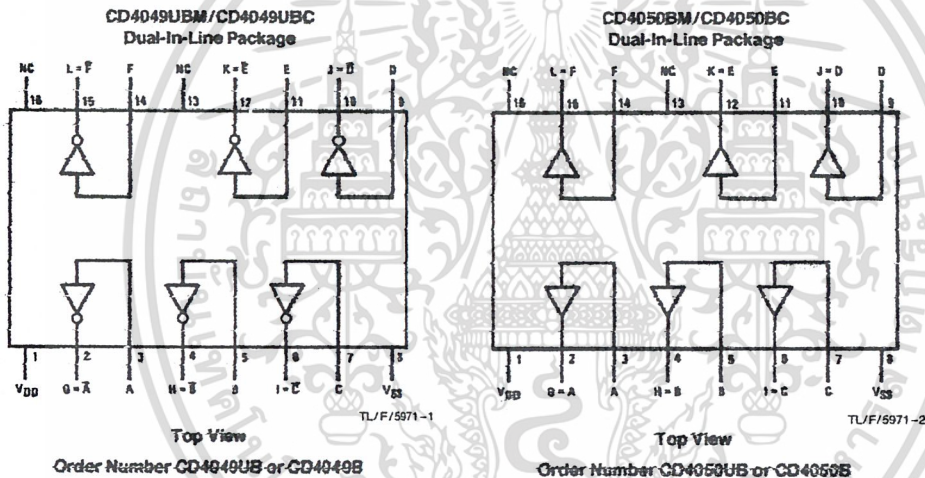
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Direct drive to 2 TTL loads at 5.0V over full temperature range
- High source and sink current capability
- Special input protection permits input voltages greater than V_{DD}

Applications

- CMOS hex inverter/buffer
- CMOS to DTL/TTL hex converter
- CMOS current "sink" or "source" driver
- CMOS high-to-low logic level converter

Connection Diagrams



CD4049UBM/CD4049UBC Hex Inverting Buffer
CD4050BM/CD4050BC Hex Non-Inverting Buffer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{DD})	-0.5V to +18V
Input Voltage (V_{IN})	-0.5V to +18V
Voltage at Any Output Pin (V_{OUT})	-0.5V to $V_{DD} + 0.5V$
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

Supply Voltage (V_{DD})	3V to 15V
Input Voltage (V_{IN})	0V to 15V
Voltage at Any Output Pin (V_{OUT})	0 to V_{DD}
Operating Temperature Range (T_A)	
CD4049UBM, CD4050BM	-55°C to +125°C
CD4049UBC, CD4050BC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4049M/CD4050BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		1.0		0.01	1.0		30	μA
		$V_{DD} = 10V$		2.0		0.01	2.0		60	μA
		$V_{DD} = 15V$		4.0		0.03	4.0		120	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V,$ $ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05		0 0	0.05 0.05		0.05 0.05	V V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V,$ $ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		4.95		4.95	5		4.95	V
		$V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		9.95 14.95		9.95 14.95	10 15		9.95 14.95	V V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4050BM Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$		3.0 4.0		4.5 6.75	3.0 4.0		3.0 4.0	V V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4049UBM Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$		1.0		1.5	1.0		1.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$		2.0 3.0		2.5 3.5	2.0 3.0		2.0 3.0	V V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4050BM Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$		3.5		3.5	2.75		3.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$		7.0 11.0		7.0 11.0	5.5 8.25		7.0 11.0	V V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4049UBM Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$		4.0		4.0	3.5		4.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$		8.0 12.0		8.0 12.0	7.5 11.5		8.0 12.0	V V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$		5.6		4.6	5		3.2	mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$		12		9.8	12		6.8	mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$		35		29	40		20	mA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4049M/CD4050BM (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$	-1.3		-1.1	-1.6		-0.72		mA
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-2.6		-2.2	-3.6		-1.5		
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-8.0		-7.2	-12		-5.0		
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.1		10^{-5}	-0.1		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5}	0.1		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4049UBC/CD4050BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		4		0.03	4.0		30	μA
		$V_{DD} = 10V$		8		0.05	8.0		60	μA
		$V_{DD} = 15V$		16		0.07	16.0		120	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V,$ $ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V,$ $ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4050BC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$		3.0		4.5	3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$		4.0		6.75	4.0		4.0	V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4049UBC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$		1.0		1.5	1.0		1.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$		2.0		2.5	2.0		2.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$		3.0		3.5	3.0		3.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4050BC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$	7.0		7.0	5.5		7.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4049UBC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$	4.0		4.0	3.5		4.0		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$	8.0		8.0	7.5		8.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	12.0		12.0	11.5		12.0		V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4049UBC/CD4050BC (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I _{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V								
		V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	4.6		4.0	5		3.2		mA
		V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	9.8		8.5	12		6.8		mA
		V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	29		25	40		20		mA
I _{OH}	High Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V								
		V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V	-1.0		-0.9	-1.6		-0.72		mA
		V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-2.1		-1.9	-3.6		-1.5		mA
		V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-7.1		-6.2	-12		-5		mA
I _{IN}	Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V	-0.3		-0.3	-10 ⁻⁵			-1.0	μA
		V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V	0.3		0.3	10 ⁻⁵			1.0	μA

AC Electrical Characteristics* CD4049UBM/CD4049UBC

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, t_r = t_f = 20 ns, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PHL}	Propagation Delay Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		30	65	ns
		V _{DD} = 10V		20	40	ns
		V _{DD} = 15V		15	30	ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		45	85	ns
		V _{DD} = 10V		25	45	ns
		V _{DD} = 15V		20	35	ns
t _{THL}	Transition Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		30	60	ns
		V _{DD} = 10V		20	40	ns
		V _{DD} = 15V		15	30	ns
t _{TLH}	Transition Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		60	120	ns
		V _{DD} = 10V		30	55	ns
		V _{DD} = 15V		25	45	ns
C _{IN}	Input Capacitance	Any Input		15	22.5	pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

AC Electrical Characteristics* CD4050BM/CD4050BC

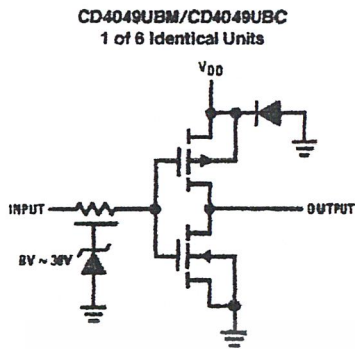
T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, t_r = t_f = 20 ns, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PHL}	Propagation Delay Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		60	110	ns
		V _{DD} = 10V		25	55	ns
		V _{DD} = 15V		20	30	ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		60	120	ns
		V _{DD} = 10V		30	55	ns
		V _{DD} = 15V		25	45	ns
t _{THL}	Transition Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		30	60	ns
		V _{DD} = 10V		20	40	ns
		V _{DD} = 15V		15	30	ns
t _{TLH}	Transition Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		60	120	ns
		V _{DD} = 10V		30	55	ns
		V _{DD} = 15V		25	45	ns
C _{IN}	Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

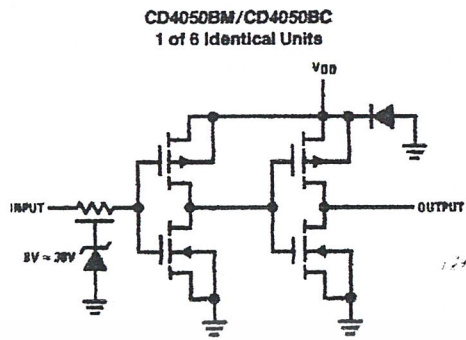
*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagrams

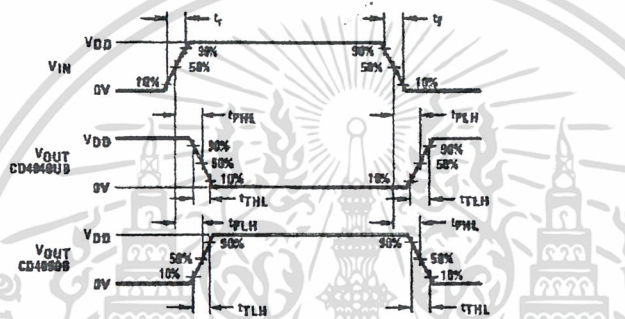


TL/F/5971-3



TL/F/5971-4

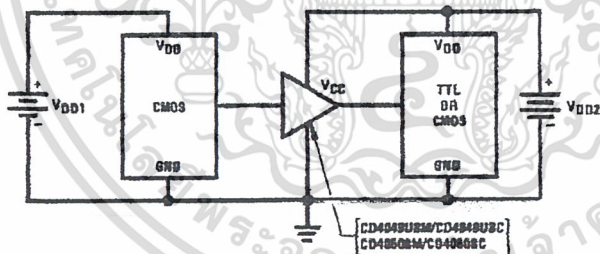
Switching Time Waveforms



TL/F/5971-5

Typical Applications

CMOS to TTL or CMOS at a Lower VDD



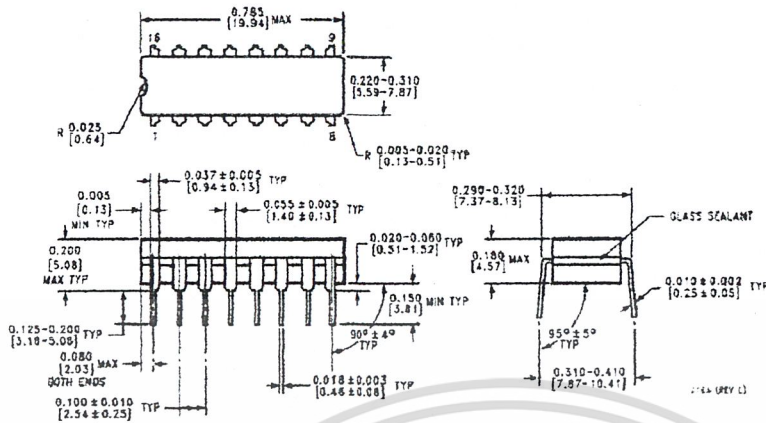
Note: $V_{DD1} \geq V_{DD2}$

Note: In the case of the CD4049UBM/CD4049UBC the output drive capability increases with increasing input voltage. E.g., if $V_{DD1} = 10V$ the CD4049UBM/CD4049UBC could drive 4 TTL loads.

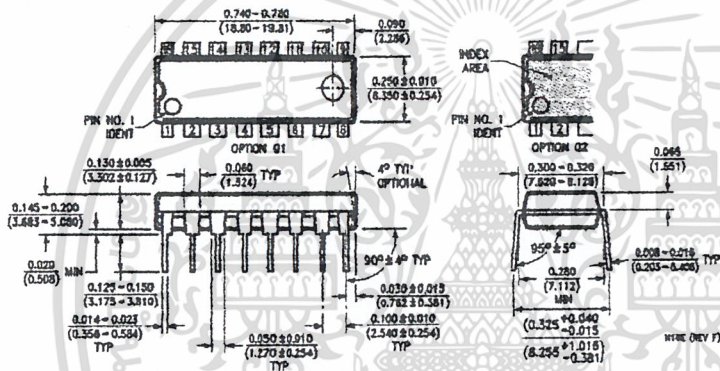
TL/F/5971-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters)



Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number CD4049UBM, CD4049UBC, CD4049BM or CD4049BCJ
NS Package Number J16A



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number CD4050BM, CD4050BC, CD4050BM or CD4050BCN
NS Package Number N16E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

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

<p>National Semiconductor Corporation 1111 West Garden Road Arlington, TX 76017 Tel: 1(800) 272-9959 Fax: 1(800) 737-7018</p>	<p>National Semiconductor Europe Fax: (+49) 0-180-530 85 88 Email: cnjwge@sem2.nsc.com Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32 Francaise Tel: (+49) 0-180-532 93 58 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 18 80</p>	<p>National Semiconductor Hong Kong Ltd. 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd. Tsimshatsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2737-1800 Fax: (852) 2736-9960</p>	<p>National Semiconductor Japan Ltd. Tel: 81-043-239-2309 Fax: 81-043-299-2408</p>
--	--	---	---

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power dual operational amplifiers

**NE/SA/SE532/
LM158/258/358/A/2904**

DESCRIPTION

The 532/258/LM2004 consists of two independent, high gain, internally frequency-compensated operational amplifiers internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from dual power supplies is also possible, and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage. The unity gain cross frequency is temperature-compensated. The input bias current is also temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain—100dB
- Wide bandwidth (unity gain)—1MHz (temperature-compensated)

PIN CONFIGURATIONS

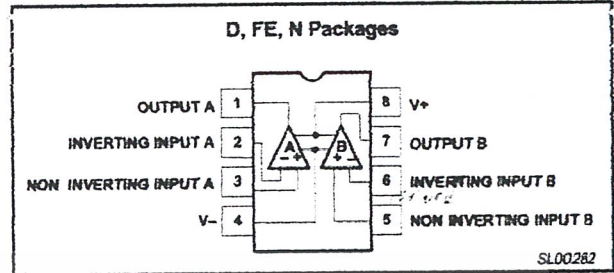


Figure 1. Pin Configuration

- Wide power supply range single supply— $3V_{DC}$ to $30V_{DC}$ or dual supplies— $\pm 1.5V_{DC}$ to $\pm 15V_{DC}$
- Very low supply current drain ($400\mu A$)—essentially independent of supply voltage ($1mW/op\ amp\ at\ +5V_{DC}$)
- Low input biasing current— $45nA_{DC}$ temperature-compensated
- Low input offset voltage— $2mV_{DC}$ and offset current— $5nA_{DC}$
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage— $0V_{DC}$ to $V+ 1.5V_{DC}$ swing

EQUIVALENT CIRCUIT

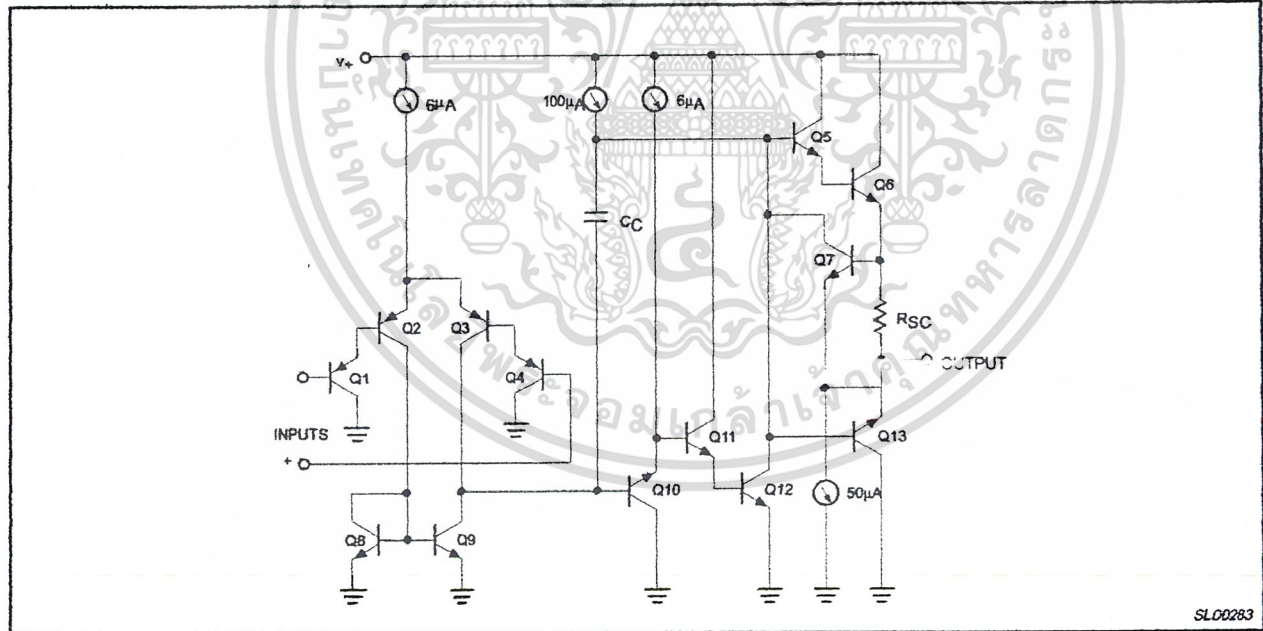


Figure 2. Equivalent Circuit

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM158/258/358/A/2904

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE532D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE532N	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA532D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA532N	SOT97-1
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-40°C to +85°C	SA532FE	0580A
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +125°C	LM2904D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +125°C	LM2904N	SOT97-1
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM158FE	0580A
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +125°C	LM258N	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25°C to +125°C	LM258D	SOT96-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	LM358D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LM358N	SOT97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	LM358AN	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	LM358AD	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	SE532N	SOT97-1
8-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	SE532FE	0580A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _S	Supply voltage, V ⁺	32 or ±16	V _{DC}
	Differential input voltage	32	V _{DC}
V _{IN}	Input voltage	-0.3 to +32	V _{DC}
P _D	Maximum power dissipation T _A =25°C (Still air) ¹		
	FE package	780	mW
	N package	1160	mW
	D package	780	mW
	Output short-circuit to GND ⁵ V ⁺ <15 V _{DC} and T _A =25°C	Continuous	
T _A	Operating ambient temperature range		
	NE532/LM358/LM358A	0 to +70	°C
	LM258	-25 to +85	°C
	LM2904	-40 to +125	°C
	SA532	-40 to +85	°C
	SE532/LM158	-55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T _{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	°C

NOTES:

- Derate above 25°C, at the following rates:
FE package at 6.2mW/°C
N package at 9.3mW/°C
D package at 6.2mW/°C

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM158/258/358/A/2904

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{\pm} = +5\text{V}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE532, LM158/258			NE/SA532/ LM358/LM2904			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S = 0\Omega$ $R_S = 0\Omega$, over temp.		± 2	± 5 ± 7		± 2	± 7 ± 9	mV mV
V_{OS}	Drift	$R_S = 0\Omega$, over temp.		7			7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN (+)} - I_{IN (-)}$ Over temp.		± 3	± 30 ± 100		± 5	± 50 ± 150	nA nA
I_{OS}	Drift	Over temp.		10			10		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN (+)}$ or $I_{IN (-)}$ Over temp., $I_{IN (+)}$ or $I_{IN (-)}$		45 40	150 300		45 40	250 500	nA nA
I_B	Drift	Over temp.		50			50		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{\pm} = 30\text{V}$ Over temp., $V_{\pm} = 30\text{V}$	0 0		$V_{\pm} - 1.5$ $V_{\pm} - 2.0$	0 0		$V_{\pm} - 1.5$ $V_{\pm} - 2.0$	V V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{\pm} = 30\text{V}$	70	85		85	70		dB
V_{OH}	Output voltage swing	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_{\pm} = 30\text{V}$, over temp. $R_L \geq 10\text{k}\Omega$, $V_{\pm} = 30\text{V}$, over temp.	26 27			26 27			V V
V_{OL}	Output voltage swing	$R_L \geq 10\text{k}\Omega$, over temp.		5	20		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L = \infty$, $V_{\pm} = 30\text{V}$ $R_L = \infty$ on all amplifiers, over temp., $V_{\pm} = 30\text{V}$		0.5 0.6	1.0 1.2		0.5 0.6	1.0 1.2	mA mA
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} \pm 10\text{V}$, $V_{\pm} = 15\text{V}$ (for large V_O swing) over temp.	50 25	100		25 15	100		V/mV V/mV
PSRR	Supply voltage rejection ratio	$R_S = 0\Omega$	65	100		65	100		dB
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁴	$f = 1\text{kHz}$ to 20kHz (input referred)		-120			-120		dB
I_{OUT}	Output current	$V_{IN+} = +1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-} = 0\text{V}_{DC}$, $V_{\pm} = 15\text{V}_{DC}$	20	40		20	40		mA
	Source	$V_{IN+} = +1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-} = 0\text{V}_{DC}$, $V_{\pm} = 15\text{V}_{DC}$, over temp.	10	20		10	20		mA
	Sink	$V_{IN+} = +1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-} = 0\text{V}_{DC}$, $V_{\pm} = 15\text{V}_{DC}$	10	20		10	20		mA
		$V_{IN+} = +1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-} = 0\text{V}_{DC}$, $V_{\pm} = 15\text{V}_{DC}$, over temp.	5	8		5	8		mA
		$V_{IN+} = 0\text{V}$, $V_{IN-} = +1\text{V}_{DC}$, $V_O = 200\text{mV}$	12	50		12	50		μA
I_{SC}	Short circuit current ⁵			40	60		40	60	mA
	Differential input voltage ⁶				V_{\pm}			V_{\pm}	V
GBW	Unity gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1			1		MHz
SR	Slew rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3			0.3		$\text{V}/\mu\text{s}$
V_{NOISE}	Input noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{kHz}$		40			40		nV/Hz

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM158/258/358/A/2904

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A=25^\circ\text{C}$, $V_+=+5\text{V}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM358A			UNIT
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$ $R_S=0\Omega$, over temp.		± 2	± 3 ± 5	mV mV
V_{OS}	Drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7	20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN (+)}-I_{IN (-)}$ Over temp.		5	± 30 ± 75	nA nA
I_{OS}	Drift	Over temp.		10	300	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN (+)}$ or $I_{IN (-)}$ Over temp., $I_{IN (+)}$ or $I_{IN (-)}$		45 40	100 200	nA nA
I_B	Drift	Over temp.		50		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_+=30\text{V}$ Over temp., $V_+=30\text{V}$	0 0		$V_+-1.5$ $V_+-2.0$	V V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_+=30\text{V}$	65	85		dB
V_{OH}	Output voltage swing	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_+=30\text{V}$, over temp. $R_L \geq 10\text{k}\Omega$, $V_+=30\text{V}$, over temp.	26 27	28		V V
V_{OL}	Output voltage swing	$R_L \geq 10\text{k}\Omega$, over temp.		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L = \infty$, $V_+=30\text{V}$ $R_L = \infty$ on all amplifiers, over temp., $V_+=30\text{V}$		0.5 0.6	1.0 1.2	mA mA
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} \pm 10\text{V}$, $V_+=15\text{V}$ (for large V_O swing) over temp.	25 15	100		V/mV V/mV
PSRR	Supply voltage rejection ratio	$R_S=0\Omega$	65	100		dB
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁴	$f=1\text{kHz}$ to 20kHz (input referred)		-120		dB
I_{OUT}	Output current	$V_{IN+}=+1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-}=0\text{V}_{DC}$, $V_+=+15\text{V}_{DC}$	20	40		mA
	Source	$V_{IN+}=+1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-}=0\text{V}_{DC}$, $V_+=+15\text{V}_{DC}$, over temp.	10	20		mA
	Sink	$V_{IN+}=+1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-}=0\text{V}_{DC}$, $V_+=+15\text{V}_{DC}$	10	20		mA
		$V_{IN+}=+1\text{V}_{DC}$, $V_{IN-}=0\text{V}_{DC}$, $V_+=+15\text{V}_{DC}$, over temp.	5	8		mA
		$V_{IN+}=0\text{V}$, $V_{IN-}=+1\text{V}_{DC}$, $V_O=200\text{mV}$	12	50		μA
I_{SC}	Short circuit current ⁵			40	60	mA
	Differential input voltage ⁶				V_+	V
GBW	Unity gain bandwidth	$T_A=25^\circ\text{C}$		1		MHz
SR	Slew rate	$T_A=25^\circ\text{C}$		0.3		V/ μs
V_{NOISE}	Input noise voltage	$T_A=25^\circ\text{C}$, $f=1\text{kHz}$		40		nV/Hz

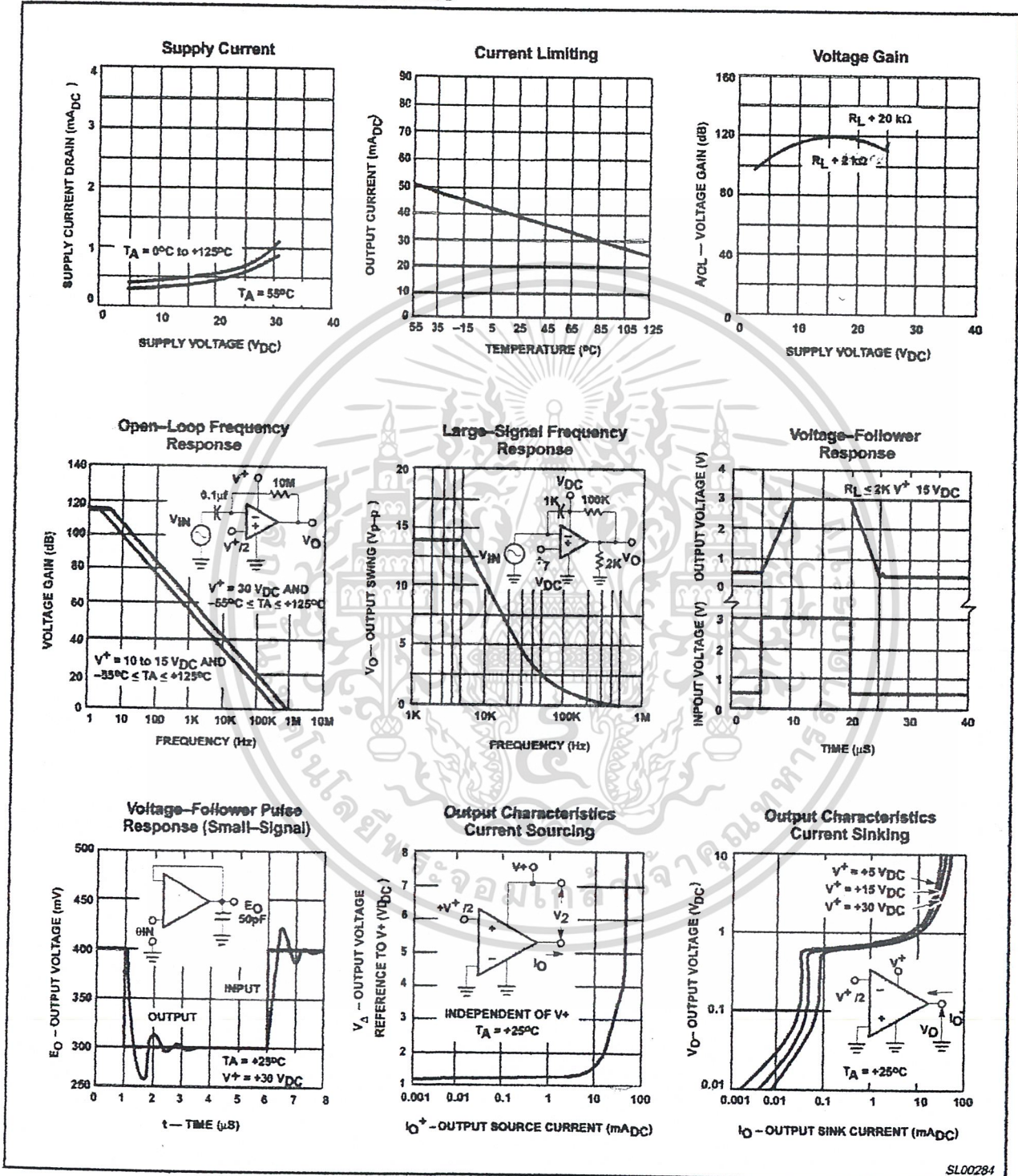
NOTES:

- $V_{OS} \sim 1.4\text{V}$, $R_S=0\Omega$ with V_+ from 5V to 30V ; and over the full input common-mode range (0V to $V_+-1.5\text{V}$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V . The upper end of the common-mode voltage range is $V_+-1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to $+32\text{V}$ without damage.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance coupling increases at higher frequencies.
- Short-circuits from the output to V_+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_+ . At values of supply voltage in excess of $+15\text{V}_{DC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V . The upper end of the common-mode voltage range is $V_+-1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to $+32\text{V}_{DC}$ without damage.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM158/258/358/A/2904

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



SL00284

Figure 3. Typical Performance Characteristics

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM158/258/358/A/2904

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

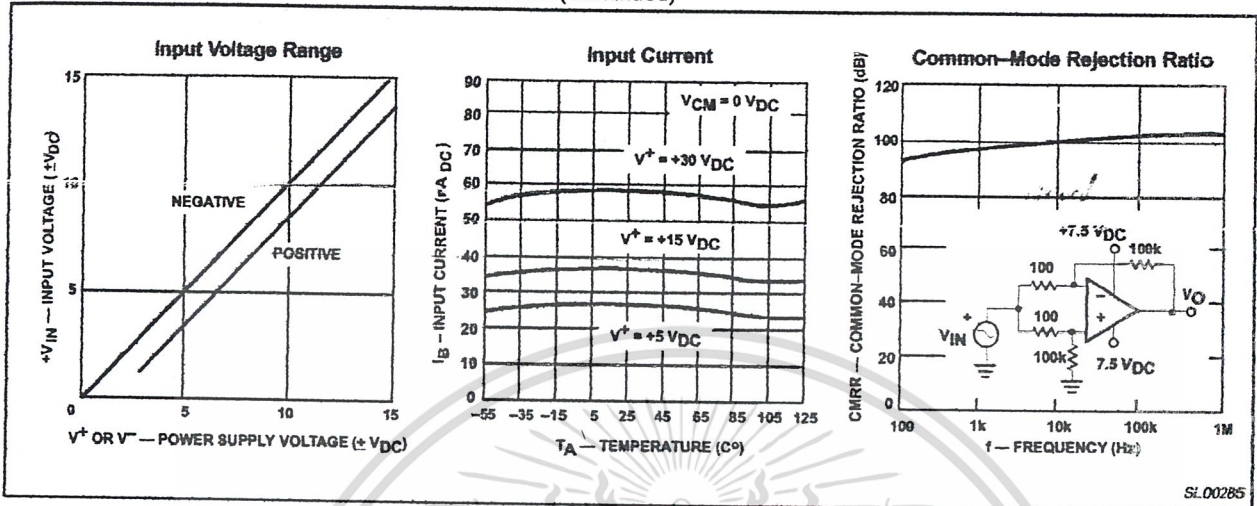


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TYPICAL APPLICATIONS

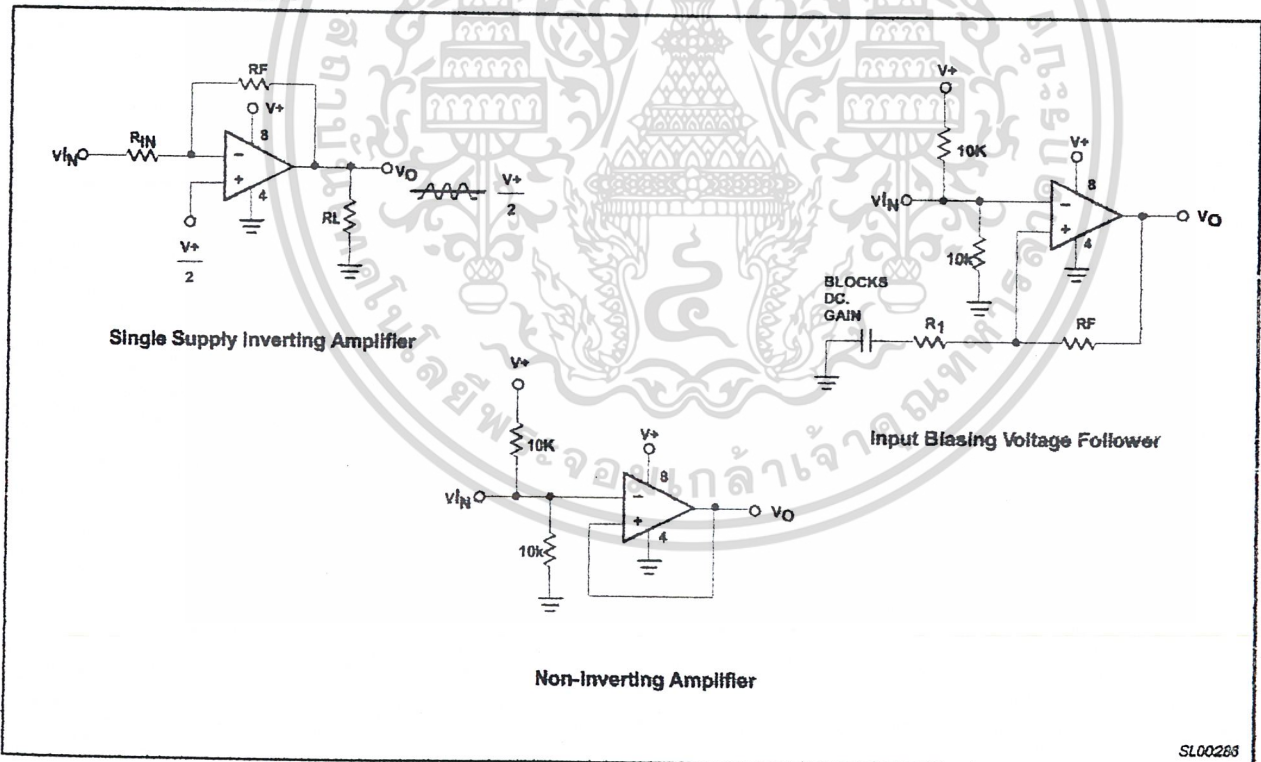




Figure 5. Typical Applications

กิตติกรรมประกาศ


โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี โดยได้รับความแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือในด้านต่างๆเป็นอย่างดีจากท่าน รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการนี้และท่านอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำปรึกษา รวมทั้งเพื่อนร่วมงานที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง และช่วยแนะนำให้คำปรึกษาในเรื่องต่างๆ และที่จะขาดไม่ได้เลยก็คือ บิดาและมารดาของผู้จัดทำที่ช่วยในการสนับสนุน ในส่วนของงบประมาณในการสร้างอุปกรณ์และคอยเป็นกำลังแรงใจ ให้ผู้จัดทำตลอดเวลา ผู้จัดทำขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างสูง



(นายศรารุช มงคลศรีสวัสดิ์)



(นายอนุชาติ อุทรักษ์)



(นายอภิรชัน บางศิริ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. สุวัฒน์ ดัน , "เทคนิคการออกแบบ สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย" ,ฝ่ายวิจัยและพัฒนา ,เอเนทไทย ,2538
2. อุดมศักดิ์ ยั่งยืน , " Power Electronic I" ,ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี,2528
3. สมบูรณ์ มาลานนท์,"แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง",ฟิลิปปินส์,2537
4. ชัยวัฒน์ เจนวานิชย์ ,"หลักเคมีทั่วไป 1,2 " ,กรุงเทพฯ:โอเดียนสโตร์,2530
5. ผศ.ประภากร สุวรรณะ ,"วิศวกรรมศาสตร์อิเล็กทรอนิกส์ 1",ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. Bruno Langlais ,David A. Reckhow R. Brink ," Ozone in water tretment application and Engineering",Lewis Publisher ,inc,1991
7. Harris Semiconductor, "Power Mosfet",1992
8. Plenum Press ,"Advanced Ozone Generation : process Technologies for water treatment",Kogelshatz,U.ET AL ,1998
9. Muhammad H. Rashid,"Power electronics :circuit,devices, and application 2nd/ed,Prentice-Hall International,Inc,1993

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้