

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบผลิตน้ำโอโซน

OZONE WATER SYSYTEM



T119206



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

119206

6 S.ค. 2554

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบผลิตน้ำโอโซน

OZONE WATER SYSSYTEM

ผู้จัดทำ

1. นายชिरารุช ศรีวิเศษ รหัสประจำตัว 50010381
2. นายโชติรัตน์ ธรรมเลิศสกุล รหัสประจำตัว 50010392
3. นายณรงก์ชัย จันดาผล รหัสประจำตัว 50010427



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบผลิตน้ำไอโซน

นายชราวุธ ศรีวิเศษ รหัส 50010381

นายโชติรัตน์ ธรรมเลิศกุล รหัส 50010392

นายณรงค์ชัย จันดาผล รหัส 50010427

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2553

บทคัดย่อ

จุดประสงค์ของโปรเจกต์นี้เพื่ออธิบายถึงการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับแรงดันสูง ความถี่สูง แบบสวิตชิ่ง ซึ่งมีขนาดแรงดันเอาต์พุต 3KV เพื่อนำไปจ่ายให้กับหลอดไอโซนโดยใช้ ไอซีเบอร์ TL494 เป็นตัวผลิตสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่สูงและคาบเวลาคงที่เอาไปควบคุมเพาเวอร์มอสเฟต โดยใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิ่ง สำหรับการสวิตชิ่งของพาวเวอร์มอสเฟตได้ใช้หลักการของฮาล์ฟ-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นกระแสสลับ จากนั้นจะทำการผลิตสัญญาณพัลส์ออกมาและเอาสัญญาณพัลส์ที่ได้ไปผ่านวงจรเรโซแนนซ์เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ และแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์นี้จะถูกแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงด้วยหม้อแปลงความถี่สูงแบบเพิ่มแรงดัน เพื่อนำไปจ่ายไฟที่สร้างขึ้นมาเป็นแหล่งจ่ายไฟระบบผลิตน้ำไอโซนเพื่อพัฒนาให้ระบบผลิตน้ำมีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OZONE WATER SYSTEM

Mr. Chirawut Sriwiset

ID 50010381

Mr. Chotirat Thammalertsakul ID 50010392

Mr. Narongchai Chandapol ID 50010427

Assoc.Prof Somsak Chiersirikul Advisor

Education 2553

Abstract

The purpose of this project to describes a design and construction of the high voltage switching power supply with high frequency at output voltage of 3KV. For ozone tube IC TL494 is controlled switching and produce a signal that have high frequency and time are stable to control powerMOSFET with PMW technique to control of switching. The working process of switching work on the principle of half-bridge inverter to converts DC voltage into pulse voltage. After to produce signal pulse comes out. The signal pulse voltage to converted into sine wave by resonance circuit and passed to high frequency step up transformer for high output voltage. After that we use the switching power supply for the ozone water system is to develop the ozone water system

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำปฏิญยานิพนธ์ในครั้งนี้คงจะ ไม่ประสบความสำเร็จ ถ้าไม่มีท่านอาจารย์ที่
ปรึกษา (รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล) ที่ได้คอยให้คำปรึกษาพร้อมทั้งแนวทางความคิดและขั้นตอน
ตลอดจนถึงเรื่องการแก้ไขปัญหาต่างๆ เป็นผลทำให้ปฏิญยานิพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จมาด้วยดี พร้อม
ทั้งขอบคุณพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์และให้กำลังใจในทางการศึกษามา
ตลอดมาจนถึงปัจจุบัน อีกทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ที่ช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ หลายๆ เรื่อง เช่น ให้ยืม
เครื่องมือ และคอยให้กำลังใจที่ติดต่อมาในการทำปฏิญยานิพนธ์ในครั้งนี้



นาย ชีราวุธ ศรีวิเศษ

นาย โชติรัตน์ ธรรมเลิศสกุล

นาย ณรงค์ชัย จันดาผล

ผู้จัดทำ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VI
บทนำ.....	1
บทที่ 1 วิธีการบำบัดน้ำเสีย	
1.1 การบำบัดทางฟิสิกเคมี.....	3
1.2 การบำบัดทางเคมี.....	5
1.3 การบำบัดทางชีววิทยา.....	5
บทที่ 2 การกำเนิดโอโซน	
2.1 แหล่งที่มา	6
2.2 การสังเคราะห์ก๊าซโอโซน.....	7
2.3 คุณสมบัติกับการกำเนิดโอโซน.....	9
บทที่ 3 การใช้โอโซนในการบำบัดน้ำเสีย	
3.1 คุณสมบัติของก๊าซโอโซน.....	10
3.2 ข้อดีของก๊าซโอโซนมาใช้ในการบำบัดน้ำเสียแทนคลอรีน.....	11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ระบบบำบัดด้วยไอออน.....	12
-----------------------------	----

บทที่ 4 แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง

4.1 หลักการทำงานโดยทั่วไปของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	15
4.2 คอนเวอร์เตอร์.....	16
4.3 วงจรควบคุมสำหรับวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	24
4.4 การออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายด้วยไอซี TL494.....	29
4.5 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง.....	32

บทที่ 5 หลักการทำงานและผลการทดลอง

5.1 แสดงการทำงานโดยรวมและวิธีการทำงานต่างๆ.....	35
5.2 การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายแรงดันสูง.....	36



สารบัญรูป

รูป	หน้า
2.1 แสดงหลักการทำให้ของเครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโซนโดยหลักการโคโรนา.....	7
2.2 เครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโซนแบบออกโตเพลต.....	9
3.1 แสดง Corona discharge ozone generator.....	12
4.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิดจิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป.....	15
4.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูป 4.1	16
4.3 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	17
4.4 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์.....	17
4.5 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์.....	17
4.6 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	18
4.7 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	18
4.8 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	19
4.9 (ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$	19
4.9 (ข) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$	20
4.10 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรพลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2	21
4.10 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุ บล๊อคกิ้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดความ	

ไม่สมมาตรพลักซ์.....

21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{loop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมของไพรมารี เมื่อต่อตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร.....	22
4.12 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน.....	25
4.13 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอด คูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นถี่ตามรูปที่ 4.12.....	25
4.14 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส.....	26
4.15 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{er} ที่ขาอินเวอร์ต์ติ้งของวงจรเปรียบเทียบแทน.....	27
4.16 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส.....	28
4.17 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494.....	29
4.18 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T , C_T ในการกำหนดความถี่.....	30
4.19 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494.....	31
4.21 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	32
4.22 วงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต.....	33
5.1 แสดงภาพโดยรวมของการสร้างเพื่อที่จะผลิตก๊าซไอโซนและการนำไปใช้.....	36
5.2 แสดงวงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต.....	39
5.3 แสดงวงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุตที่สร้างขึ้น.....	39
5.4 แสดงหลอดกำเนิดไอโซน.....	40
5.5 แสดงเครื่องกำเนิดไอโซน.....	40

รูป	หน้า
5.6 แสดงสัญญาณ Saw Tooth ที่ขา 5 ของ TL494.....	41
5.7 แสดงสัญญาณที่ขา 8 และขา 11 ของ TL494.....	41
5.8 สัญญาณที่ออกจากชุดไดร์เวอร์.....	42
5.9 สัญญาณเอาต์พุตที่ใช้โหลด 2 เมกกะ โอห์ม.....	42



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา VIII และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

โอโซนเป็นก๊าซที่มีความสามารถในการบำบัดน้ำเสียที่มีโลหะหนักเจือปนอยู่ เช่น เหล็ก แมงกานีส รวมทั้งสารประกอบจำพวกซัลไฟด์ นอกจากนี้ยังสามารถกำจัดสี, กลิ่น, มาเชื้อโรคในน้ำเสียได้ และยังไม่ก่อให้เกิดสารประกอบอื่นๆที่คล้ายคลึงคลอรีน

ก๊าซโอโซนสามารถสร้างขึ้นได้ด้วยการนำอากาศจากชั้นบรรยากาศ โดยให้ไหลผ่านไปยังหลอดโอโซน ซึ่งหลอดโอโซนนี้สร้างขึ้นโดยมีขั้วโลหะในที่นี้ใช้ขั้วโลหะทองแดง มีแก้วเป็นสารไอออเล็คทริก และมีตาข่าย (มุ้งลวด) เป็นขั้วกราวด์ ซึ่งป้อนไฟฟ้าแรงดันสูงให้กับขั้วไฟฟ้าทำให้เกิดสนามไฟฟ้าค่าสูง เพื่อให้ทำให้ออกซิเจนในอากาศระหว่างขั้วอิเล็กโตรด เกิดการไอออนในเซชั่นแตกตัวเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยว และรวมตัวกันใหม่เป็น โอโซน (O_3)

ในปริญญาโทฉบับนี้เป็นโครงการที่สร้างขึ้นมาเพื่อศึกษา และวิเคราะห์ข้อมูลเพื่อหาแนวทางในการผลิตก๊าซโอโซนเพื่อใช้ในการบำบัดน้ำเสีย โดยสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ในการทดลอง ซึ่งประกอบด้วยชุดอิเล็กโตรด (หลอดกำเนิดโอโซน), แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง และปั๊มอากาศ ซึ่งปั๊มอากาศจะทำหน้าที่ดูดอากาศแล้วให้อากาศไหลผ่านหลอดกำเนิดโอโซน โดยจะต้องป้อนแรงดันไฟฟ้าค่าแรงสูงให้กับหลอดกำเนิดโอโซนด้วย ซึ่งก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปใช้ในกระบวนการบำบัดน้ำ

ในการบำบัดน้ำนั้น เราจะต้องทำการออกแบบเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพในการผสมก๊าซโอโซนกับน้ำที่ต้องการจะนำมาบำบัด ซึ่งเราได้จำลองระบบบำบัดขึ้นมา ดังนี้คือ ทำการสูบน้ำที่จะบำบัดโดยใช้เครื่องสูบน้ำ น้ำที่ได้จะไหลด้วยแรงดันสูงกว่าแรงดันบรรยากาศ เมื่อน้ำไหลผ่านตัวผสมจะทำให้เกิดการดูดก๊าซโอโซนมาผสมกับน้ำที่ต้องการบำบัดทำให้น้ำที่ได้สะอาดขึ้น

จุดประสงค์ของปริญญาโท

1. ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงเพื่อนำมาประยุกต์ในการกำเนิด โอโซน
2. ศึกษาทฤษฎีการกำเนิดโอโซนและปรากฏการณ์โคโรน่า
3. ศึกษากระบวนการบำบัดน้ำเสีย
4. ศึกษาทฤษฎีและทำการออกแบบตัวผสมน้ำที่ต้องการบำบัดและก๊าซโอโซน
5. ศึกษากระบวนการบำบัดน้ำที่มีประสิทธิภาพในการผสมก๊าซโอโซนกับน้ำที่ต้องการบำบัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางที่สามารถทำได้ต่อไปนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ คือการควบคุมค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อระบบ ดังเช่น ปริมาณก๊าซโอโซนที่สามารถสร้างได้จะสามารถควบคุมโดยการควบคุมพารามิเตอร์ที่สำคัญดังนี้ คือ การควบคุมปริมาณอากาศจากบ่อบำบัดหรือถ้าจะให้ระบบมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นไปอีกเราสามารถนำก๊าซออกซิเจนมาแทนอากาศก็ได้ นอกจากนี้ยังสามารถควบคุมปริมาณก๊าซโอโซนได้อีกด้วยการควบคุมการจ่ายพลังงานให้กับหลอดกำเนิดโอโซน ส่วนพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเพิ่มประสิทธิภาพของการผสมก๊าซโอโซนกับน้ำที่ ต้องการจะบำบัดนั้น จะควบคุมจากอัตราการไหลของน้ำ และปริมาณก๊าซโอโซนที่จะนำไปบำบัดแนวทางนอกเหนือจากนี้คือการเก็บข้อมูลจากการบำบัดน้ำ โดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCS-51) ควบคุม เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริงในชีวิตประจำวัน



บทที่ วิธีการบำบัดน้ำเสีย

การบำบัดน้ำเสีย หมายถึง การปรับสภาพให้น้ำนั้นมีคุณภาพดีขึ้น (treatment) การบำบัดน้ำนั้น โดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 3 วิธีใหญ่ๆ คือ

1. การบำบัดทางฟิสิกส์เคมี
2. การบำบัดทางเคมี
3. การบำบัดทางชีววิทยา

1.1 การบำบัดทางฟิสิกส์เคมี

ใช้ในการกำจัดสารมลพิษทั้งที่เป็นสารอินทรีย์ในน้ำ มีหลายกระบวนการ เช่น การดูดซับด้วยคาร์บอน (Carbon absorption), การแลกเปลี่ยนไอออน (Ion exchange), แก๊สสตรipping (Gas stripping) เป็นต้น แต่ที่นิยมใช้มากที่สุด คือ การดูดซับด้วยคาร์บอนและการแลกเปลี่ยนไอออน แต่อย่างไรก็ตามการบำบัดน้ำด้วยวิธีฟิสิกส์เคมีโดยทั่วแล้วจะเสียค่าใช้จ่ายสูงกว่าการบำบัดด้วยวิธีอื่นๆจึงมักจะใช้การบำบัดขั้นสูง (Advance treatment) เพื่อการกำจัดสารมลพิษบางชนิดที่มีความเข้มข้นต่ำมาก และไม่เหมาะสมที่จะกำจัดด้วยวิธีอื่น ต่อไปนี้จะเป็นการอธิบายถึงวิธีการใช้กันอย่างแพร่หลายดังนี้

1.1.1 การดูดซับด้วยคาร์บอน สามารถใช้แยกสิ่งสกปรกทั้งที่เป็นสารอินทรีย์และสารอนินทรีย์ เช่น COD, BOD, สี, กลิ่น, รส, ยาฆ่าแมลง เป็นต้น

1.1.2 การแลกเปลี่ยนไอออน ใช้มากที่สุดในการแก้ความกระด้างของน้ำและใช้ในการทำให้น้ำบริสุทธิ์ปราศจากแร่ธาตุ (demineralization)

1.1.3 แอร์สตรipping (Air stripping) โดยปกติจะถูกนำมาใช้เพื่อกำจัดก๊าซไนโตรเจนออกจากน้ำเสียแล้วปล่อยก๊าซไนโตรเจนกลับสู่บรรยากาศ วิธีการเช่นนี้ทำได้โดยการกักน้ำให้สัมผัสกับอากาศอาจจะมีการกวนน้ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพด้วย ประสิทธิภาพของวิธีการขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย เช่น อุณหภูมิ, ความดันไอ, ค่า pH เป็นต้น

1.1.4 การกรอง (Filtration) เป็นวิธีการทางกายภาพที่เป็นการแยกอนุภาคที่อยู่ในของไหลให้ออกจากของไหล โดยใช้แรงกระทำกับของไหลผ่านตัวกลางรูพรุน เช่น การกำจัดพวกของแข็งแขวนลอย

1.1.5 การจับตัวเป็นก้อน (Flocculation/Coagulation) เป็นวิธีการที่อนุภาคขนาดเล็กซึ่งแขวนลอยอยู่ในของเหลวถูกทำให้รวมตัวกันเป็นอนุภาคที่มีขนาดใหญ่ขึ้น เพื่อการตกตะกอนในภายหลัง

1.1.6 กระบวนการแผ่นเยื่อ (Membrane Processes)

1.1.7 การตกตะกอน (Precipitation) เป็นวิธีการที่ทำให้สารละลายถูกเปลี่ยนรูปเป็นอนุภาคของแข็งแล้วถูกกำจัดออกภายหลัง

1.1.8 การจับตัวเป็นตะกอน (Sedimentation) เป็นวิธีการที่อนุภาคของแข็งที่แขวนลอยอยู่ในของเหลวอาจจะรวมตัวกันได้ โคนแรงโน้มถ่วงหรือแรงเฉื่อย

ตารางที่ 1.1 ข้อดีและข้อเสียของออกซิไดซ์ต่างๆในการบำบัดน้ำ

ตัวออกซิไดซ์	ข้อดี	ข้อเสีย
โอโซน (O ₃)	<ol style="list-style-type: none"> 1. ออกซิไดซ์อย่างรุนแรง 2. ไม่เกิดรูป THM และ TOX 3. ไม่มีปัญหาเรื่องรส, กลิ่น 4. มีผลต่อค่า pH เล็กน้อย 5. ช่วยในการตกตะกอน 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ครึ่งชีวิตสั้น 2. ต้องสร้าง ณ ที่ใช้งาน 3. ใช้พลังงานมากกว่า 4. บางส่วนมีผลต่อสิ่งมีชีวิต 5. การกำเนิดซับชีออนและท่อส่งก๊าซมักเกิดสนิม
ออกซิเจน (O ₂)	<ol style="list-style-type: none"> 1. ง่ายต่อการส่งผ่าน 2. ไม่มีผลภายหลัง 3. ไม่เป็นพิษ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ออกซิเจนไม่ดี 2. ทำให้เกิดสนิมได้
คลอรีน (Cl)	<ol style="list-style-type: none"> 1. ออกซิไดซ์อย่างรุนแรง 2. ง่ายต่อการใช้ 3. คู่กันเคยกันดี 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ทำให้เกิดผลกระทบตามมาคือ สารประกอบคลอรีน 2. มีผลต่อรสและกลิ่น 3. ต้องคำนึงถึงค่า pH ด้วย
ปอร์ตสเซียมเปอร์มันแกนด์ (KMnO ₂)	<ol style="list-style-type: none"> 1. ง่ายต่อการใช้ 2. ไม่ก่อให้เกิด THM 	<ol style="list-style-type: none"> 1. การออกซิไดซ์ต่ำ 2. ทำให้น้ำมีสีชมพู
คลอรีนไดออกไซด์ (ClO ₂)	<ol style="list-style-type: none"> 1. ออกซิไดซ์อย่างรุนแรง 2. ไม่ก่อให้เกิด THM 3. ไม่มีผลต่อ pH 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ก่อให้เกิด TOX 2. ก่อให้เกิด ClO₃, ClO₂ 3. ต้องสร้าง ณ ที่ใช้งาน 4. ก่อให้เกิดกลิ่น ไฮโดรคาร์บอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 การบำบัดทางเคมี

ส่วนใหญ่จะใช้กำจัดสารอินทรีย์ วิธีการที่ใช้บำบัดประเภทนี้มีหลายวิธี เช่น การทำให้เป็นกลาง (Neutralization), การทำให้เกิดตะกอน (Precipitation), การออกซิเดชัน-รีดักชัน (Oxidation-Reduction), และการคลอรีนชัน (Chlorination) เป็นต้น

1.2.1 การแยกสลายด้วยน้ำ (Hydrolysis) หมายถึง การย่อยสลายหรือทำให้สลายตัวด้วยการทำปฏิกิริยาเคมีกับน้ำ ถึงแม้ว่าน้ำจะเป็นตัวกระทำหลักในการก่อให้เกิดการแยกสลายแต่วิธีในเชิงการค้ามักนิยมเอาการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ และความดันมาใช้ควบคู่กันเพื่อส่งเสริมให้เกิดปฏิกิริยาเป็นไปได้อย่างขึ้นและยังมีตัวเร่งปฏิกิริยาต่างๆ เช่น กรด, ด่าง และเอนไซม์ เป็นต้น เข้ามาช่วยอีกด้วย

1.2.2 การเติมโอโซน (Ozonation) วิธีการเติมโอโซนอาศัยหลักของการออกซิไดซ์ จะเกี่ยวข้องกับ การบำบัดด้วยก๊าซโอโซน (O_3) ซึ่งเป็นก๊าซที่มีความสามารถในการทำปฏิกิริยาได้สูง ก๊าซโอโซนเป็นก๊าซที่ไม่สามารถเคลื่อนย้ายหรือเก็บรักษาได้ เพราะมันจะแตกตัวเป็นก๊าซออกซิเจนอย่างรวดเร็ว ดังนั้นจึงจำเป็นต้องผลิตแล้วใช้ทันทีใกล้กับบริเวณที่ต้องการใช้ ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้ต้องมีเครื่องผลิตโอโซนราคาสูง ซึ่งมักจะทำงานผ่านขดลวดไฟฟ้าที่เป็นตัวปลดปล่อยไปยังก๊าซออกซิเจน นอกจากนี้เพื่อที่จะให้มีกำลังการออกซิไดซ์สูงมากก๊าซโอโซนจึงมีคุณสมบัติในการต่อต้านไวรัสแบคทีเรีย ด้วยเหตุที่ก๊าซโอโซนมีคุณสมบัติในการทำลายเชื้อและกำลังในการออกซิไดซ์อยู่ในตัว จึงเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน

1.2.3 โฟโตไลซิส (Photolysis) เป็นวิธีการแยกสลายพันธะทางเคมี ด้วยแสงอัลตราไวโอเล็ต ซึ่งเทคโนโลยีนี้ถูกนำไปใช้ควบคู่กับกระบวนการเติมคลอรีน

1.3 การบำบัดทางชีววิทยา

การบำบัดน้ำด้วยวิธีนี้ เป็นวิธีที่ใช้กันมากที่สุดในการทำกำจัดสารอินทรีย์ออกจากร่างน้ำจุลินทรีย์ซึ่งส่วนใหญ่เป็นแบคทีเรีย จะทำลายนสารอินทรีย์ในน้ำเสียด้วยปฏิกิริยาเคมี แบบใช้ออกซิเจนอิสระและแบบไม่ใช้ออกซิเจนอิสระ ดังนั้น การบำบัดน้ำด้วยวิธีชีววิทยาจึงแบ่งตามปฏิกิริยาชีวเคมีออกได้เป็น

1.3.1 การบำบัดแบบแอนแอโรบิก (Anaerobic treatment) เป็นวิธีบำบัดโดยใช้แบคทีเรียเป็นตัวกำจัดสารอินทรีย์โดยไม่ใช้ออกซิเจนอิสระในการทำปฏิกิริยาชีวเคมี

1.3.2 การบำบัดแบบแอโรบิก (Aerobic treatment) เป็นวิธีบำบัดโดยใช้แบคทีเรียเป็นตัวกำจัดสารอินทรีย์โดยใช้ออกซิเจนอิสระในการทำปฏิกิริยาชีวเคมี

บทที่ 2

การกำเนิดโอโซน (Ozone Generation)

2.1 แหล่งที่มา

2.1.1 เกิดตามธรรมชาติ เกิดจากการรวมตัวกันของโมเลกุลของก๊าซออกซิเจน โดยมีรังสีอัลตราไวโอเล็ตที่มีความยาวคลื่นน้อยกว่า 242 นาโนเมตร เป็นตัวเร่งปฏิกิริยา ทำให้เกิดพลังงานที่จะดึงเอาโมเลกุลของก๊าซออกซิเจนให้แตกตัวเป็นอะตอมของออกซิเจน 2 อะตอม และเมื่ออะตอมของออกซิเจน 1 อะตอมพบกับ โมเลกุลของก๊าซออกซิเจนจะเกิดการรวมตัวดังสมการ



ก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้นนี้สามารถดูดกลืนรังสีอัลตราไวโอเล็ต แล้วแตกตัวกลายเป็นออกซิเจนและรวมตัวกับอะตอมของออกซิเจน กลายเป็นก๊าซโอโซนได้อีก โคนรังสีอัลตราไวโอเล็ตเป็นตัวเร่งปฏิกิริยาซึ่งจะเกิดขึ้นไปได้เรื่อยๆ โดยไม่มีที่สิ้นสุดแบบปฏิกิริยาลูกโซ่ ก๊าซโอโซนยังสามารถเกิดได้เองในอากาศจากพายุฝนฟ้าคะนองหรือจากฟ้าแลบ ได้อีกด้วย กระบวนการเกิดปฏิกิริยาดังกล่าวนี้เรียกว่าขบวนการโฟโตเคมีคอล (Photochemical Process) ซึ่งเป็นปฏิกิริยาที่ทำให้เกิดก๊าซโอโซนและสลายตัวพร้อมกัน และในที่สุดปฏิกิริยาของก๊าซโอโซนก็จะอยู่ในสภาวะสมดุลโดยที่อัตราการเกิดและสลายตัวเท่ากัน

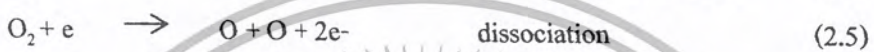
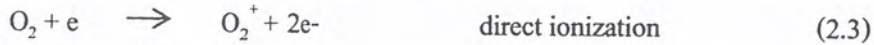
2.2.1 เกิดจากการกระทำของมนุษย์ ก๊าซโอโซนถูกผลิตขึ้นมาเพื่อใช้ประโยชน์ในด้านต่างๆ เช่น การกำจัดน้ำเสียและใช้ฆ่าเชื้อ การเตรียมก๊าซโอโซนที่สะดวกที่สุดใช้ไฟฟ้า silent electrical discharge กระทำกับอากาศหรือก๊าซออกซิเจนซึ่งก๊าซออกซิเจนบางส่วนเท่านั้นที่กลายเป็น โอโซน ถ้าใช้อากาศเรียกก๊าซผสมนี้ว่า โอโซนไนซ์แอร์ (Ozonised air) ถ้าใช้ก๊าซออกซิเจนก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้นจะปนอยู่กับก๊าซออกซิเจนที่เหลือ เรียกว่า ozonised oxygen เครื่องมือที่ใช้เตรียมก๊าซโอโซนด้วยวิธีนี้เรียกว่า โอโซนไนเซอร์ (ozonizer)

2.2 การสังเคราะห์ก๊าซโอโซน

2.2.1 การสังเคราะห์ก๊าซโอโซนโดยใช้สนามไฟฟ้าของลวดโคโรน่า

ก๊าซโอโซนเกิดจากปรากฏการณ์โคโรน่าของก๊าซออกซิเจน โดยการป้อนก๊าซออกซิเจนผ่านเข้าไปในสนามไฟฟ้าแรงสูง (High Voltage) ทำให้โมเลกุลของออกซิเจนแตกตัวเนื่องจากความเครียดของสนามไฟฟ้าแรงสูงกลายเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยว และปล่อยออกซิเจนออกมา ก๊าซออกซิเจนจะถูกเปลี่ยนเป็นก๊าซโอโซนตามขั้นตอนต่อไปนี้ คือ

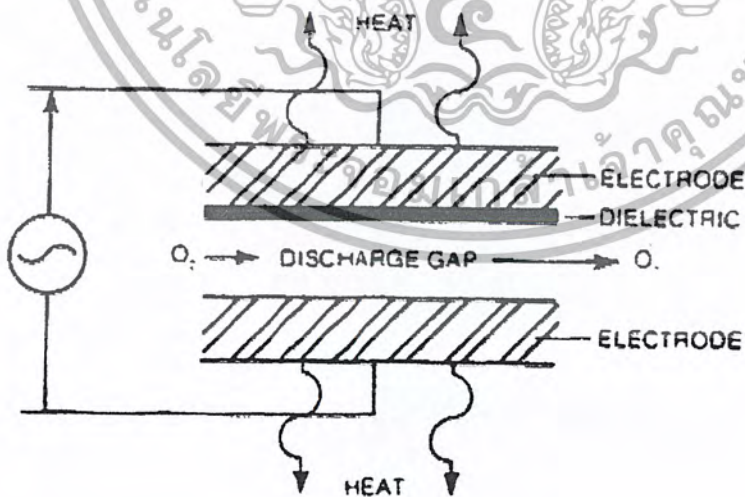
ขั้นที่ 1 การทำให้โมเลกุลของออกซิเจนแตกตัวเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยว



ขั้นที่ 2 การรวมตัวของอะตอมของออกซิเจนเป็น โมเลกุลโอโซน



รูปที่ 2.1 แสดงหลักการทำงานของเครื่องสังเคราะห์ก๊าซโอโซนที่ใช้ปรากฏการณ์โคโรน่าทำให้โมเลกุลของออกซิเจนแตกตัว และรวมตัวใหม่ได้เป็น โมเลกุลก๊าซโอโซน



รูปที่ 2.1 แสดงหลักการทำงานของเครื่องสังเคราะห์ก๊าซโอโซนโดยใช้หลักการโคโรน่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าที่ใช้มีความสำคัญในการสังเคราะห์ไอโซน โดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้จะมีความสัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างขั้วของอิเล็กโตรด และความดันตามสมการ

$$V = k_1 p g \quad (2.8)$$

เมื่อ

V = แรงดันไฟฟ้า

p = ความดันของอากาศที่ผ่านช่องระหว่างอิเล็กโตรดกับโคอิเล็กตริก

g = ระยะระหว่างอิเล็กโตรดกับโคอิเล็กตริก

k_1 = ค่าคงที่

ในการทำงานเดียวกันความสามารถในการสังเคราะห์ก๊าซไอโซนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความถี่และแรงดันกำลังสองแต่ละแปรผกผันกับความหนาของโคอิเล็กตริก ดังสมการ

$$\text{Yield} = k_2 (f e V)^2 / d \quad (2.9)$$

เมื่อ

f = ค่าความถี่

e = ค่าคงที่โคอิเล็กตริก

d = ความหนาของโคอิเล็กตริก

k_2 = ค่าคงที่

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวพบว่า ปัญหาในการออกแบบเครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโซน คือต้องพยายามทำให้ผนังโคอิเล็กตริกบางที่สุดเท่าที่จะทำได้ และต้องสามารถทนแรงดันได้สูง ในขณะเดียวกันเพื่อให้ได้ก๊าซไอโซนในปริมาณมากจะต้องเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้สูงด้วย เพราะยิ่งแรงดันไฟฟ้ามีค่าสูงยิ่งทำให้ความสามารถในการสังเคราะห์ก๊าซไอโซนสูงตามไปด้วย แต่ถ้าแรงดันสูงสารโคอิเล็กตริกที่ใช้จะเสียหายได้ง่ายขึ้น ในปัจจุบันนิยมเพิ่มปริมาณก๊าซไอโซนที่สังเคราะห์โดยเพิ่มความถี่ของกระแสที่ใช้ เพิ่มคุณภาพของสารโคอิเล็กตริกให้ดีขึ้น และให้สามารถระบายความร้อนออกจากเซลล์สังเคราะห์ได้ดีขึ้น ซึ่งมีผลทำให้ปริมาณก๊าซไอโซนที่สังเคราะห์ได้มีปริมาณเพิ่มขึ้นด้วย

ในปัจจุบันเครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโซนที่ใช้หลักการนี้มีอยู่ 3 ชนิดด้วยกันคือ แบบออกโตเพลต (Otto Plate) แบบท่อ (Tube) และแบบโลเธอร์เพลต (Lowther Plate)

1. แบบออกโตเพลตถูกออกแบบขึ้นตั้งแต่ปี ค.ศ. 1905 แบบนี้มีประสิทธิภาพไม่ดีแต่ยังมีใช้กันอยู่ในบางส่วนของตะวันตก ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบบท่อจะประกอบไปด้วยหลอดหลายหลอด อิเล็กโตรดข้างนอกจะเป็นท่อสแตนเลส สตีลและระบายความร้อนด้วยน้ำที่อยู่รอบๆท่อ ท่อแก้วที่อยู่ตรงกลางจะมีการเคลือบผิวด้วยตัวนำไฟฟ้าแรงดันสูง จะถูกป้อนเข้าระหว่างตัวนำที่เคลือบอยู่ด้านนอกของหลอดแก้วกับท่อเหล็กด้านนอก อากาศหรือก๊าซออกซิเจนจะถูกส่งผ่านระหว่างช่องว่างนั้น การสังเคราะห์ก๊าซโอโซน โดยวิธีนี้สามารถออกแบบได้หลายรูปแบบ ทำให้เป็นที่นิยมใช้ในปัจจุบัน



รูปที่ 2.2 เครื่องสังเคราะห์ก๊าซโอโซนแบบออกโตเพลต

3. แบบโลเธอร์เพลตเป็นแบบใหม่ที่ปรับปรุงขึ้นมา วิธีนี้จะใช้การระบายความร้อนด้วยอากาศ (สองแบบแรกจะใช้น้ำระบายความร้อน) อิเล็กโตรดเคลือบเซรามิกซ์ หรือยางซิลิโคน โดยเคลือบทั้งด้านนอกและด้านในท่อ ینگแบบนี้จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพสูง เซลล์สังเคราะห์ก๊าซโอโซนของเครื่องแบบโลเธอร์เพลต

2.3 อุณหภูมิกับการเกิดโอโซน

เมื่อความร้อนในหลอดกำเนิด โอโซนมีค่าเพิ่มมากขึ้น เนื่องมาจากการแผ่ความร้อนออกมาจากการเกิดปรากฏการณ์โคโรนาจะทำให้ปริมาณ โอโซนมีค่าลดลง ถ้าปริมาณความร้อนมีค่าสูงจนเกินไปคั้งนั้นการระบายความร้อนจึงเป็นสิ่งจำเป็นในการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพให้หลอดกำเนิดโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การใช้โอโซนในการบำบัดน้ำเสีย

ก๊าซโอโซน (O_3) คือ ก๊าซออกซิเจนซึ่งถูกปรับปรุงโครงสร้างให้มีพลังงานมากขึ้นเมื่อถูกอัดให้มีความหนาแน่นสูงขึ้นจะเป็นก๊าซที่มีสีน้ำเงินสามารถมองเห็นได้อย่างชัดเจน ก๊าซโอโซนมีแนวโน้มจะสลายตัวเองกลายเป็นออกซิเจนได้ง่ายเมื่อโดนความร้อน ทำให้ไม่สามารถผลิตก๊าซโอโซนให้มีความหนาแน่นสูงๆและเก็บไว้ได้นานๆ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการผลิตโอโซน ณ แหล่งที่จะใช้งานนั้นเลย คุณสมบัติประการหนึ่งของโอโซน คือ เป็นตัวออกซิไดซ์ที่รุนแรงมาก โอโซนจะทำการออกซิไดซ์หรือเติมก๊าซออกซิเจนให้กับสารประกอบทางเคมีได้หลายชนิด ซึ่งคุณสมบัติพิเศษนี้เองที่มีส่วนในการนำไปใช้ในการบำบัดน้ำ โดยสารที่ไม่ต้องการจะถูกออกซิไดซ์และสามารถกำจัดไปได้ ประโยชน์ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือสิ่งหลงเหลือในน้ำจะมีเพียงก๊าซออกซิเจนเท่านั้น นอกจากนี้โอโซนยังสามารถฆ่าเชื้อโรคได้และช่วยทำให้น้ำที่บำบัดมีรสดี ไม่มีกลิ่นและไม่มีสีหลงเหลืออยู่

3.1 คุณสมบัติของก๊าซโอโซน

- ก๊าซโอโซนบริสุทธิ์จะมีสีน้ำเงินแก่ มีกลิ่นคล้ายคลอรีนจางๆ จะปวดศีรษะ
- โอโซนละลายน้ำได้มากกว่าออกซิเจน
- เมื่ออยู่ในสภาวะที่เป็นก๊าซบริสุทธิ์จะเสถียรภาพดีพอสมควร แต่ถ้ามีสารอินทรีย์ปนอยู่ในน้ำแล้วโอโซนจะสลายตัวเป็นออกซิเจนได้ง่าย ถ้าผสมอยู่กับอากาศจะค่อยๆกลายเป็นออกซิเจน ถ้าอุณหภูมิถึง 300 องศาเซลเซียส จะสลายตัวอย่างรวดเร็ว
- ไม่มีสีแต่กลิ่นฉุน
- พบมากในชั้นบรรยากาศ Stratosphere
- มีค่า Oxidation Potential สูงถึง 2.07 V แต่คลอรีนมีค่า Oxidation Potential เพียง 1.36 V
- การละลายของโอโซนเกิดได้ที่อุณหภูมิต่ำ
- สามารถคงตัวได้นาน pH ต่ำ
- สามารถฆ่าไวรัสและแบคทีเรียได้
- สามารถออกซิไดซ์กับสารอื่นได้เป็นอย่างดี
- มีน้ำหนักโมเลกุล 48.00 ความสามารถในการละลายน้ำที่ความดัน 1 บรรยากาศ 25 °C คือ 6 mg/l จุดเดือด - 112 °C จุดหลอมเหลว - 125 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ข้อดีของการนำก๊าซโอโซนมาใช้ในการบำบัดน้ำเสียแทนคลอรีน

3.2.1 ประหยัดพลังงานความร้อนที่ใช้ในการกระตุ้นปฏิกิริยา Ozonization

โดยทั่วไปก๊าซโอโซนสามารถละลายน้ำได้ดีที่อุณหภูมิต่ำกว่า 35 องศาเซลเซียส ดังนั้น ปฏิกิริยา Ozonization ของก๊าซโอโซนในน้ำเสียจึงเกิดได้ที่อุณหภูมิต่ำ ระบบจึงไม่ต้องเสียพลังงานความร้อนในการเพิ่มอุณหภูมิเลย

3.2.2 ง่ายและสะดวกต่อการสลายก๊าซโอโซนที่เหลือจากการใช้งาน

เนื่องจากก๊าซโอโซนมีวงจรชีวิตสั้น จึงทำให้โอโซนสลายตัวได้อย่างรวดเร็วเมื่อได้รับความร้อนเพียงเล็กน้อย

3.2.3 ก๊าซโอโซนมีความสามารถในการออกซิไดซ์ดีกว่าคลอรีน

เนื่องจากก๊าซโอโซนมีค่า Oxidation Potential สูงกว่าคลอรีนถึง 1.52 เท่า ดังนั้นก๊าซจึงสามารถออกซิไดซ์สารประกอบที่มีพิษ ในน้ำเสียได้ดีกว่าคลอรีน โดยก๊าซโอโซนจะสามารถออกซิไดซ์ได้ทั้งสารประกอบ Organic และ Inorganic

ก๊าซโอโซนสามารถออกซิไดซ์สาร Inorganic ที่มีอยู่ในน้ำเสียได้ โดยก๊าซโอโซนจะออกซิไดซ์ไอออนของโลหะ

โอโซนจึงสามารถออกซิไดซ์ไอออนของโลหะที่ละลายอยู่ในน้ำให้มีเลขออกซิเดชันเพิ่ม แล้วเกิดเป็นสารประกอบตัวอื่นที่ไม่ละลายน้ำแล้วตกตะกอนแยกออกมาจากสารละลาย

3.2.4 สามารถกำจัดสีได้ดี

ในสารประกอบ Organic Compound ที่เป็น Polycyclic บางตัวมีหมู่โคโรลอร์ คือ เป็นหมู่ function group ที่ไม่อมตัวซึ่งสามารถดูดกลืนแสงในช่วง UV Visible ได้ทำให้สารประกอบที่มีหมู่โคโรลอร์นี้ให้สีได้

เนื่องจากก๊าซโอโซนสามารถออกซิไดซ์หมู่โคโรลอร์ได้ คือ ไปทำลายพันธะคู่ของมัน ทำให้สารประกอบที่มีหมู่โคโรลอร์ให้ไม่ได้อีกต่อไปทำให้สามารถกำจัดสีในน้ำเสียได้

3.2.5 สามารถกำจัดกลิ่นได้ดี

ในสารประกอบ Inorganic และ Organic บางตัวจะมี Sulphur และ Nitrogen ซึ่งเป็นสารที่มีกลิ่นเหม็นทำให้สามารถกำจัดกลิ่นในน้ำเสียได้

3.2.6 ควบคุมการเจริญเติบโตของพืชน้ำ (Algae) ได้

พืชน้ำที่มีอยู่ในน้ำเสียนี้เป็นตัวกำเนิดกลิ่น ชอบอยู่ที่อุณหภูมิอุ่นประมาณ 35 – 40 องศาเซลเซียส และอาหารของมันคือ Organic Compound

ก๊าซโอโซนไม่สามารถกำจัดพืชน้ำโดยตรงได้ เนื่องจากพืชน้ำสามารถสร้างภูมิคุ้มกันตัวมันเองตลอดเวลา แต่ก๊าซโอโซนสามารถออกซิไดซ์สาร Organic Compound ที่เป็นอาหารของมันทำให้พืชน้ำหยุดการเจริญเติบโตและตายไปในที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.7 สามารถแยกของแข็งแขวนลอย (Suspended solids) ออกได้

ในน้ำเสียมีอนุภาคคอลลอยด์ที่มีขนาดเล็กเป็นประจุอยู่ตามผิว เมื่อน้ำมีประจุเป็นกลางอนุภาคพวกนี้จะจับตัวเป็นกลุ่มลอยขึ้นมา ซึ่งโอโซนจะทำหน้าที่เป็นตัว Flocculant ทำให้ผิวของน้ำที่มีประจุเป็นกลาง อนุภาคต่างๆก็จะลอยขึ้นมารวมกันเป็นกลุ่มและสามารถแยกออกมาโดยการตกตะกอน กรองหรือช้อนออก

3.2.8 มีความปลอดภัยมากกว่าคลอรีน

เนื่องจากเมื่อคลอรีนเข้าไปออกซิไดซ์สาร Organic Compound บางตัวแล้วทำให้เกิดสารประกอบ Chlorinate ที่เป็นพิษขึ้น แต่เมื่อใช้ก๊าซโอโซนเป็นตัวออกซิไดซ์แล้วจะไม่เกิดสารประกอบที่เป็นพิษแบบ Chlorinate ขึ้นเลย

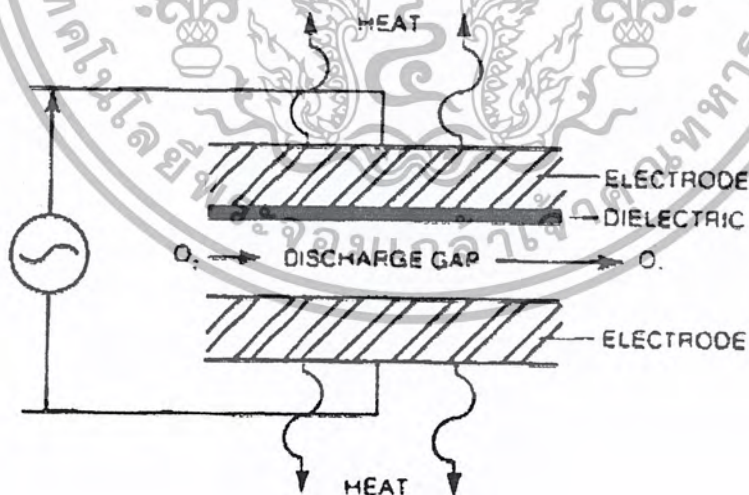
3.3 ระบบบำบัดน้ำด้วยโอโซน

3.3.1 การบำบัดอากาศที่ถูกป้อนเข้าไป

ในขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนที่ทำการป้อนอากาศไปยังหลอดกำเนิดโอโซน ซึ่งจะมีการกำจัดอนุภาคแปลกปลอมในอากาศ ความชื้น ก่อนที่จะส่งไปยังหลอดกำเนิดโอโซน

3.3.2 การกำเนิดก๊าซโอโซน

ในขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนที่ทำการสร้างก๊าซโอโซน (O_3) จากอากาศที่ป้อนเข้ามา โดยทำการเปลี่ยนก๊าซออกซิเจน (O_2) ในอากาศให้เป็นก๊าซโอโซน (O_3) โดยใช้ Corona discharge ozone generator



รูปที่ 3.1 แสดง Corona discharge ozone generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเป็นการอัดอากาศเข้าไประหว่างขั้วอิเล็กโทรด 2 ขั้วที่ค่าความต่างศักย์ของสนามไฟฟ้าค่าสูง เพื่อจากสนามไฟฟ้าค่าสูงจะทำให้อะตอมของก๊าซออกซิเจนแตกตัวจากนั้นออกซิเจนที่แตกตัวออก (O) จะไปรวมตัวกับก๊าซออกซิเจน (O_2) กลายเป็น ก๊าซโอโซน (O_3) ซึ่งในขั้นตอนนี้จะเห็นได้ว่ามีพลังงานความร้อนแผ่ออกมา ซึ่งถ้ามีค่าพลังงานความร้อนมากเกินไปความร้อนนั้นจะไปสลายก๊าซโอโซนได้ ดังนั้นในขั้นตอนนี้จึงควรมีสารหล่อเย็นอยู่ด้วยเพื่อลดปริมาณความร้อนที่อาจเกิดขึ้นได้

ในขั้นตอนนี้ การสร้างสนามไฟฟ้าค่าสูงจะสร้างจากการป้อนความต่างศักย์ไฟฟ้าค่าสูงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง (Switching Power Supply High Voltage)

3.3.3 การติดต่อกันระหว่างน้ำที่จะทำการบำบัดกับก๊าซโอโซน (O_3)

ในขั้นตอนนี้จะเป็นขั้นตอนที่เกิดปฏิกิริยา Ozonization ขึ้นซึ่งก๊าซโอโซนและน้ำจะถูกผสมกันโดยวิธีทางเชิงกลหลายวิธี เช่น การใช้ Turbine, Diffusers, Injection เป็นต้น

วิธีที่นิยมนำมาใช้มากที่สุดคือการผสมแบบ Turbine (กึ่งหันน้ำ) เพราะให้ประสิทธิภาพในการส่งก๊าซดีมาก นอกจากนี้การสัมผัสระหว่างก๊าซโอโซนและน้ำเกิดขึ้นได้มาก โดยให้ค่าประสิทธิภาพมากถึง 90%

3.3.4 การทำลายโอโซน

ในขั้นตอนนี้เป็นการกำจัดก๊าซโอโซนที่เหลือจากการบำบัดน้ำ เนื่องจากโอโซนเป็นตัวออกซิไดซ์ที่รุนแรงสามารถกัดกร่อนโลหะ และเป็นอันตรายต่อมนุษย์ได้เมื่อมีความเข้มข้นสูงถึง 100-200 ppm ซึ่งวิธีการทำลายโอโซนมีหลายวิธีดังนี้

1. reinfecation (การนำกลับมาใช้ใหม่)
2. การให้ความร้อน (อาจจะเป็น UV ก็ได้) เพื่อทำให้เกิด autodecomposition
3. dilution คือ การทำให้เจือจางกับอากาศ
4. catalytic reduction with metal oxide

บทที่ 4

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิง Switching Power Supply High Voltage

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปไม่ว่าจะเป็นระบบวงจรอนาล็อก หรือดิจิทัลก็ตามย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

1. สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างพอเพียงพอ โดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไว้ได้
2. มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)
3. สามารถจ่ายแรงดันและกระแสออกมาหลายๆระดับ
4. ขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา
5. ประสิทธิภาพสูง
6. ราคาถูก

ซึ่งจากที่กล่าวมานี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบและอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพงนัก แต่ก็มีข้อเสียคือถ้าต้องการแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นขนาดของแหล่งจ่ายต้องมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้เป็นหม้อแปลงความถี่ต่ำจึงมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงมาก และข้อเสียอีกข้อคือ มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ

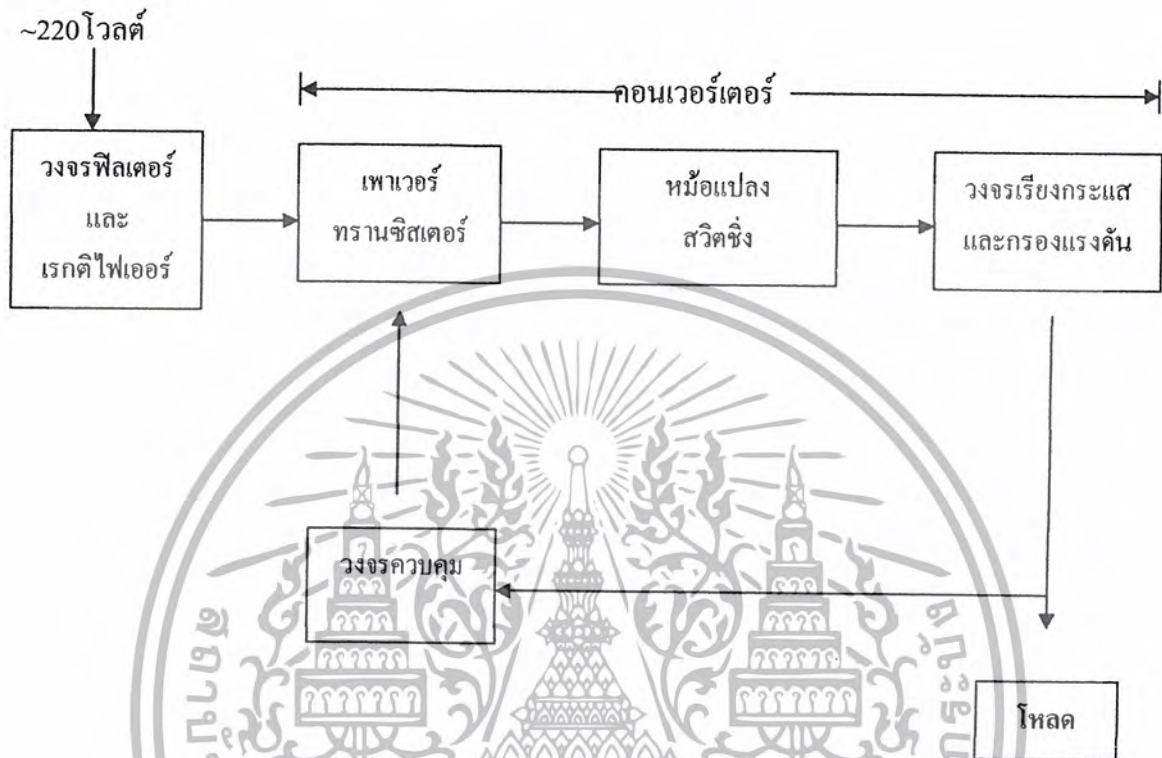
แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง จะมีการเปลี่ยนระดับแรงดันระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่งด้วยวงจร dc-to-dc Converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟตและอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อ โดยอุปกรณ์ต่างๆเหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอกทีฟจึงทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแส

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงและต้องการขนาดเล็กและกะทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์, โทรศัพท์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นสวิตซ์ซึ่งแต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์ซึ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อ เมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นคือ

1. อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพง และอุปกรณ์บางชิ้นหายาก โดยเฉพาะภายในประเทศ
2. การออกแบบมีความยุ่งยากมากกว่า

4.1 หลักการทำงานโดยทั่วไปของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกัน สำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไปแสดงในรูปดังนี้ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

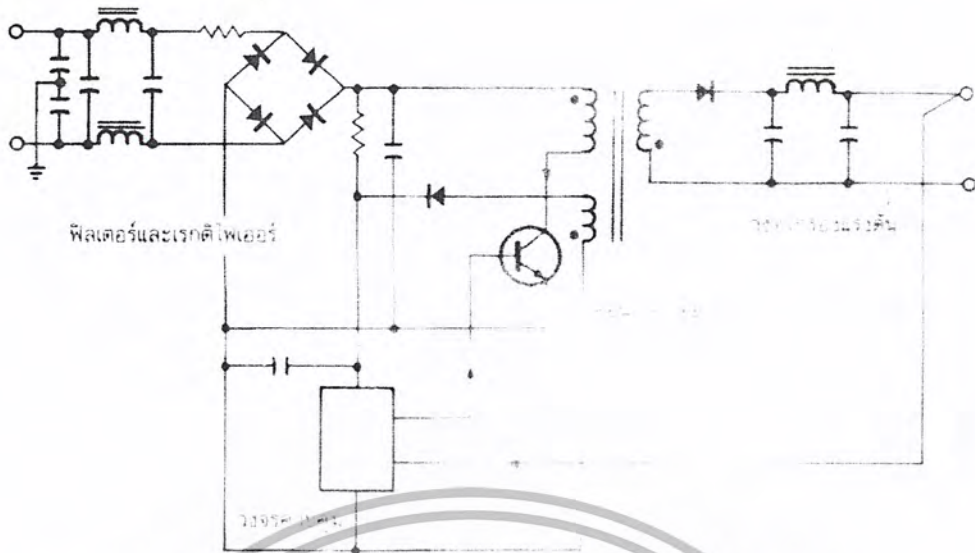
หัวใจสำคัญของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากทั้งเป็นตัวลดทอนแรงดัน และคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่างๆจะทำงานเป็นลำดับดังนี้

คอนแรกจะเปลี่ยนแรงดัน ไฟสลับ 220 โวลต์ไปเป็นแรงดันไฟตรง โดยจะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณและถูกเปลี่ยนแรงดันเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง โดยเพาเวอร์มอสเฟท จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆด้วยความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลง สวิตซ์เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสถียรก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้

นอกจากนี้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่นๆอีก เช่น วงจรถอง RFI วงจร

ป้องกันไฟกระชาก วงจรกำเนิดกระแส วงจรป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการจับวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 4.1

4.2 คอนเวอร์เตอร์ (Converter)

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โคนคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันออกไปการเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบใดนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

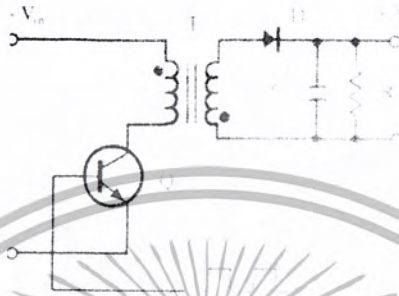
1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของตัวคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดก็ได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมากมาย ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

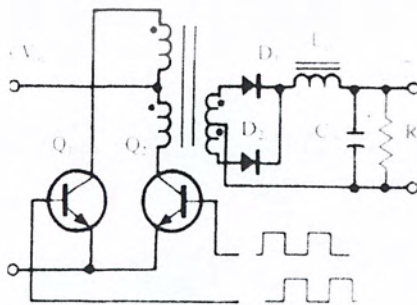
คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 ชนิดนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันมากเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษา คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ แสดงไว้ในรูปที่ 4.3 – รูปที่ 4.7



รูปที่ 4.3 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

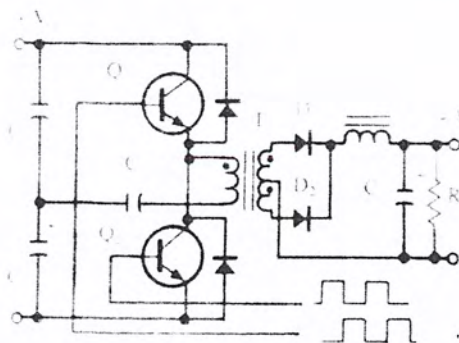


รูปที่ 4.4 ฟอรวอร์คคอนเวอร์เตอร์

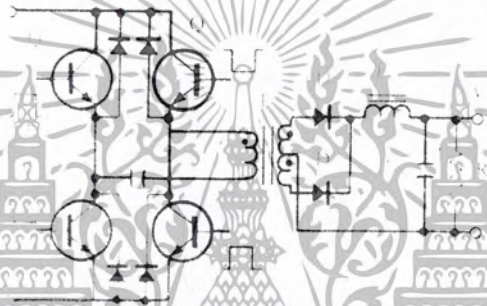


รูปที่ 4.5 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตอย่างองถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



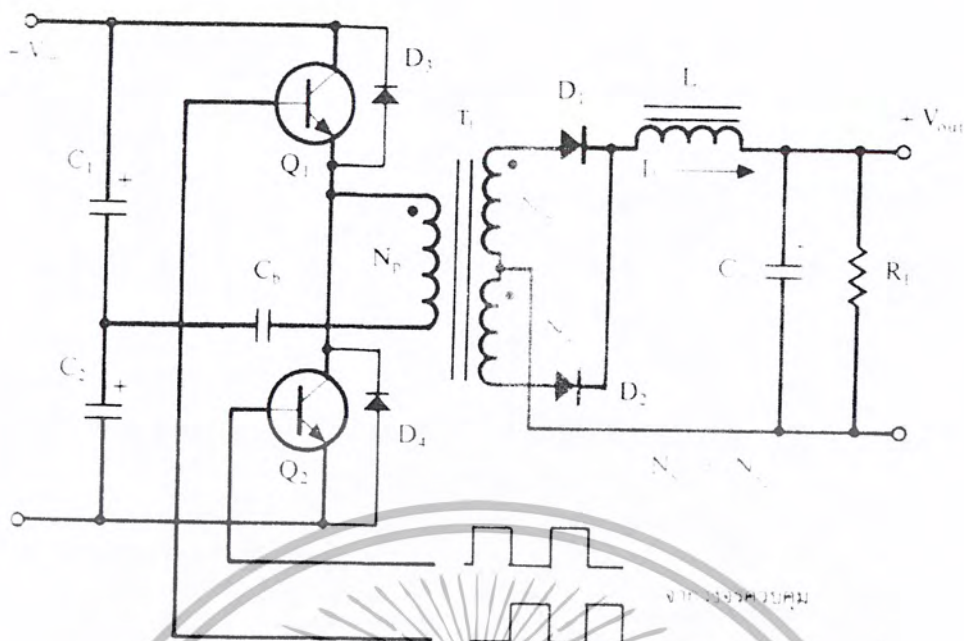
รูปที่ 4.7 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

4.2.1 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันกับ พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจับวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆเมื่อใช้กับแรงดันไฟสูงๆ เช่น ที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงได้มากกว่าทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

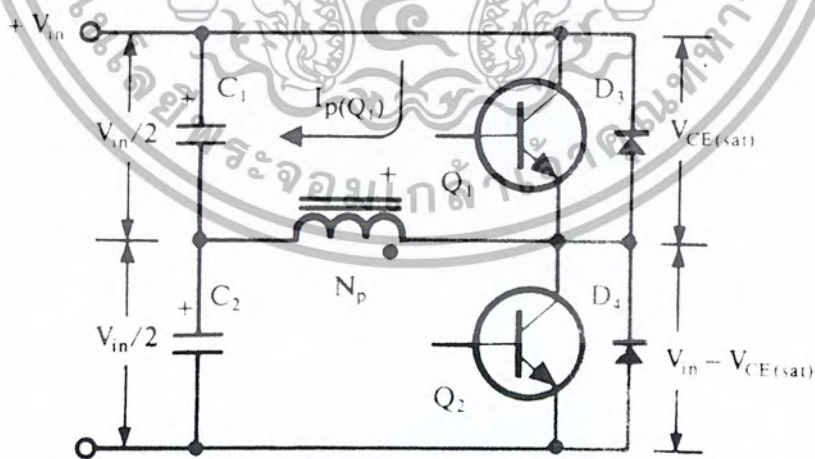
4.2.1.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4.8 การทำงานของวงจรเป็นดังนี้



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

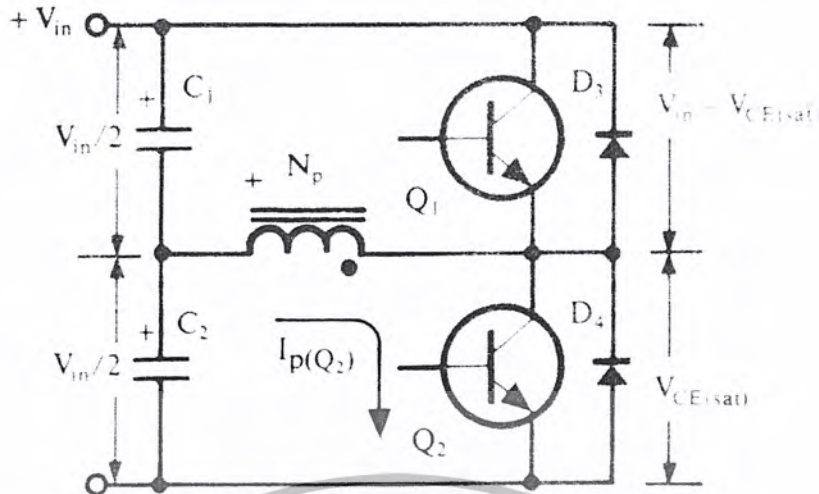
เนื่องจากตัวประจุ C_1 มีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับเวลาการทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากับอินพุตที่ต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันแรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงและเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_1 ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_1 นั้นโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 (ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$

และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 (ข) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$

และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสและ Q_2 ไม่นำกระแสแรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั้นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแสและ Q_1 ไม่นำกระแสแรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกันแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p ก็ยังมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1.0 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ที่ซักระยะจะมีลักษณะเดียวกันกับพวง-พลาคอนเวอร์เตอร์

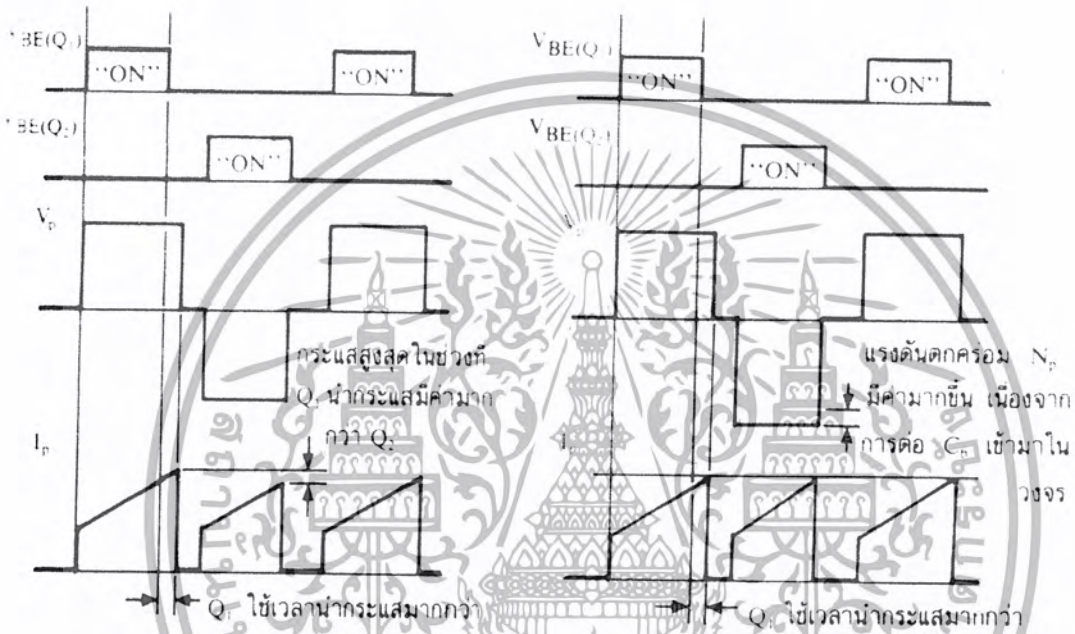
4.2.1.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการให้สมมาตรฟลักซ์เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้นมีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆนั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตช์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรกันของฟลักซ์ได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลาการนำกระแสไม่เท่ากันก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อมใน C_b นั่นคือหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_0 ดังนั้น เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_0 จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่าเท่ากันได้ และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 4.10 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_0 ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นจะเป็นไปในทางเดียวกัน



รูปที่ 4.10 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตร ฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกระแสมากกว่า Q_2 รูปที่ 4.10 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุ บลึอกถึง C_0 เข้ามาในวงจรเพื่อลดความไม่สมมาตรฟลักซ์

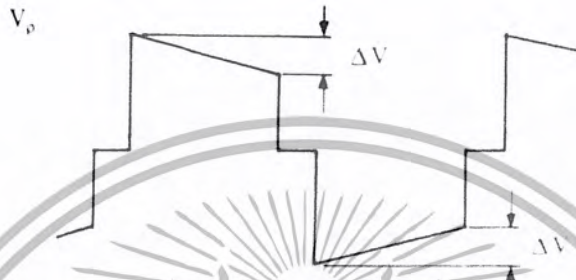
อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุบลึอกถึง C_0 เข้ามาในวงจรจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (D_{loop}) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_0 นั้นเอง (ดูรูป 4.11) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงเป็นต้องกำหนดค่า C_0 ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำสุดการกำหนดค่าของ C_0 อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = I_p(PK)(0.4T)/\Delta V \quad (4.1)$$

โดย $I_p(PK)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี

ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{in}/2$)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{loop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมของไฟโพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยก C_b คั้นเข้ามาในวงจร

4.2.1.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรในรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปก์ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปก์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส
2. ในกรณีที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟโพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด D_4 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโพรมารี และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกันเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้ง ไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดกาสตรัทไฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

4.2.1.4 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเวลาเมื่อ t_D เพื่อกำจัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(MAX)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ Q_1 และ Q_2 นั้นถ้าหาก Q_1 และ Q_2 นำกระแสพร้อมๆกันจะเกิดการลัดวงจรแรงดันอินพุททันที ซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่นๆในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q_1 และ Q_2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเมื่อ t_D เช่นเดียวกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนี้

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

4.2.1.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

1. แรงดันเอาต์พุท

แรงดันเอาต์พุทนั้นหาได้จากสมการฟูลคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรทำงานในลักษณะเดียวกันแต่ในกรณีฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุทจึงเป็น

$$V_{out} = (N_s/N_p)(V_{in}/2 - V_{CE(sat)})(t_{ON} - V_D)/(T/2) \quad (4.3)$$

2. กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2

การคำนวณค่าสูงสุด $I_{P(PK)}$ สามารถหาได้ตามสมการของฟูลคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท ดังนี้

$$I_{P(PK)} = \frac{P_{out} T}{2 \eta V_{in(min)} t_{ON(MAX)}} + \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)} t_{ON(max)})}{L_p} \quad (4.4)$$

ถ้ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าน้อย จะเห็นว่ากระแสสูงสุดที่ค่านไพรมารีของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็น 2 เท่าของฟูลคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน (แต่ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงแรงดันอินพุทซึ่งเป็นข้อได้เปรียบ)

3. อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s หาได้จากสมการที่ (4.3) ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in(max)} - V_{CE}}{(V_{out} + V_D)} \frac{t_{ON(MAX)}}{(T/2)} \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากขด ไพมารี N_p ของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ N_p จะหาได้จาก

$$N_p = \frac{(V_{in(min)}/2 - VCE_{(sat)})}{\Delta B_{max} * A_c} \times 10^5 \quad (4.6)$$

5.4 เอาต์พุต ไซค์ L_o และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_o

ค่าของเอาต์พุต ไซค์ L_o และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_o สามารถทำได้เช่นเดียวกับพวง-พูลคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรทางด้านเอาต์พุตเหมือนกัน

4.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

นอกจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

4.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

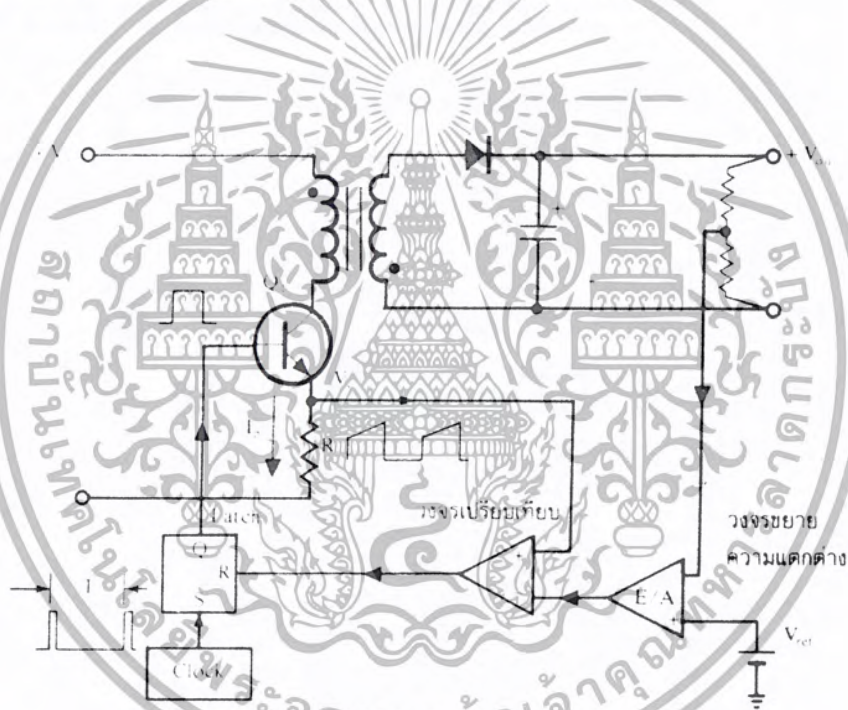
การทำงานของวงจรควบคุมใน โหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูป 4.12

จากรูปวงจรควบคุมและอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

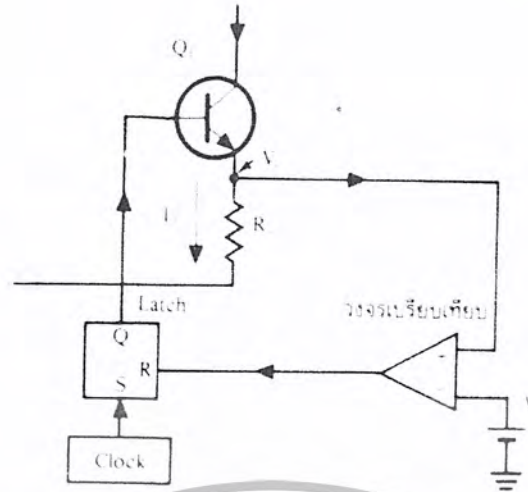
4.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสก็ยังต้องใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันเช่นกัน เช่นกับ รูปที่ 4.14 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูป 4.15 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีลักษณะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง

V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่ลาบเวลาครั้งที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแสเมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไฟรมาวีและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จำได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าค่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงนำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้ง ตามวงจรในรูปที่ 4.15 เมื่อคํวจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มขึ้นมาวงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าของแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะควบคุมค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุม ในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมจากแรงดัน ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ ด้วยการกำจัดค่ากระแสสูงสุดที่ขีดโพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

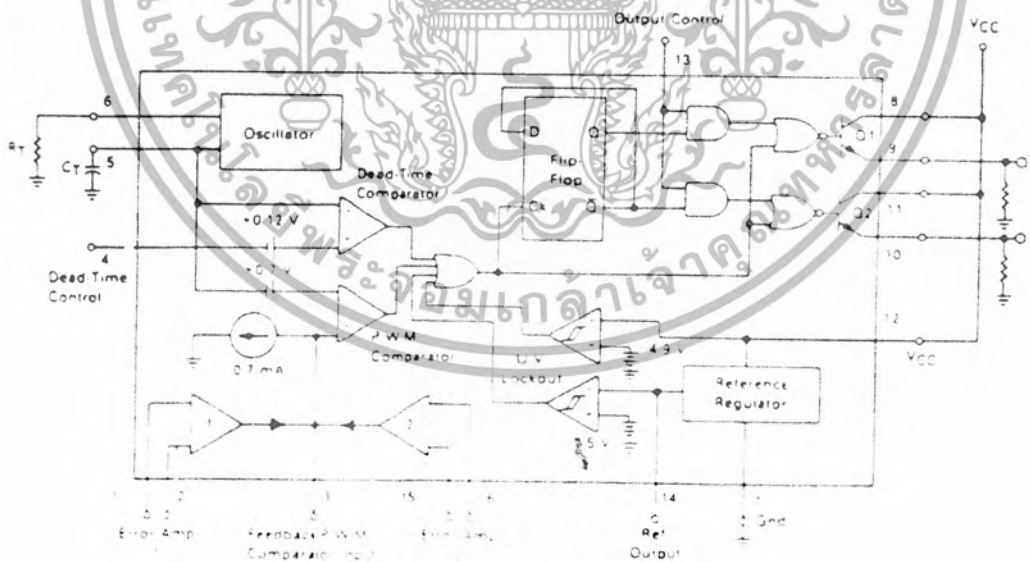
4. โดยการกำจัดกระแสสูงสุดที่ขีดโพรมารี ปัญหาการไม่สมมาตรพลักซ์แม่เหล็กของฟุช- ฟลุกคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น

5. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่าง ไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส ได้แก่ เบอร์ UC3843/3/4/5 MC34023/5 และ MC34129 เป็นต้น

4.4 การออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายด้วยไอซี TL 494

ไอซี TL 494 เป็น ไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานจากโหมดควบคุมแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

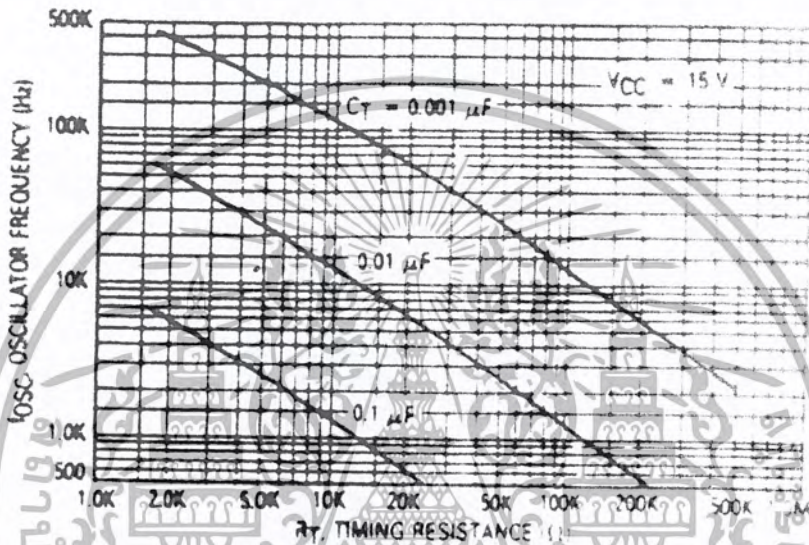
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดได้จากค่าของ R_T

และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = (R_T C_T) / 1.1$$



รูปที่ 4.18 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T , C_T ในการกำหนดความถี่

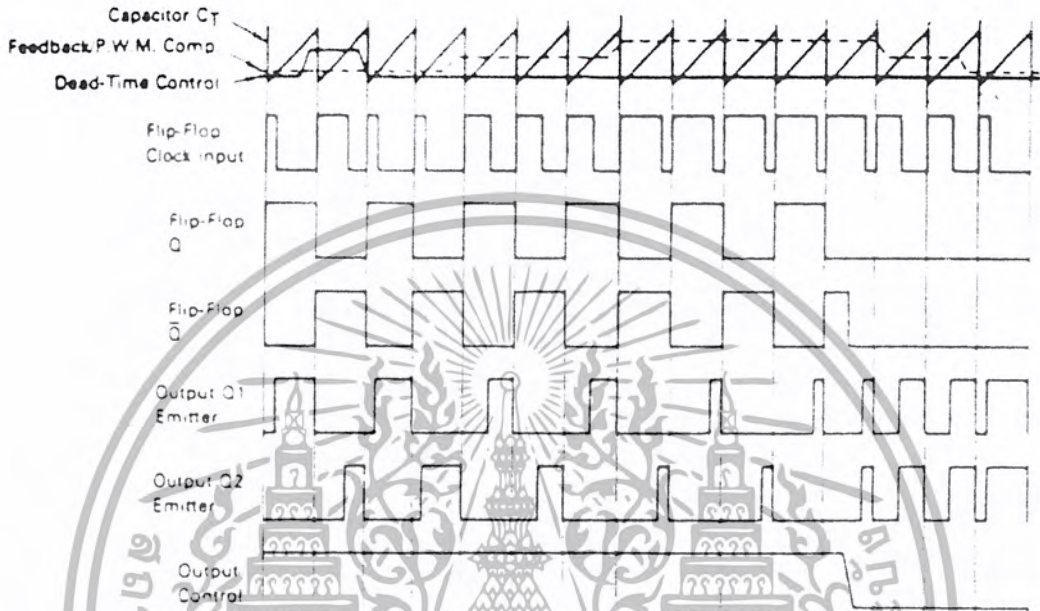
4.4.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความต่าง (Error amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน Nor Gate ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อ $C1$ ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "LOW" เท่านั้น ซึ่ง $C1$ จะเป็น LOW ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้นความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันหากมีค่าต่ำกว่า ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-0.3 ถึง $(V_{cc}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะในสถานะ High โดยต่อกันในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างของเอาต์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูปที่ 4.19 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

4.4.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead Time) T_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4% ของคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์อยู่ภายใน ดังนั้นช่วง t_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

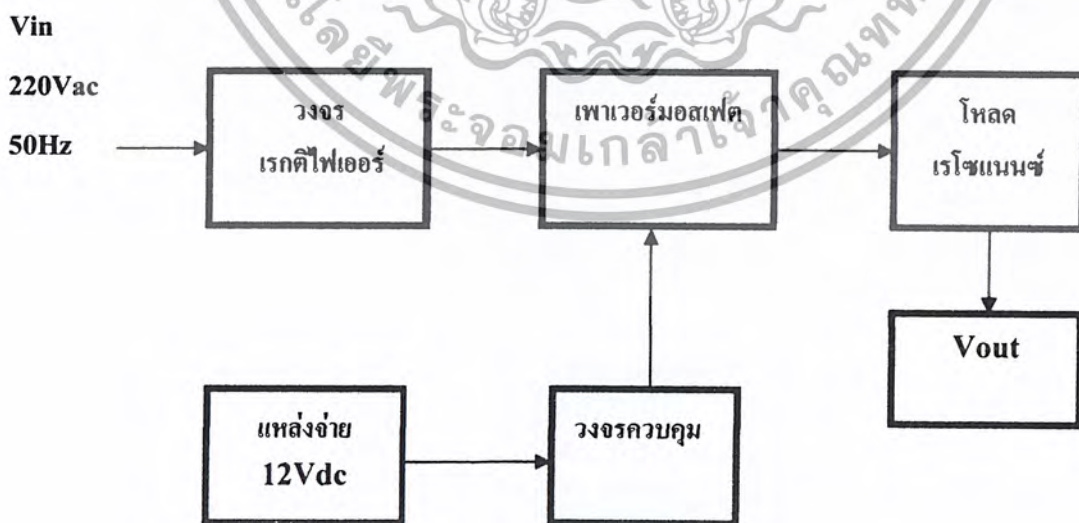
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกทำงานได้ที่ขา 13 โดยเฉพาะที่ C_T คิสซาร์จ เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C1 จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้าขา 4 Q1 และ Q2 จะสลับการทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พูล ในกรณีนี้ คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์(ขกเล็ก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้ คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสได้สูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

4.5 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตช์แรงดันสูง

สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไปมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกัน และไม่ซับซ้อนมากนัก สำหรับสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายในโครงงานนี้ มีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4.21 หัวใจสำคัญของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคอินเวอร์เตอร์ สำหรับในโครงงานนี้จะใช้เป็น วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์อินคอนเตอร์ ในการแปลงสัญญาณไฟตรงให้เป็นไฟสลับและค่าคงแรงดันเอาต์พุตได้ ซึ่งหลักการทำงานก็เหมือน วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ องค์ประกอบต่างๆ ของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายทำงานตามลำดับดังนี้



รูปที่ 4.21 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทำงานของวงจร

แรงดัน 220 โวลต์ ป้อนเข้ามาในวงจร แล้วถูกแปลงสัญญาณไฟสลับเป็นไฟตรงขนาด 310 โวลต์ ด้วยวงจรเรกติไฟเออร์เพื่อเป็นไฟเลี้ยงให้เพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งตัวเพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานเป็นตัวสวิตช์ซึ่ง โดยการตัดต่อแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ เป็นช่วงๆ โดยใช้ความถี่สวิตช์ซึ่งประมาณ 20-80 KHz ซึ่งควบคุมโดยภาควงจรควบคุม จะได้สัญญาณออกมาเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมมีแรงดัน 310 V_{pp} จากนั้นสัญญาณพัลส์ที่ได้ จะผ่านไปยังวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งมี L,C ต่อแบบผสมวงจรเรโซแนนซ์กำหนดความถี่เรโซแนนซ์ 30 KHz สามารถปรับค่าได้จากค่า L,C ที่ต่อในวงจรซึ่งคำนวณได้จากสมการ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



รูปที่ 4.22 วงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต

วงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นการต่อ LC แบบผสม ดังแสดงในรูปที่ 4.22 ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรเรโซแนนซ์ ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงที่สุด

$$L1=1.934 \times 10^{-4} \quad L2=1.934 \times 10^{-4}$$

$$C1=0.16 \mu\text{F}$$

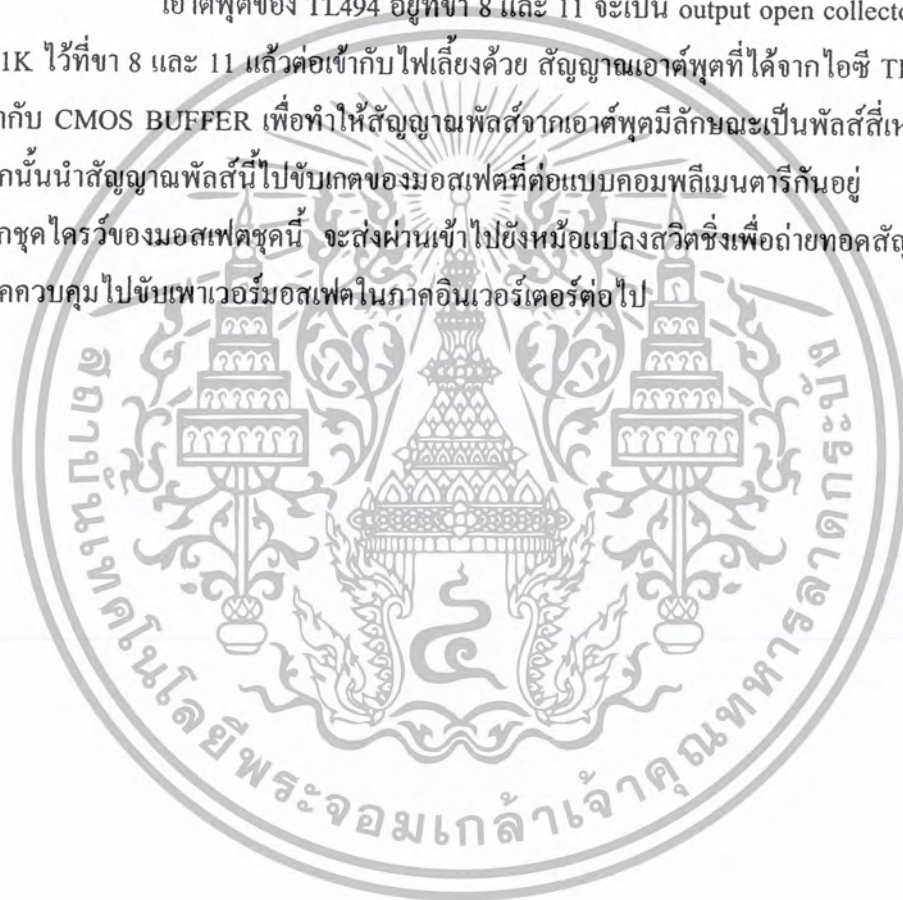
เพราะฉะนั้นได้

$$f_0=31\text{kHz}$$

สัญญาณที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ออกมาที่เอาต์พุต โดยมีหม้อแปลงความถี่สูง T1 เป็น Step up transformer เพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุตให้มีขนาดสูงขึ้น

วงจรถอบคุม ใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตสัญญาณพัลส์ ไปควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟตในภาควงจรถอบคุมอินเวอร์เตอร์ โดยที่ TL494 เป็นวงจร PWM ที่ผลิตความถี่เอาต์พุตออกมายังขา 8 และขา 11 ซึ่งทั้ง 2 ขา จะมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา โดยเราสามารถปรับความถี่ที่ผลิตได้จาก R ที่ขา 6 และ C ที่ขา 5 ในโครงงานนี้จะใช้ R แบบ active ในการกำหนดค่าความถี่ ซึ่งเกิดจากการทำงานของ OP-AMP เบอร์ LM324 สัญญาณที่ผลิตออกมาจะมีการเผื่อค่า DEAD TIME เอาไว้ด้วย เพื่อไม่ให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 2 ตัว เกิดการนำกระแสพร้อมกันเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้กับเพาเวอร์มอสเฟต การกำหนดค่า DEAD TIME ทำได้ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0-3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของ TL494

เอาต์พุตของ TL494 อยู่ที่ขา 8 และ 11 จะเป็น output open collector เราจึงต้องต่อ R 1K ไว้ที่ขา 8 และ 11 แล้วต่อเข้ากับไฟเลี้ยงด้วย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซี TL 494 จะถูกต่อเข้ากับ CMOS BUFFER เพื่อให้สัญญาณพัลส์จากเอาต์พุตมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์ จากนั้นนำสัญญาณพัลส์นี้ไปขับเกตของมอสเฟตที่คือแบบคอมพลิเมตารีกันอยู่ สัญญาณที่ออกจากขั้วใดขั้วหนึ่งของมอสเฟตชุดนี้ จะส่งผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเพื่อถ่ายทอดสัญญาณพัลส์จากภาคควบคุมไปขับเพาเวอร์มอสเฟตในภาคอินเวอร์เตอร์ต่อไป



บทที่ 5

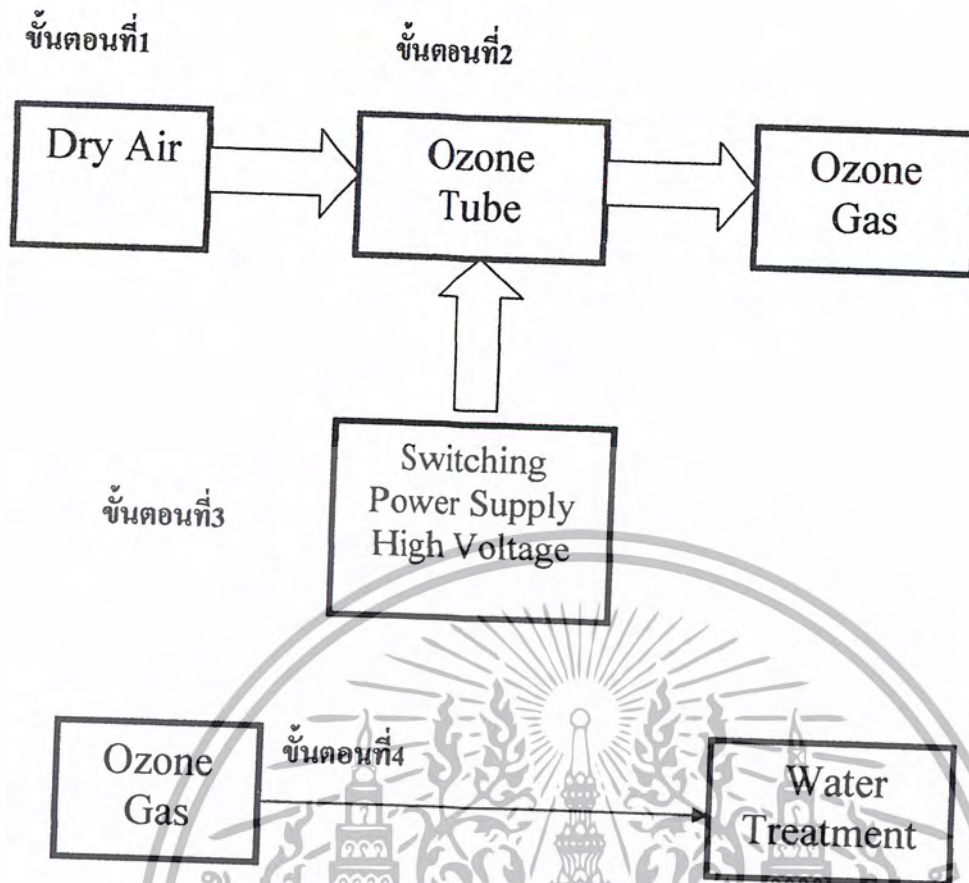
หลักการทํางานและผลการทดลอง

5.1 แสดงการทํางานโดยรวมและวิธีการทํางานต่างๆ

จากรูปที่ 5.1 จะเป็นขั้นตอนการกําเนิดโอโซน โดยแบ่งเป็นขั้นตอนต่างๆดังนี้

1. ในขั้นตอนที่ 1 ตามรูปนั้น เป็นการสร้างอากาศโดยใช้ปั๊มอากาศ เพื่อที่จะนำไปใช้โดยจะป้อนอากาศที่ได้มานั้นให้ไหลผ่านไปยังหลอดกําเนิดโอโซนที่สร้างไว้แล้ว
2. ในขั้นตอนที่ 2 ตามรูปนั้นเป็นการสร้างหลอดกําเนิดโอโซน ซึ่งในขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนที่สำคัญมากที่สุดขั้นตอนหนึ่ง การที่เราจะสามารถสร้างหลอดกําเนิดโอโซนขึ้นมาได้นั้นเราจะต้องทำการเลือกวัสดุอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ในการสร้างให้เหมาะสม โดยวัสดุที่เราเลือกนำมาใช้นั้น เราได้ทำการเลือกโดยใช้ขั้วโลหะ (ในที่นี้ใช้ขั้วทองแดง) มาทำเป็นขั้วอิเล็กโทรด โดยมีหลอดแก้วเป็น โคลิเล็กตริก และมีตะแกง (มุ้งลวด) เป็นขั้วกรวด ซึ่งเมื่อเราทำการอัดอากาศเข้าไปในหลอดที่ได้ทำการสร้างเอาไว้ซึ่งได้จากขั้นตอนที่ 1 นั้น อากาศ (O_2) จะวิ่งผ่านสนามไฟฟ้าค่าสูงที่เกิดจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงที่กล่าวถึงในข้อถัดไป โดยอากาศจะแตกตัวเป็น O 2 อะตอม และไปรวมตัวกับออกซิเจน (O_2) กลายเป็นก๊าซโอโซน (O_3) ในขั้นตอนการสร้างหลอดนี้มีเรื่องความร้อนของหลอดโอโซน ที่เกิดจากการสร้างก๊าซโอโซนด้วยเนื่องจาก ในขณะที่ทำให้อากาศแตกตัวและรวมตัวใหม่เกิดเป็นโอโซนนั้น จะเกิดปริมาณความร้อนค่าหนึ่งแผ่ออกมาซึ่งปริมาณความร้อนนี้ ถ้ามีปริมาณมากเกินไปมันจะเป็นการลดปริมาณของก๊าซโอโซนลงได้ ดังนั้นจึงควรสร้างหลอดกําเนิดโอโซนให้มีการระบายความร้อนด้วย น้ำและสารหล่อเย็น เพื่อเป็นการลดปริมาณความร้อนได้
3. ในขั้นตอนที่ 3 ตามรูปนั้นเป็นการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิง เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับหลอดกําเนิดโอโซน ซึ่งข้อดีข้อเสียการเลือกใช้แหล่งจ่ายแบบสวิตชิงนั้นได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 ซึ่งการใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นข้อดีอย่างหนึ่ง คือ สามารถใช้กับความถี่สูงได้เป็นอย่างดี และนอกจากนี้ยังให้ค่าประสิทธิภาพในการทํางานสูง น้ำหนักเบาและสามารถปรับความถี่ในการทํางานเพื่อกําหนดปริมาณโอโซนได้อีกด้วย
4. ในขั้นตอนที่ 4 ตามรูปนั้นเป็นการนำโอโซนไปบำบัดน้ำ โดยในขั้นตอนนี้สามารถเลือกใช้การใส่ก๊าซโอโซนลงในน้ำได้หลายวิธี ซึ่งในปริญญาณิพนธ์เล่มนี้เป็นกรนำเสนอวิธีการบำบัดวิธีหนึ่งที่สามารถนำก๊าซโอโซนผสมกับน้ำที่ต้องการมาบำบัด เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพมากที่สุด โดยการออกแบบให้ระบบมีการหมุนเวียนนำก๊าซโอโซนที่เหลือใช้จากการผสมกับน้ำในขั้นตอนต่างๆ นำมาผสมกับน้ำที่จะนำมาบำบัดอีกครั้งเพื่อให้เกิดการสิ้นเปลืองในการใช้ก๊าซโอโซนให้น้อยที่สุดและข้อดีอีกอย่างหนึ่งคือเนื่องจากก๊าซโอโซนเป็นก๊าซที่มีกลิ่นฉุนและเป็นอันตรายต่อมนุษย์เมื่อสูดดมเข้าไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 แสดงภาพโดยรวมของการสร้างเพื่อที่จะผลิตก๊าซโอโซนและการนำไปใช้

5.2 การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง

วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่งที่สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตได้ หลักการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ แรงดันที่รับเข้ามาจะเป็น แรงดัน ไฟฟ้าสลับ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรต์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังวงจร เรคตีไฟเออร์แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดจำนวน 4 ตัว ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสให้ได้แรงดันไฟตรงขนาด 310 โวลต์ และผ่านมายัง C ฟิลเตอร์เพื่อทำให้ระดับแรงดันเรียบ และยังทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กับเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 2 ตัวให้เท่ากันด้วยเพราะ C มีค่าเท่ากันและต่อ R 120k เพื่อทำหน้าที่แบ่งแรงดันไฟตรงอินพุตที่เหลือเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอีกประมาณ 155 โวลต์ ซึ่งตกคร่อมมอสเฟต โดยมอสเฟตจะสลับการทำงานทีละตัวตามลักษณะวงจรฮาล์ฟบริดจ์ และช่วงที่จะให้มอสเฟตทำงานจะถูกควบคุมตามวงจรควบคุมที่ผลิตจาก TL494

วงจรควบคุมจะอาศัย TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณที่ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส โดยที่ TL494 เป็นวงจร PWM ที่ผลิตความถี่เอาต์พุตออกมายังขา 8 และขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ไว้เพราะคุณสมบัติของมอสเฟตที่ว่าการทำงานของมัน ถ้าเราไม่เผื่อเวลาส่วนนี้อาจทำให้มอสเฟตเสียหายได้และเราสามารถกำหนดค่า DEAD TIME ได้ที่ขา 4 ส่วนขา 8 และขา 11 จะเป็น output open collector เพราะฉะนั้นเราจึงต้องต่อ R1K เพื่อให้กำหนดกระแสมากพอที่จะถูกส่งต่อไปยังมอสเฟต IRF9540 และ IRF540 ที่ต่อในลักษณะ complementary โดยตัวมอสเฟตทั้งคู่นี้จะทำหน้าที่เป็นสวิทช์นั่นเอง จากนั้นแล้วจะส่ง ไปยังหม้อแปลงเพื่อขับปลั๊กสัญญาณส่งต่อไปยังมอสเฟต โดยสัญญาณหม้อแปลงจะมีหน้าที่ไปขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกต การที่จะให้มอสเฟตทำงานผลัดกันทีละตัวก็สามารถทำได้โดยการพันหม้อแปลงขับปลั๊กให้ที่จำนวน 2 ขด ซึ่งแต่ละขดจะต้องพันให้มีมอสเฟตตรงข้ามกัน 180 องศา

วงจร feedback มีทั้ง feedback แรงดันและกระแส โดยที่การป้อนกลับแรงดันจะต่อร่วมอยู่กับการป้อนกลับ การป้อนกลับกระแสจะใช้หม้อแปลง T2 ดึงแรงดันจากเอาต์พุตมาทำการแปลงเป็นไฟตรงก่อนที่จะมาเปรียบเทียบกับกัน โดยใช้ IC LM324 แล้วส่งแรงดันที่เปรียบเทียบเข้าสู่ขา 6 ของ IC494

ส่วนทางเอาต์พุตจะต่อวงจรเรโซแนนซ์ที่ขาของมอสเฟตที่ถูกควบคุมการสวิทช์ที่ขาเกตมาแล้วจะทำให้แรงดันส่วนนี้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ในการที่เรานำวงจรเรโซแนนซ์มาต่อเพื่อปรับเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณรูปไซน์ โดยวงจรเรโซแนนซ์จะเป็นลักษณะของวงจรแบนด์พาส ถ้าความถี่ที่รับเข้ามาไม่ใช่ความถี่เดียวกันกับความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้แรงดันมีขนาดลดลง แต่ถ้าเราตั้งความถี่ที่วงจรควบคุมมีความถี่เดียวกับความถี่เรโซแนนซ์เราจะได้แรงดันสูงสุด จากการที่เราได้สัญญาณที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์แล้วซึ่งเป็นรูปไซน์จะถูกส่งผ่านมาโดยหม้อแปลง L2 และถ้าเราต้องการแรงดันให้มีขนาดเพิ่มหรือลดเราสามารถพันจำนวนหม้อแปลงให้มีขนาดมากหรือน้อยตามระดับแรงดันที่เราต้องการ และสัญญาณที่ผ่านหม้อแปลงมาจะเป็นสัญญาณไซน์ สามารถนำไปใช้ได้แต่ถ้าต้องการไฟกระแสตรงก็สามารถทำได้โดยการผ่านเรกติไฟต์เพื่อให้เป็นสัญญาณไฟตรงได้

หลักการออกแบบ

1. วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์การทำงานของวงจรกำหนดจากค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เพาเวอร์มอสเฟต Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาและพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุมซึ่งจะทำให้ได้แรงดันไฟสูงความถี่สูงตามที่ต้องการเพื่อส่งต่อไปยังภาคเอาต์พุตเรโซแนนซ์ต่อไป

2. วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมี IC TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจาก IC LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของ IC TL494 เป็นวงจร PWM ซึ่งความถี่ควบคุมที่ออกจากรขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T คาบเวลาทำงานที่ออกจากรขา 5 และขา 6 ของ IC TL494 กำหนดได้จาก

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \quad (5.1)$$

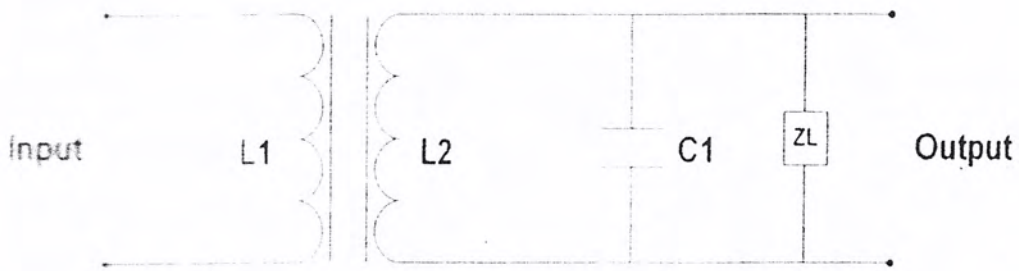
การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเพื่อของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0-3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของ IC TL494 ซึ่งทำหน้าที่ในโครงการนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10k กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จาก IC LM324 ซึ่งจะให้ไฟกลับเข้ามาที่ขา 6 ของ IC TL494 เพื่อกำหนดให้มีความถี่ที่ต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์

3. วงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมดังรูปที่ 5.2 ซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมได้จาก ความถี่ที่ป้อนให้กับส่วนของวงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$\omega^2 = \frac{L_1 + L_2}{(L_1 L_2) C_1} \quad (5.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

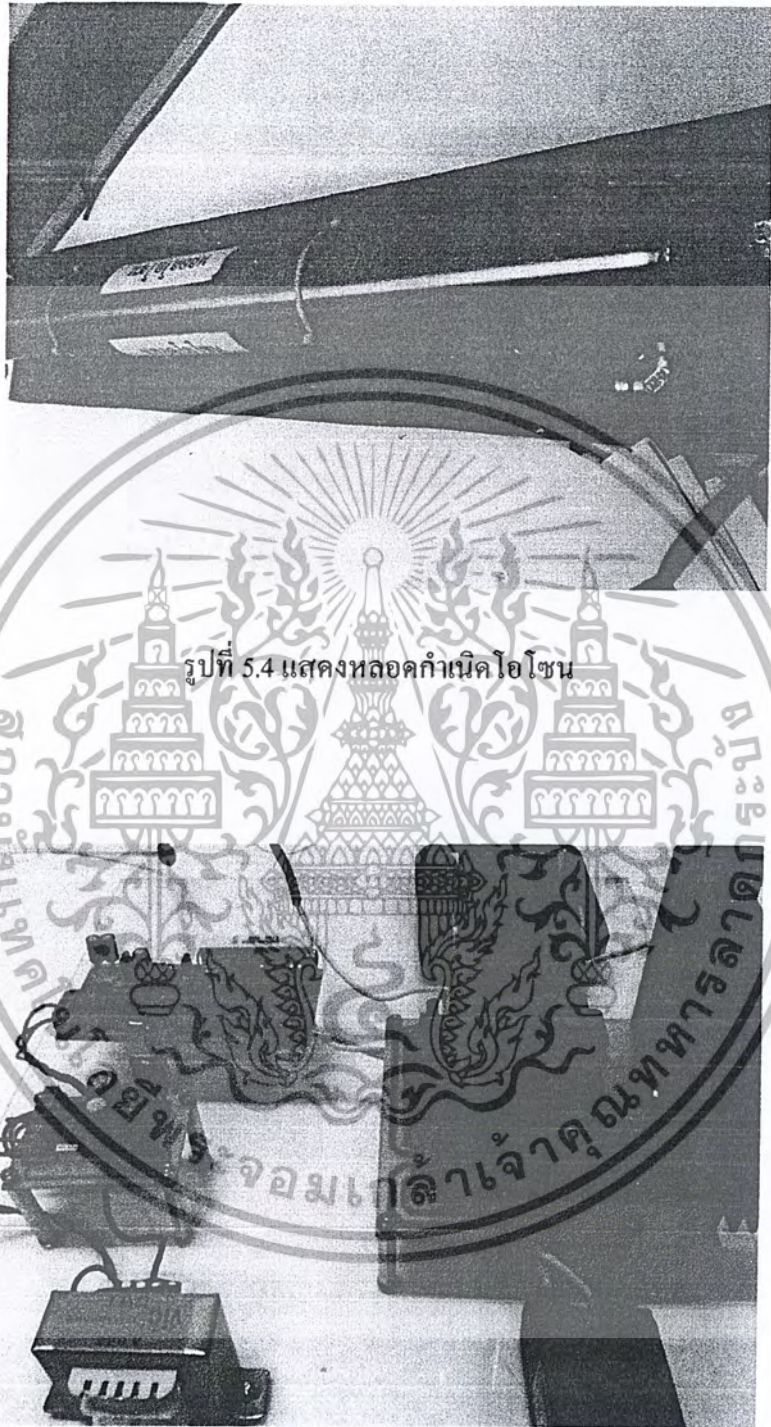


รูปที่ 5.2 แสดงวงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต



รูปที่ 5.3 แสดงวงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุตที่สร้างขึ้น

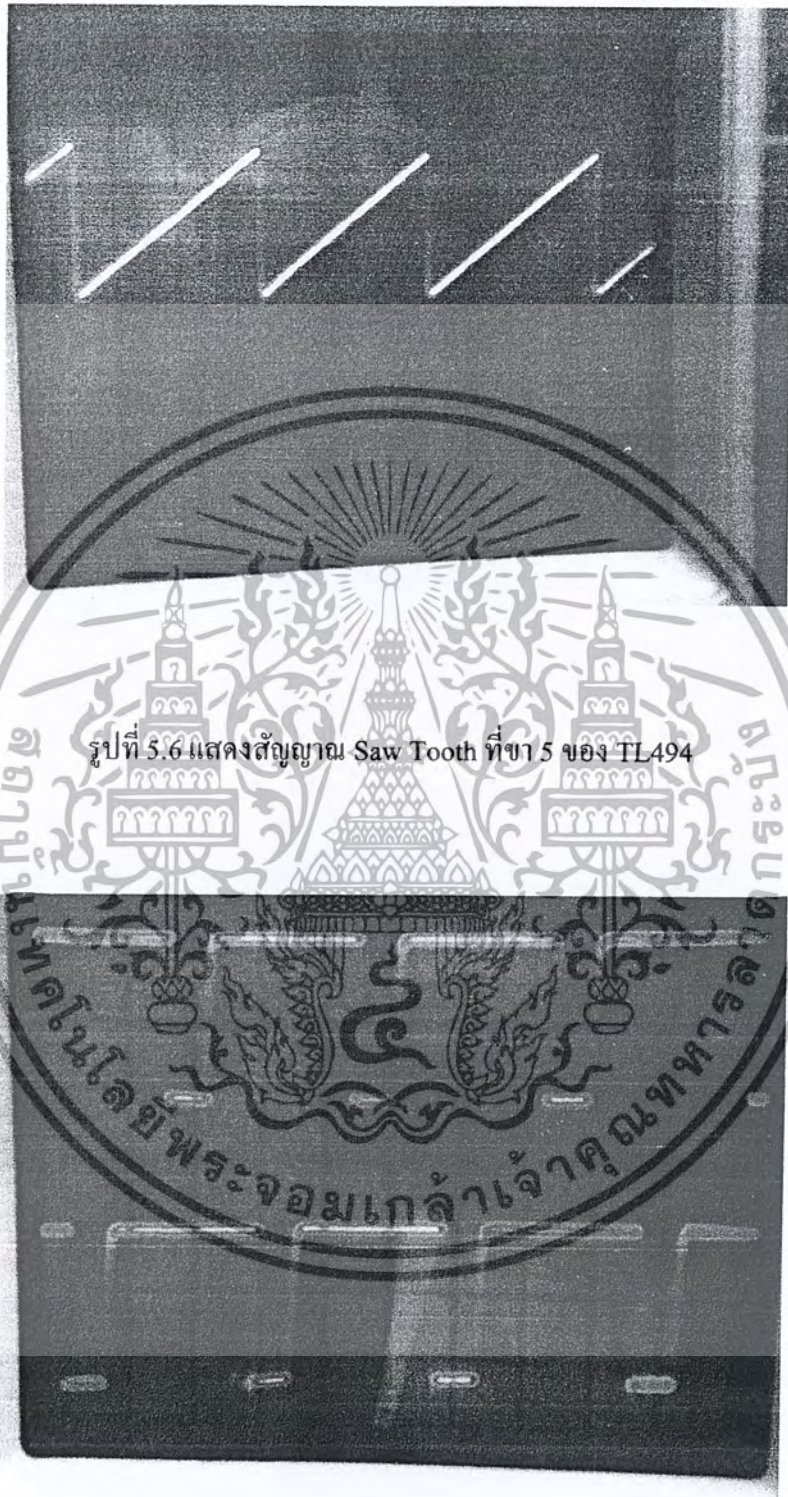
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงเครื่องกำเนิดไอโซน

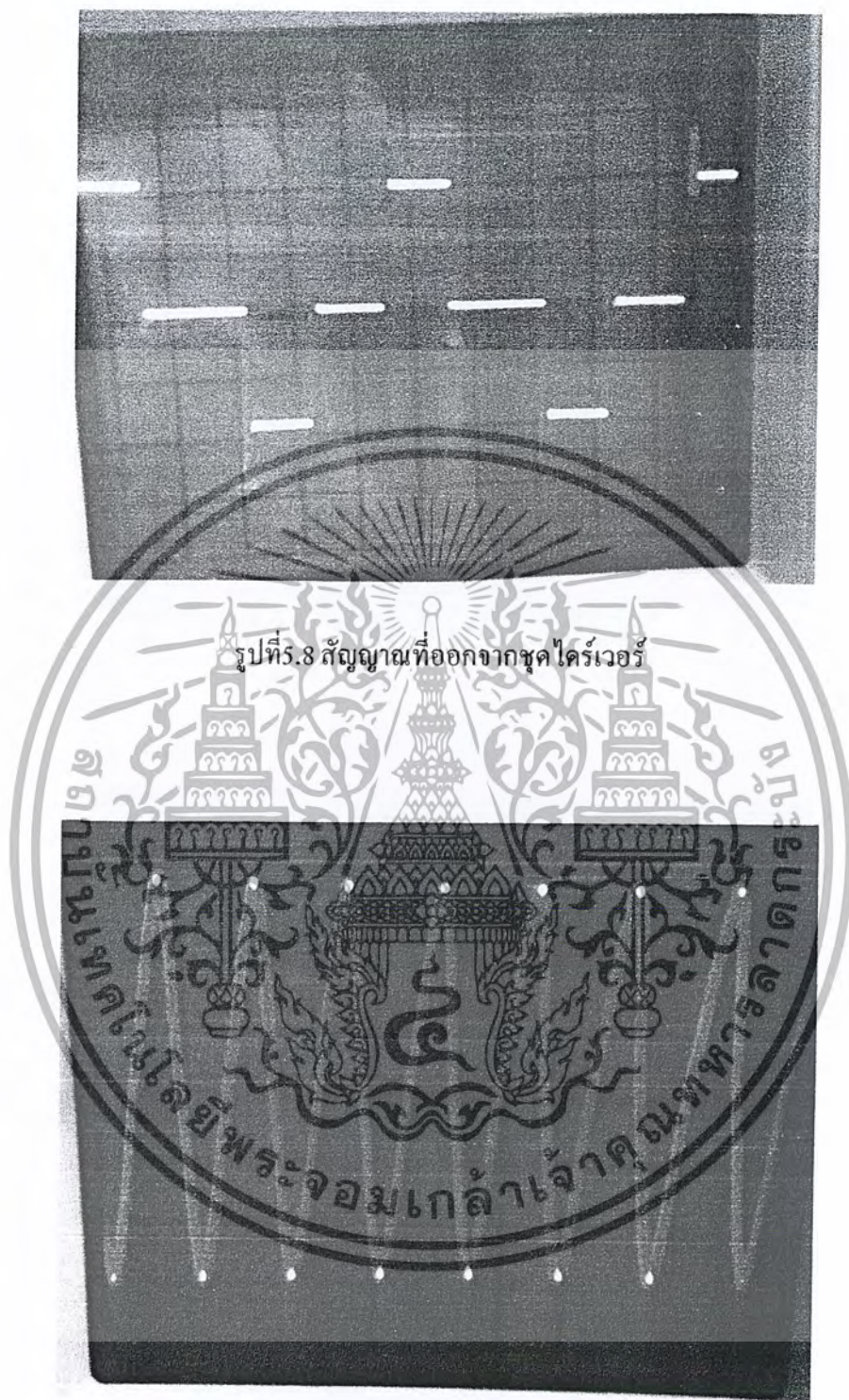
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการทดลอง



รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณที่ขา 8 และขา 11 ของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 สัญลักษณ์เอาท์พุทที่ใช้โพลด 2 เมกกะโอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

สุวรรณ คั่น. 2537. เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. กรุงเทพฯ : เอนเทคไทย.

คีตวัตร ไชยสุทธิ, จิตกร ตะนุรักษ์ และอรอุษา เลากลาง. 2551. “ระบบผลิตน้ำไอโซน.”

ปริญญา นิพนธ์วิศกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL493, TL494, TL495 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

D2535, JANUARY 1983—REVISED OCTOBER 1988

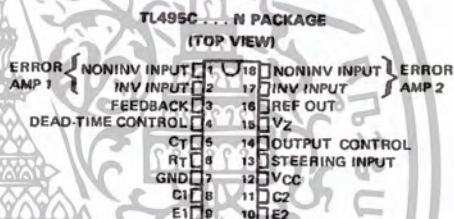
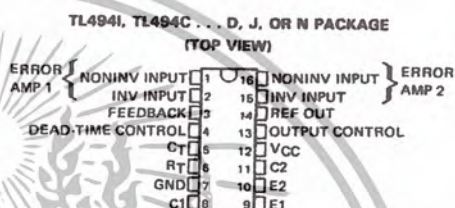
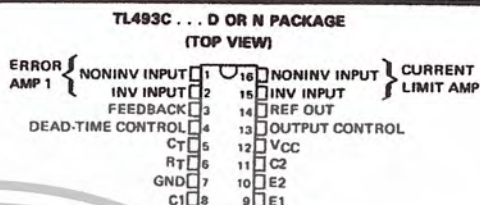
- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead-Time Provides Control over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply, 5%
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization
- TL493 has Output Current-Limit Sensing
- TL495 has On-Chip 39-V Zener and External Control of Output Steering

description

The TL493, TL494, and TL495 each incorporate on a single monolithic chip all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit. Designed primarily for power supply control, these devices offer the systems engineer the flexibility to tailor the power supply control circuitry to his application.

The TL493 contains an error amplifier, current-limiting amplifier, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control comparator, pulse-steering control flip-flop, a 5-volt, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifier exhibits a common-mode voltage range from -0.3 volts to $V_{CC} - 2$ volts. The current-limit amplifier exhibits a common-mode voltage range from -0.3 volts to 3 volts with an offset voltage of approximately 80 millivolts in series with the inverting input to ease circuit design requirements. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time when externally altered. The on-chip oscillator may be bypassed by terminating R_T (pin 6) to the reference output and providing a sawtooth input to C_T (pin 5), or it may be used to drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.



DEVICE TYPES, SUFFIX VERSIONS, AND PACKAGES

	TL493	TL494	TL495
TL49-I	*	D, J, N	*
TL49-C	D, N	D, J, N	N

*These combinations are not defined by this data sheet.

FUNCTION TABLE

OUTPUT CONTROL	INPUTS		OUTPUT FUNCTION
	STEERING INPUT (TL495 only)	V_I	
$V_I = 0$	Open		Single-ended or parallel output
$V_I = V_{ref}$	Open		Normal push-pull operation
$V_I = V_{ref}$	$V_I = 0$		PWM Output at Q1
$V_I = V_{ref}$	$V_I = V_{ref}$		PWM Output at Q2

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

2-123

<http://www.chipdocs.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL493, TL494, TL495 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

description (continued)

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. Each device provides for push-pull or single-ended output operation, which may be selected through the output-control function. The architecture of these devices prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

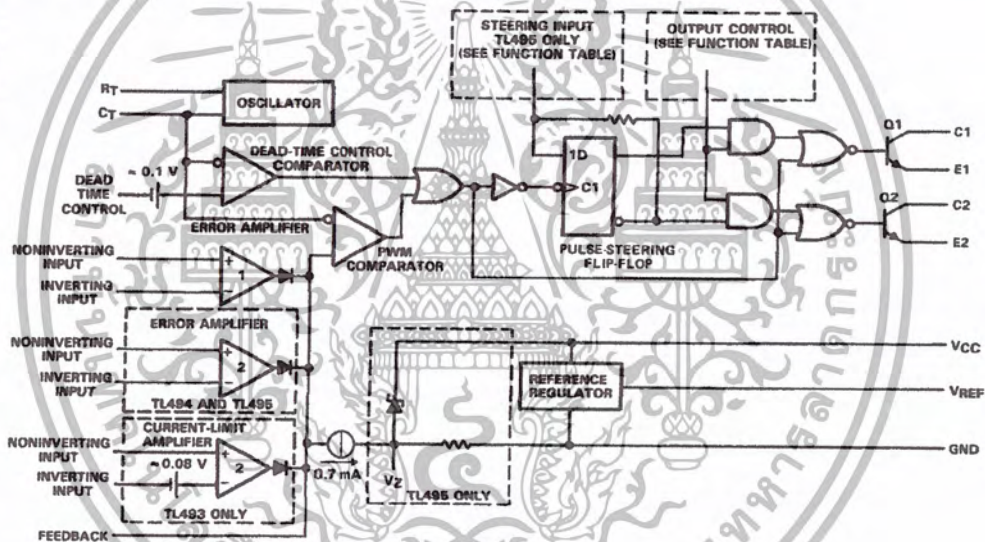
The TL493 and TL494 are similar except that an additional error amplifier is included in the TL494 instead of a current-limiting amplifier. The TL495 provides the identical functions found in the TL494. In addition, it contains an on-chip 39-volt diode for high-voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output-steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop.

The TL494I is characterized for operation from -25°C to 85°C . The TL493C, TL494C, and TL495C are characterized for operation from 0°C to 70°C .

2

Data Sheets

functional block diagram



TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL494I	TL493C TL494C	TL495C	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41	41	41	V
Amplifier input voltage	$V_{CC}+0.3$	$V_{CC}+0.3$	$V_{CC}+0.3$	V
Collector output voltage	41	41	41	V
Collector output current	250	250	250	mA
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range	-25 to 85	0 to 70	0 to 70	°C
Storage temperature range	-85 to 150	-85 to 150	-85 to 150	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package	300	300	300	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or N package	260	260	260	°C

NOTE 1: All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$		DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$	
	POWER RATING	DERATING FACTOR		POWER RATING	POWER RATING		
D	900	7.6 mW/°C	25°C	608 mW	494 mW		
J	1000	8.2 mW/°C	28°C	666 mW	533 mW		
N	1000	9.2 mW/°C	41°C	738 mW	589 mW		

recommended operating conditions

	TL494I		TL493C TL494C TL495C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	7	40	V
Amplifier input voltages, V_I	-0.3	$V_{CC}-2$	-0.3	$V_{CC}-2$	V
Collector output voltage, V_O		40		40	V
Collector output current (each transistor)		200		200	mA
Current into feedback terminal		0.3		0.3	mA
Timing capacitor, C_T	0.47	10 000	0.47	10 000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	1.8	500	kΩ
Oscillator frequency	1	300	1	300	kHz
Operating free-air temperature, T_A	-25	85	0	70	°C

TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$,
 $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL493C TL494, TL494C TL495C			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (V_{ref})	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		0.2%	1%	
Short-circuit output current§	$V_{ref} = 0$		35		mA

oscillator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL493C TL494, TL494C TL495C			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency	$C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		10%		
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.1%		
Frequency change with temperature¶	$C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$, $\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			1%	

amplifier sections (see Figure 2)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
Input offset voltage	Error	$V_O(\text{pin } 3) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
	Current-limit (TL493 only)			80		
Input offset current		$V_O(\text{pin } 3) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current		$V_O(\text{pin } 3) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	Error	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		-0.3 to		V
	Current limit (TL493 only)			$V_{CC} - 2$		
Open-loop voltage amplification	Error	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		70	95	dB
	Current-limit (TL493 only)			90		
Unity-gain bandwidth		$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	Error	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
	Current-limit (TL493 only)			70		
Output sink current (pin 3)		$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V(\text{pin } 3) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (pin 3)		$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V(\text{pin } 3) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short-circuit should not exceed one second.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula $\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}}$

Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor not taken into account.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL493C TL494, TL494C TL495C			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
Emitter-follower saturation voltage	$V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	V
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

dead-time control-section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input bias current (pin 4)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (pin 4) = 0, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (pin 4)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle	0			

pwm comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (pin 3)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (pin 3)	V (pin 3) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

steering control (TL495 only)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
Input current	$V_I = 0.4\text{ V}$		-200	μA
	$V_I = 2.4\text{ V}$		200	

zener-diode circuit (TL495 only)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Breakdown voltage	$V_{CC} = 41\text{ V}$, $I_Z = 2\text{ mA}$		39		V
Sink current	V_I (pin 15) = 1 V		0.3		mA

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Standby supply current	Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	V_I (pin 4) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Output voltage rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Output voltage fall time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		25	100	ns
Output voltage rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Output voltage fall time	Common-emitter configuration, See Figure 3		40	100	ns

†All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

2
Data Sheets

TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

2
Data Sheets

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

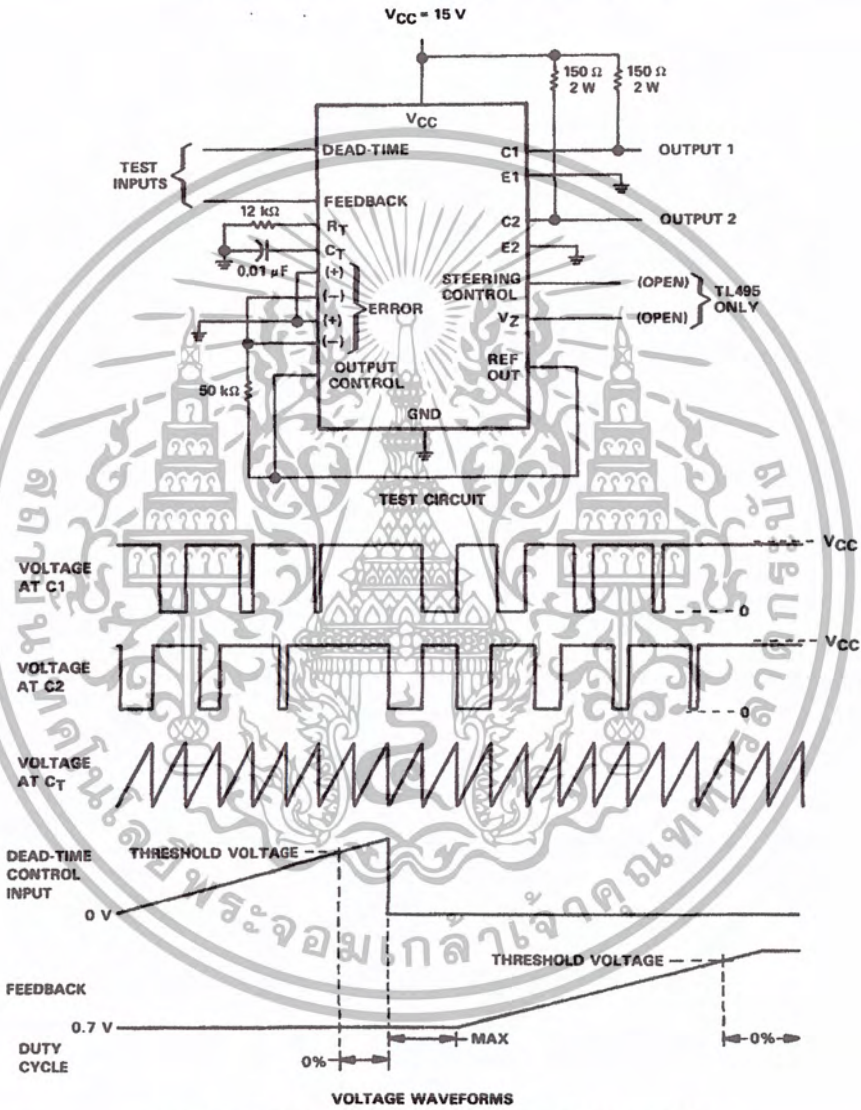


FIGURE 1. OPERATIONAL TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

2-128

TEXAS
INSTRUMENTS
 POST OFFICE BOX 055012 • DALLAS, TEXAS 75285

<http://www.chipdocs.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

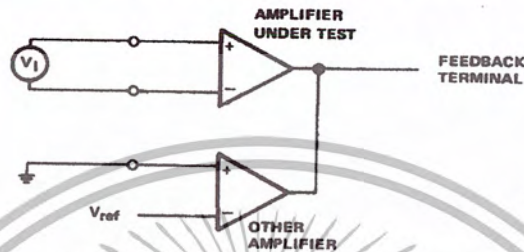


FIGURE 2. AMPLIFIER CHARACTERISTICS

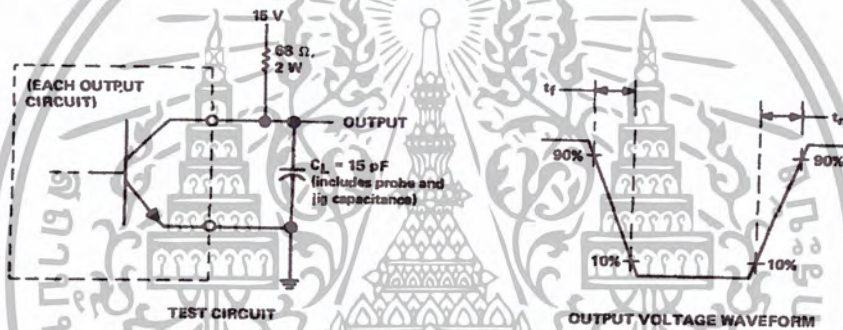


FIGURE 3. COMMON-EMITTER CONFIGURATION

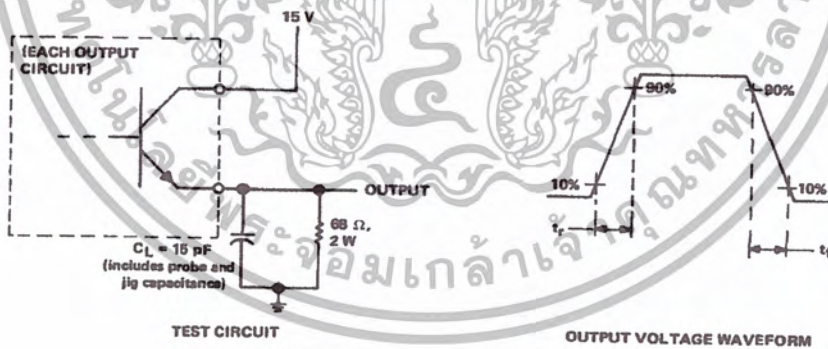


FIGURE 4. EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS**

2
Data Sheets

TYPICAL CHARACTERISTICS

**OSCILLATOR FREQUENCY AND
FREQUENCY VARIATION[†] vs
TIMING RESISTANCE**

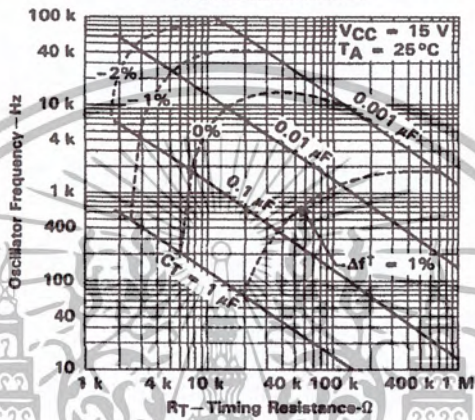


FIGURE 5

**AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY**

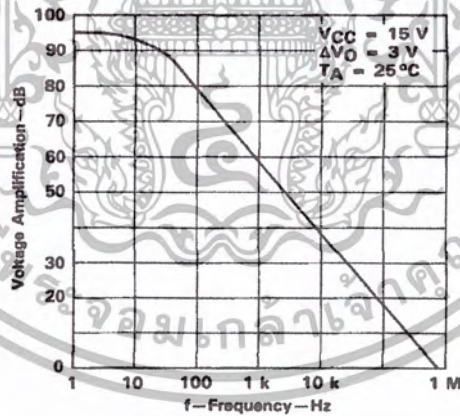


FIGURE 6

[†]Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

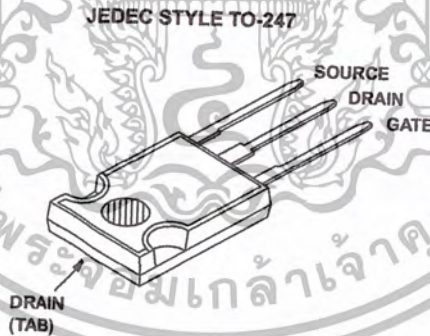
Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



IRFP460

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

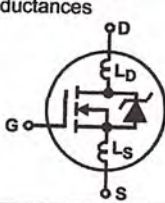
	IRFP460	UNITS	
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	500	V
Continuous Drain Current	I_D	20	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	12	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	80	A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
Maximum Power Dissipation	P_D	250	W
Linear Derating Factor		2.0	$\text{W}/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	960	mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering			
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260	$^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times I_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}, I_D = 21\text{A}, R_{GS} = 4.3\Omega, R_D = 12\Omega,$ $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	23	35	ns
Rise Time	t_r		-	81	120	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	85	130	ns
Fall Time	t_f		-	65	98	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS},$ $I_{G(\text{REF})} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}		$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	13	-	nH
		Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances				
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C}/\text{W}$

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

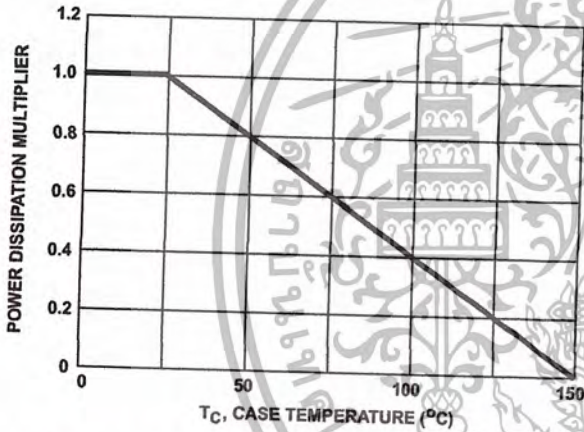


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

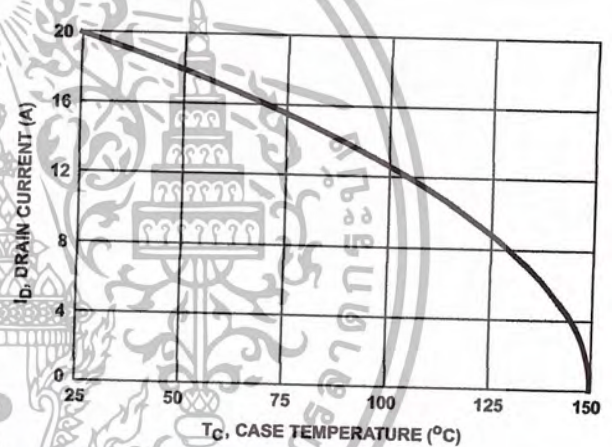


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

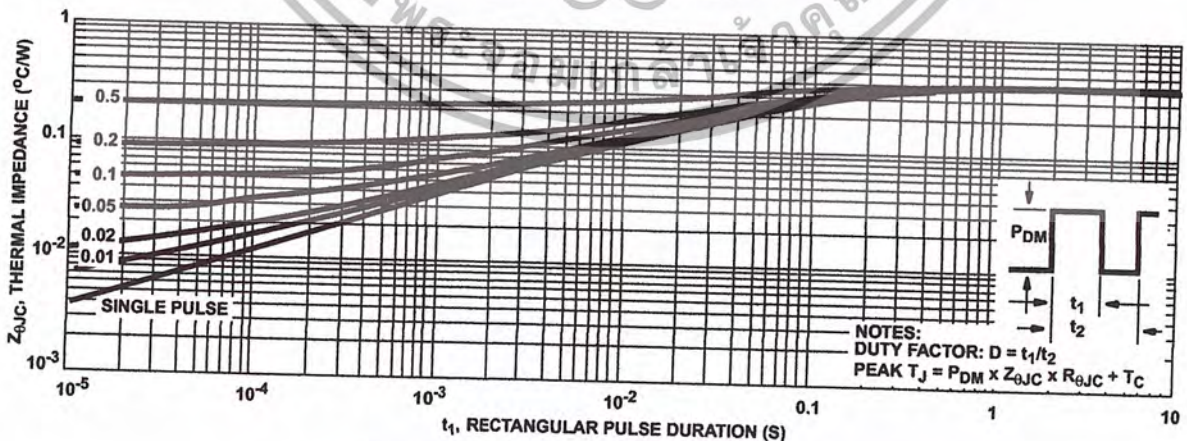


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

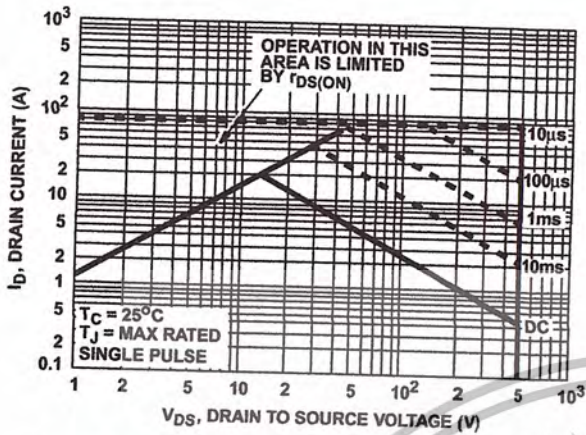


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

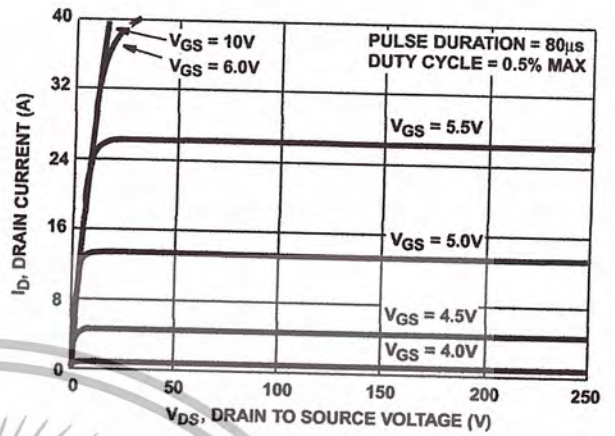


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

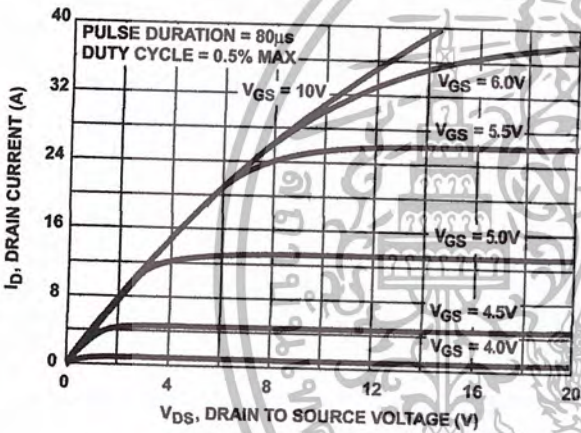


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

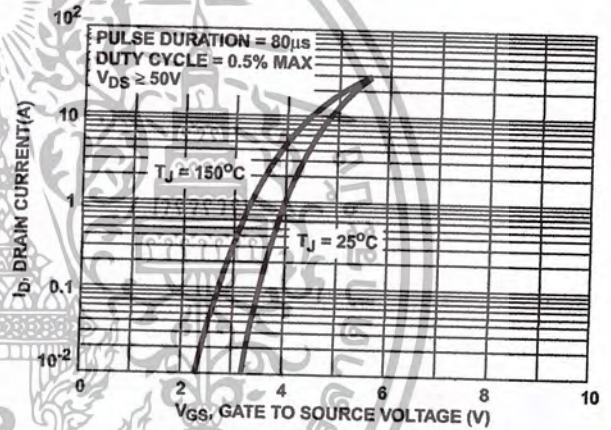


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

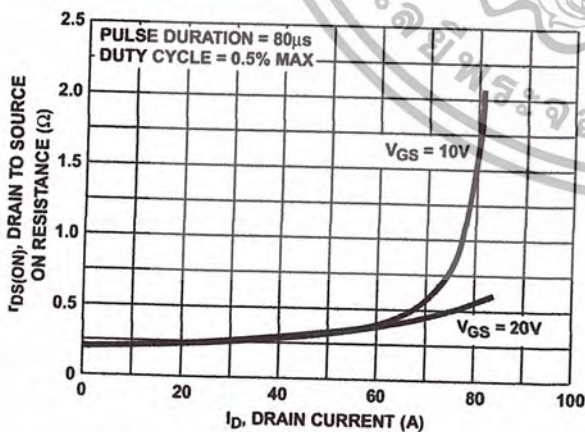


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

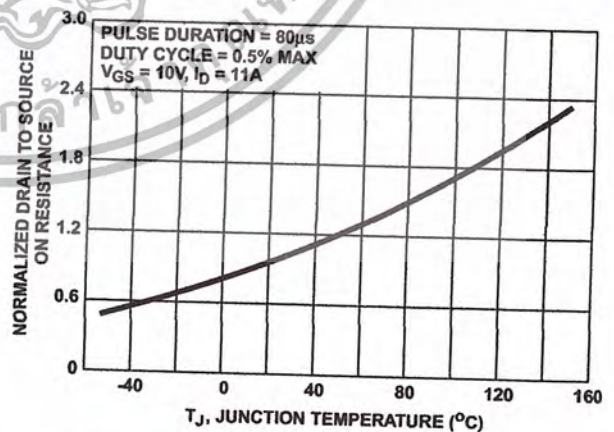


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

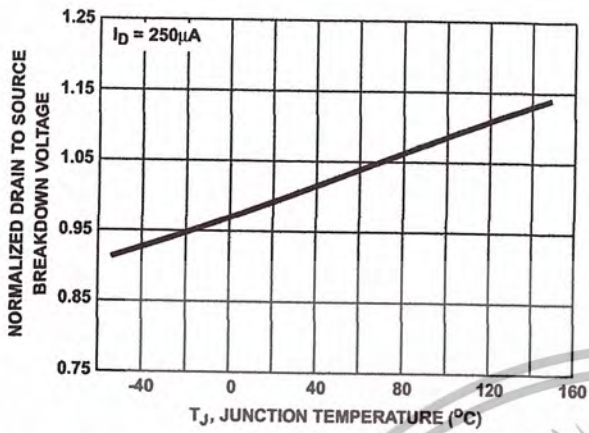


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

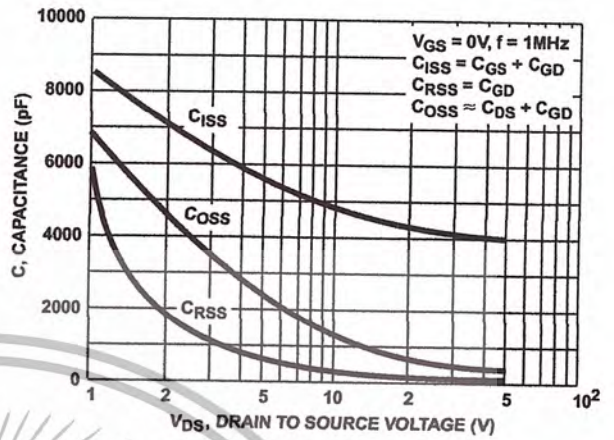


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

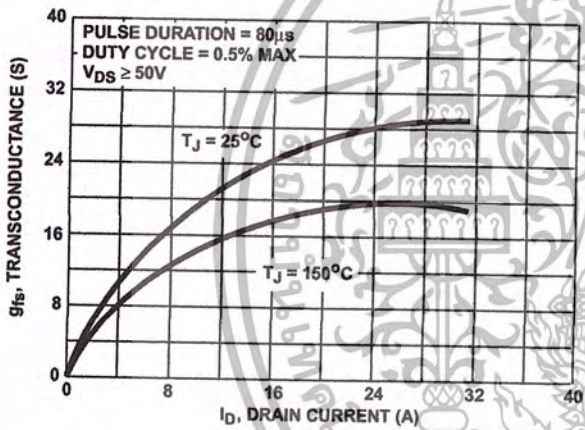


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

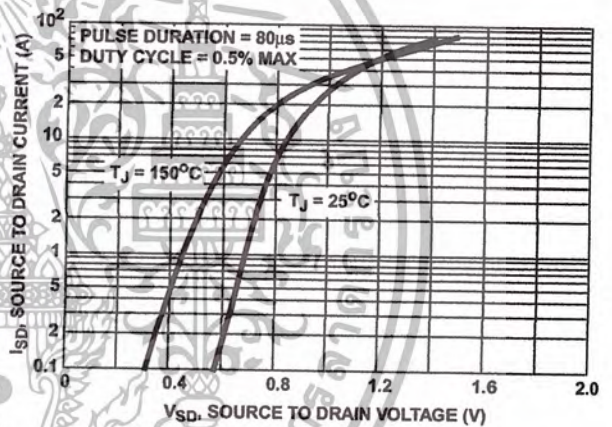


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

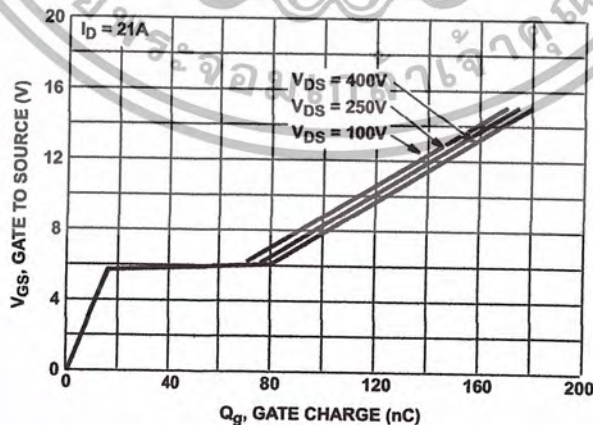


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

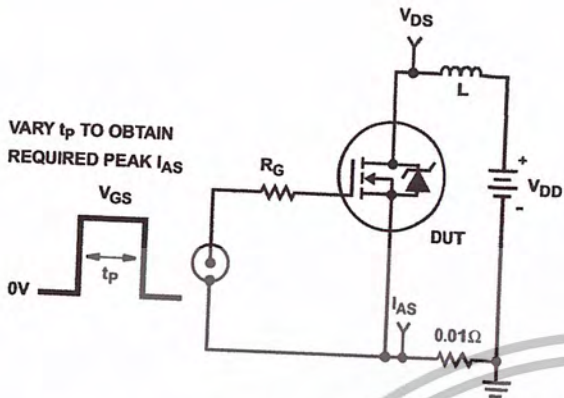


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

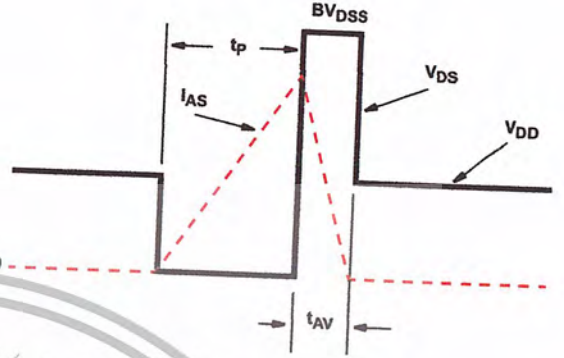


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

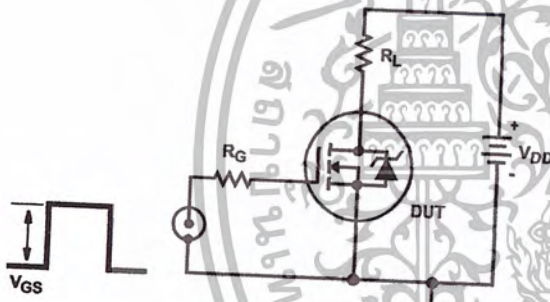


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

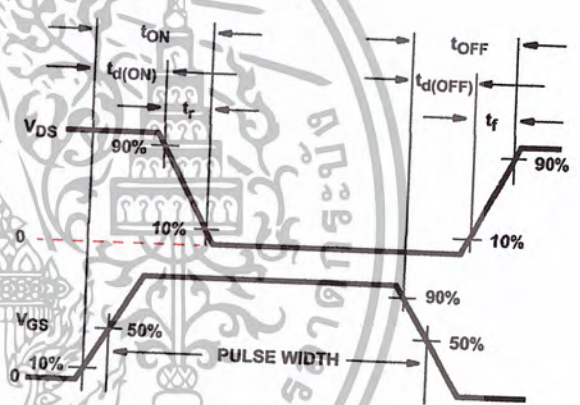


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

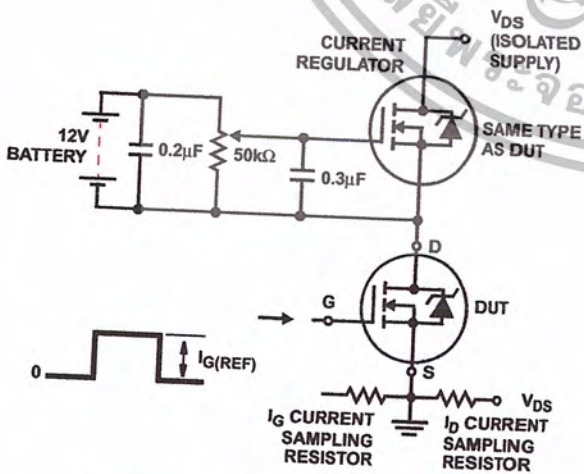


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

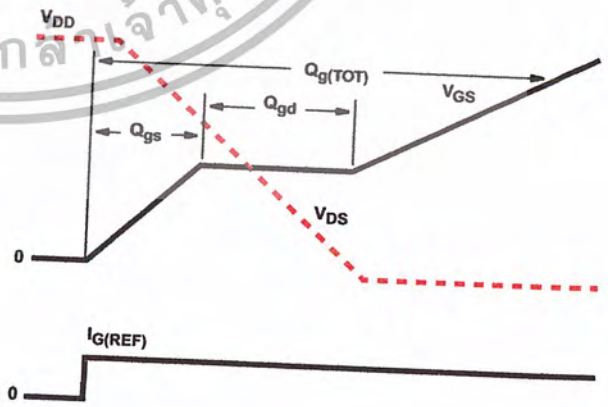


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

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

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA

Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (407) 724-7000
FAX: (407) 724-7240

EUROPE

Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

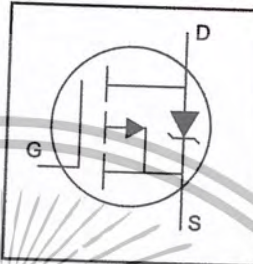
ASIA

Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029

IRF9540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated

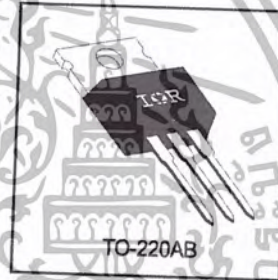


$V_{DSS} = -100V$
$R_{DS(on)} = 0.117\Omega$
$I_D = -23A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

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.



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-23
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-16
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-76
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	140
	Linear Derating Factor	0.91
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	430
I_{AR}	Avalanche Current ③	-11
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ②	14
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ④	-5.0
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175
T_{STG}	Storage Temperature Range	
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)

Thermal Resistance

Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	1.1	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	62	

IRF9540N



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.11	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.117	Ω	$V_{GS} = -10V, I_D = -11A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	5.3	—	—	S	$V_{DS} = -50V, I_D = -11A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	μA	$V_{DS} = -100V, V_{GS} = 0V$
				-250	μA	$V_{DS} = -80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	97	nC	$I_D = -11A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	15	nC	$V_{DS} = -80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	51	nC	$V_{GS} = -10V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—	ns	$V_{DD} = -50V$
t_r	Rise Time	—	67	—	ns	$I_D = -11A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	51	—	ns	$R_G = 5.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	51	—	ns	$R_D = 4.2\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	400	—	pF	$V_{DS} = -25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	240	—	pF	$f = 1.0MHz$, See Fig. 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-76	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	-1.6	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -11A, V_{GS} = 0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	150	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -11A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	830	1200	nC	$di/dt = -100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	—	—	—	ns	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 7.1mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -11A$. (See Figure 12)

③ $I_{SD} \leq -11A, di/dt \leq -470A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

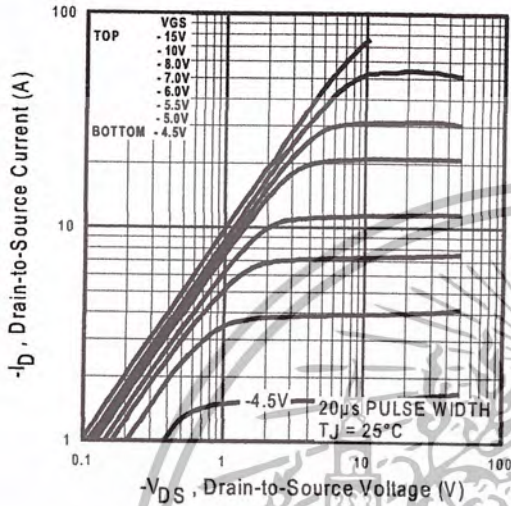


Fig 1. Typical Output Characteristics

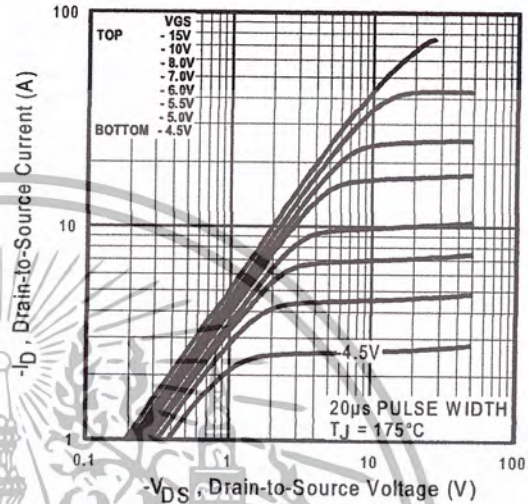


Fig 2. Typical Output Characteristics

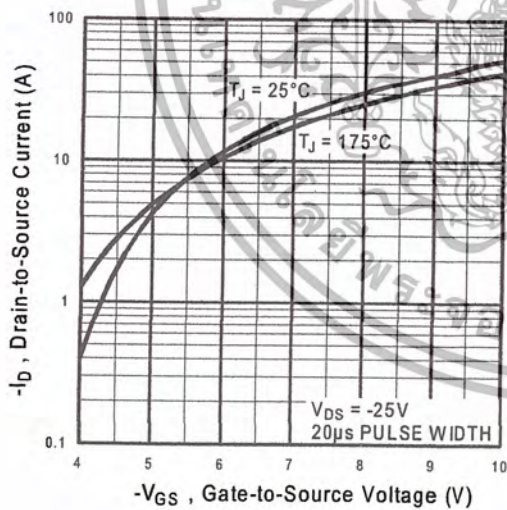


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

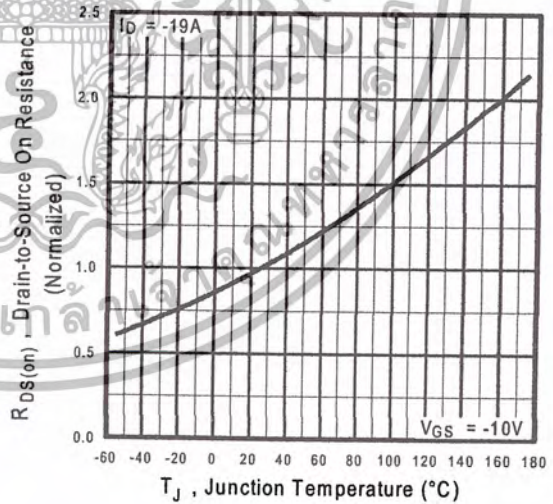


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

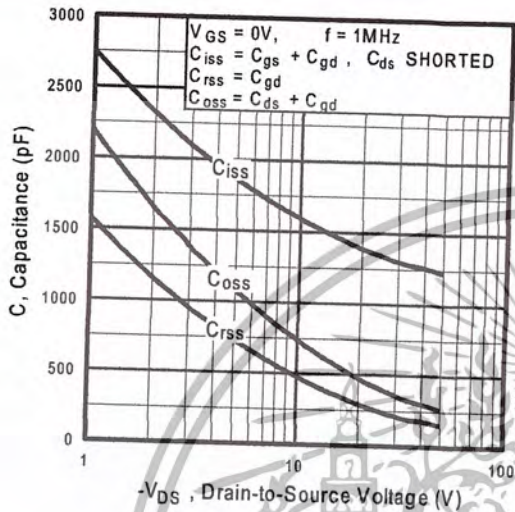


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

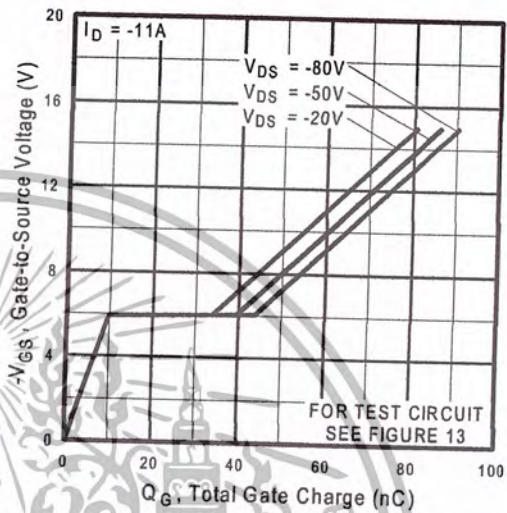


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

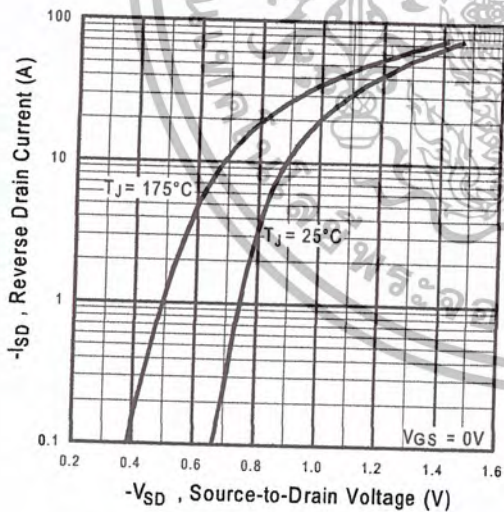


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

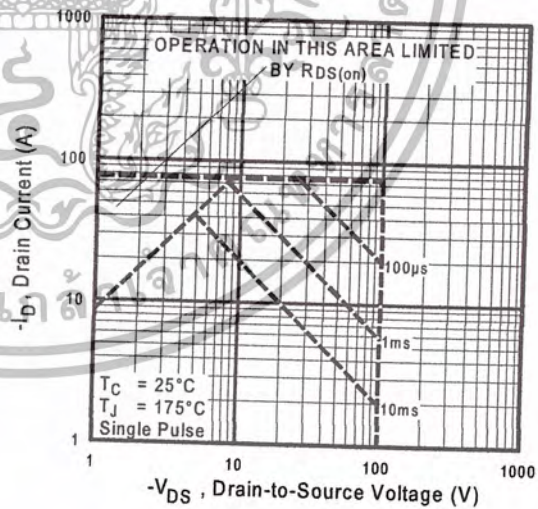


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

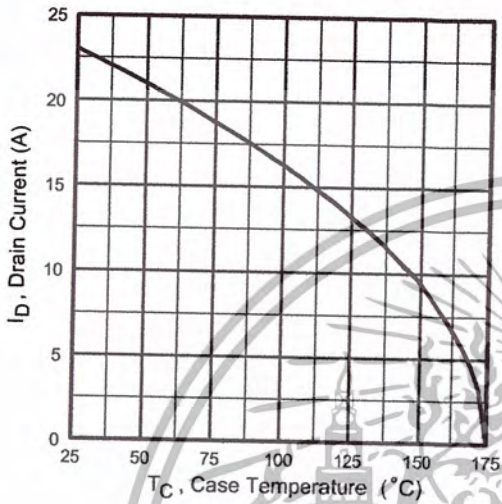


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

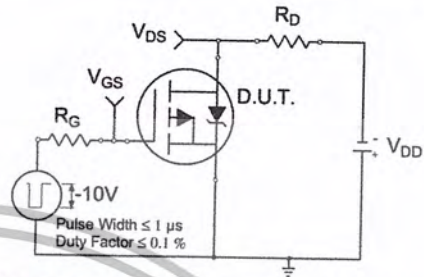


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

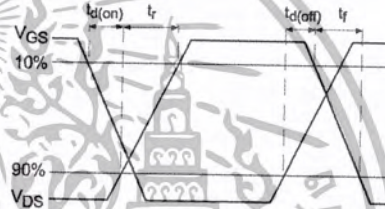


Fig 10b. Switching Time Waveforms

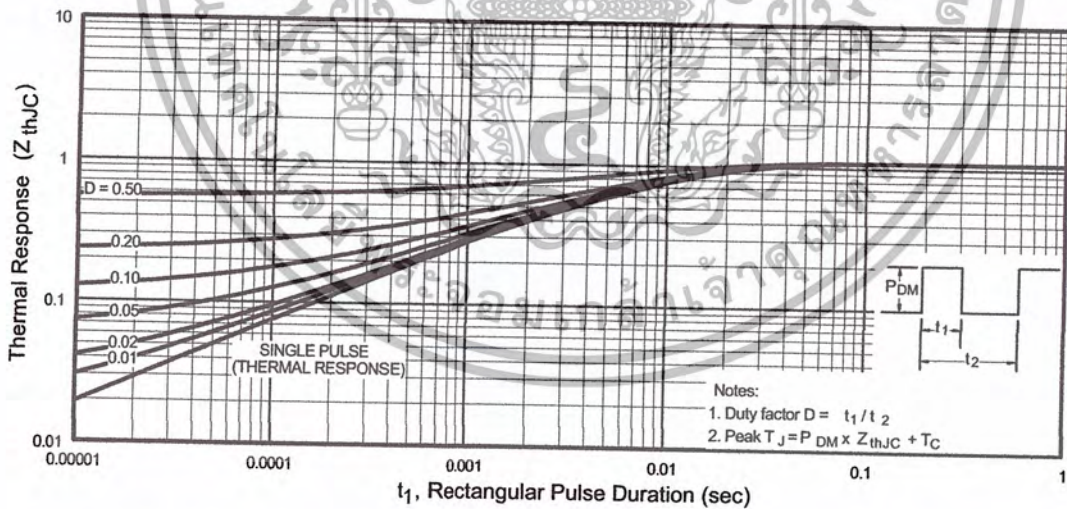


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

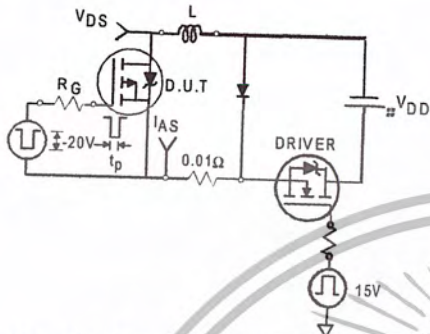


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

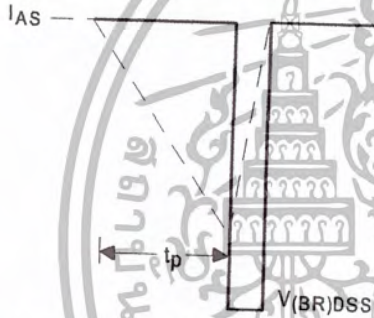


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

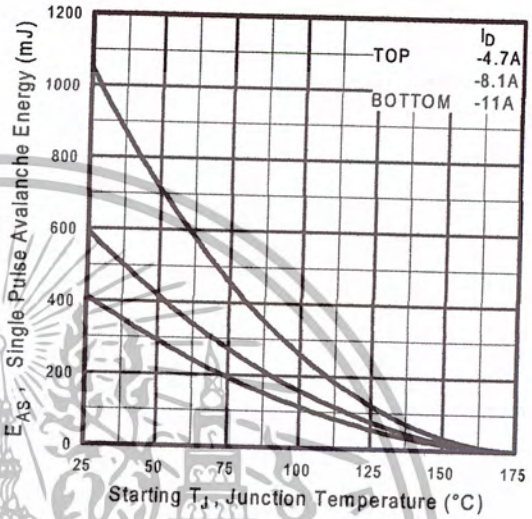


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

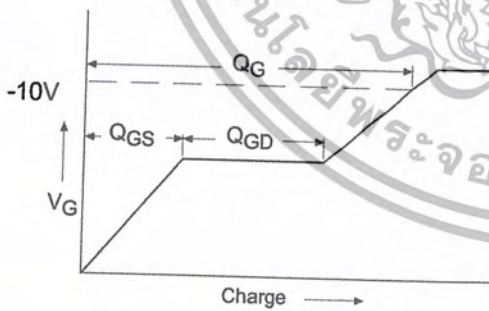


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

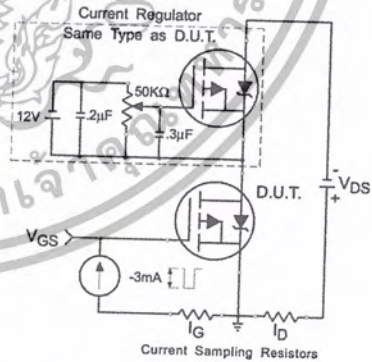
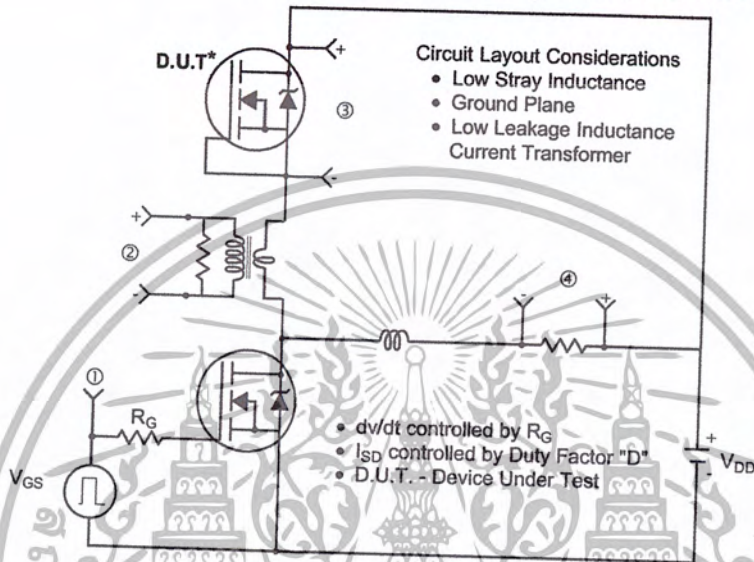


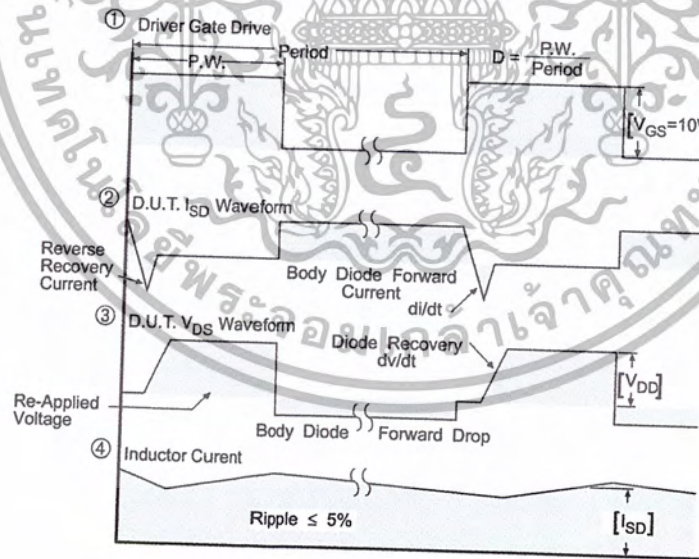
Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* Reverse Polarity of D.U.T. for P-Channel



*** $V_{GS} = 5.0V$ for Logic Level and $3V$ Drive Devices

Fig 14. For P-Channel HEXFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

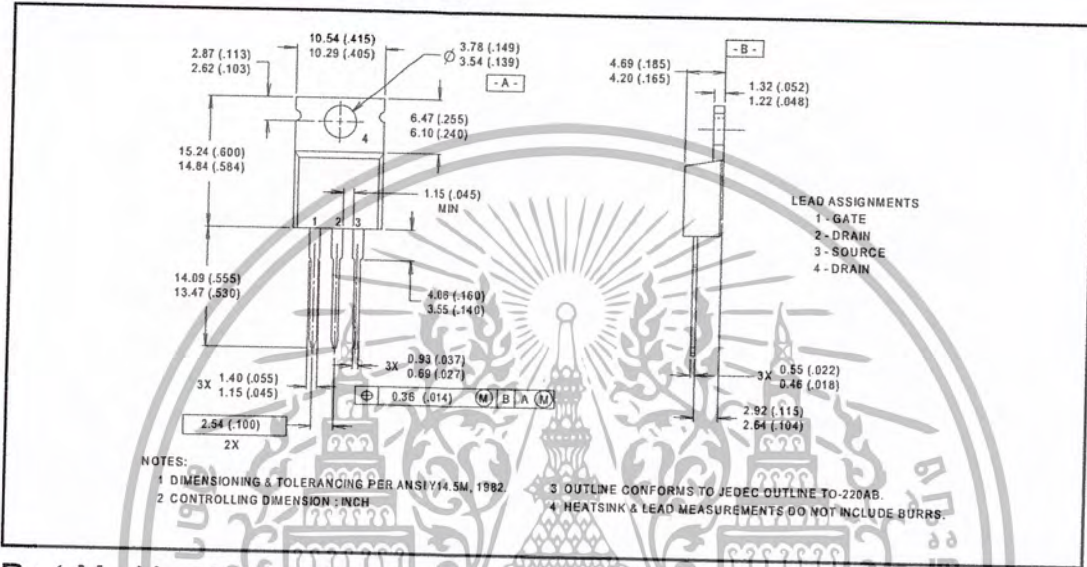
IRF9540N



Package Outline

TO-220AB Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)

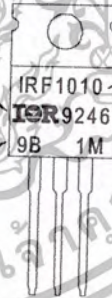


Part Marking Information

TO-220AB

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M

INTERNATIONAL
RECTIFIER
LOGO
ASSEMBLY
LOT CODE



PART NUMBER
DATE CODE
(YYWW)
YY = YEAR
WW = WEEK

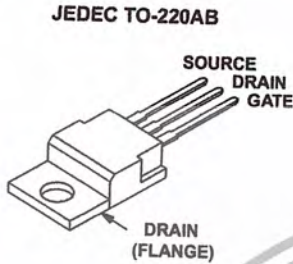
International
IRF Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331
EUROPEAN HEADQUARTERS: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
IR CANADA: 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897
IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111
IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086
IR SOUTHEAST ASIA: 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 5/98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

33A, 100V, 0.040 Ohm, N-Channel Power MOSFET

Packaging



Features

- Ultra Low On-Resistance
 - $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega$, $V_{GS} = 10V$
- Simulation Models
 - Temperature Compensated PSPICETM and SABER[®] Electrical Models
 - Spice and SABER[®] Thermal Impedance Models
 - www.intersil.com
- Peak Current vs Pulse Width Curve
- UIS Rating Curve

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF540N	TO-220AB	IRF540N

Symbol



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

	IRF540N	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	100
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	100
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20
Drain Current		
Continuous ($T_C = 25^\circ C$, $V_{GS} = 10V$) (Figure 2)	I_D	33
Continuous ($T_C = 100^\circ C$, $V_{GS} = 10V$) (Figure 2)	I_D	23
Pulsed Drain Current	I_{DM}	Figure 4
Pulsed Avalanche Rating	UIS	Figures 6, 14, 15
Power Dissipation	P_D	120
Derate Above $25^\circ C$		0.80
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 175
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300
Package Body for 10s, See Techbrief TB334	T_{pkg}	260

NOTES:

1. $T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$.

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของ Intersil Corporation. การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Intersil Corporation เป็นความผิดทางกฎหมาย. โปรดอ่านเงื่อนไขการใช้งานการคัดลอกเอกสารนี้ไว้ที่ท้ายเอกสาร. Intersil and Design is a trademark of Intersil Corporation. | Copyright © Intersil Corporation 2000

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF540N

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OFF STATE SPECIFICATIONS						
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 11)	100	-	-	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	1	μA
		$V_{DS} = 90\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
ON STATE SPECIFICATIONS						
Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10)	2	-	4	V
Drain to Source On Resistance	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 33\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 9)	-	0.033	0.040	Ω
THERMAL SPECIFICATIONS						
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	TO-220	-	-	1.25	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$		-	-	62	$^\circ\text{C/W}$
SWITCHING SPECIFICATIONS ($V_{GS} = 10\text{V}$)						
Turn-On Time	t_{ON}	$V_{DD} = 50\text{V}$, $I_D = 33\text{A}$	-	-	100	ns
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $R_{GS} = 9.1\Omega$	-	9.5	-	ns
Rise Time	t_r	(Figures 18, 19)	-	57	-	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	40	-	ns
Fall Time	t_f		-	55	-	ns
Turn-Off Time	t_{OFF}		-	-	145	ns
GATE CHARGE SPECIFICATIONS						
Total Gate Charge	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 0\text{V to } 20\text{V}$	-	66	79	nC
Gate Charge at 10V	$Q_{g(10)}$	$V_{GS} = 0\text{V to } 10\text{V}$	-	35	42	nC
Threshold Gate Charge	$Q_{g(TH)}$	$V_{GS} = 0\text{V to } 2\text{V}$	-	2.4	2.9	nC
Gate to Source Gate Charge	Q_{gs}	$V_{DD} = 50\text{V}$, $I_D = 33\text{A}$, $I_g(\text{REF}) = 1.0\text{mA}$ (Figures 13, 16, 17)	-	5.4	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	13	-	nC
CAPACITANCE SPECIFICATIONS						
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$	-	1220	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}	(Figure 12)	-	295	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Source to Drain Diode Voltage	V_{SD}	$I_{SD} = 33\text{A}$	-	-	1.25	V
		$I_{SD} = 17\text{A}$	-	-	1.00	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_{SD} = 33\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	112	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$I_{SD} = 33\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	400	nC

IRF540N

Typical Performance Curves

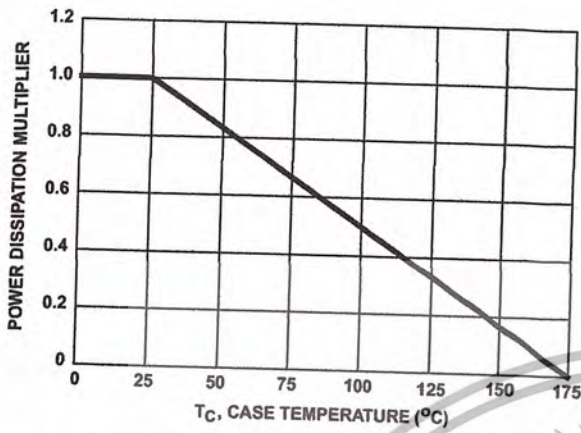


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

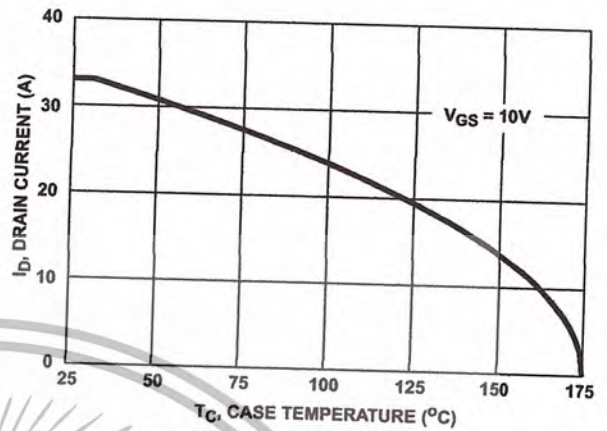


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

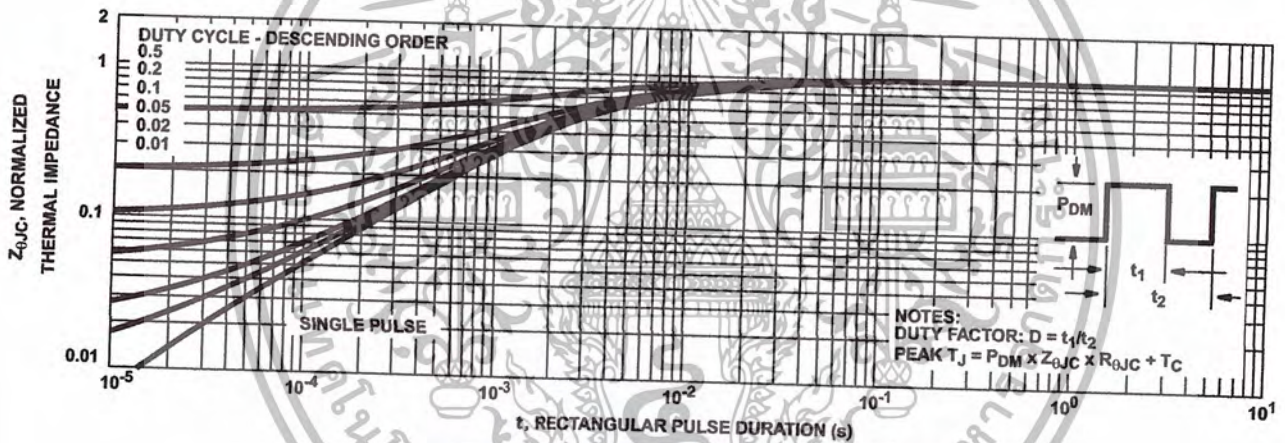


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

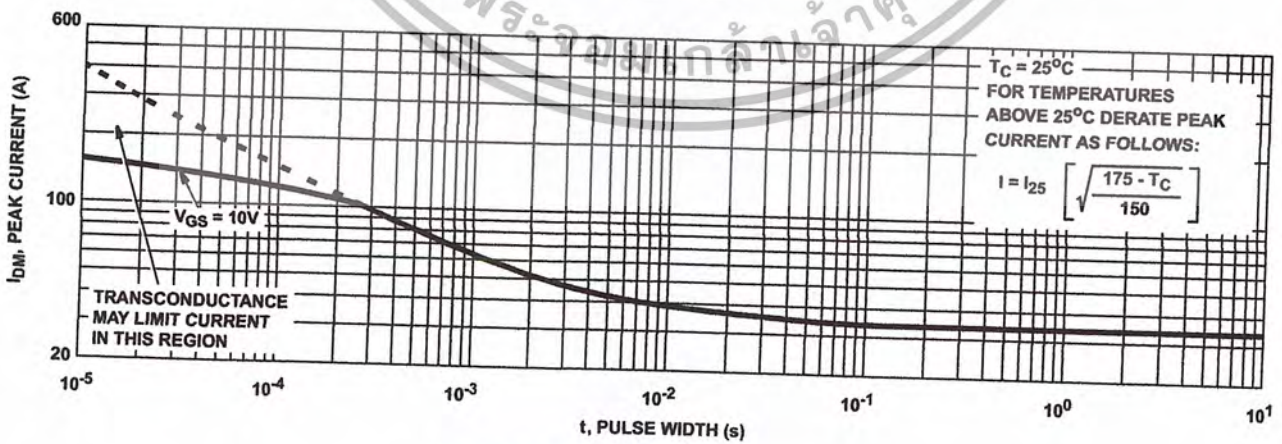


FIGURE 4. PEAK CURRENT CAPABILITY

Typical Performance Curves (Continued)

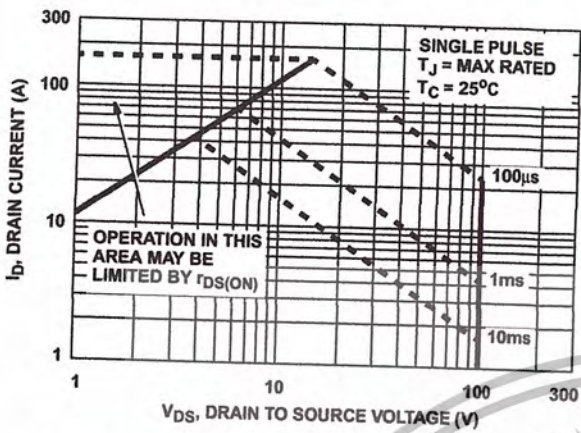
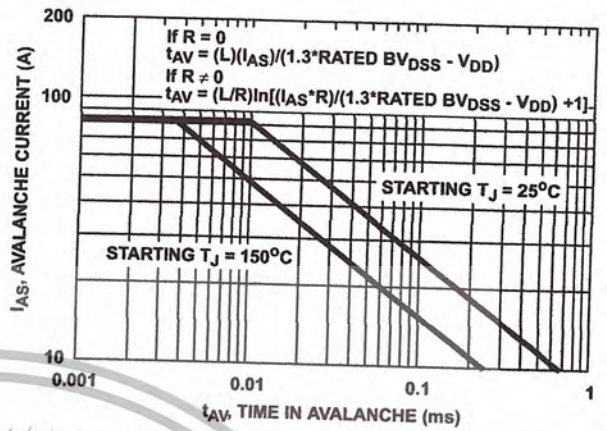


FIGURE 5. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA



NOTE: Refer to Intersil Application Notes AN9321 and AN9322.

FIGURE 6. UNCLAMPED INDUCTIVE SWITCHING CAPABILITY

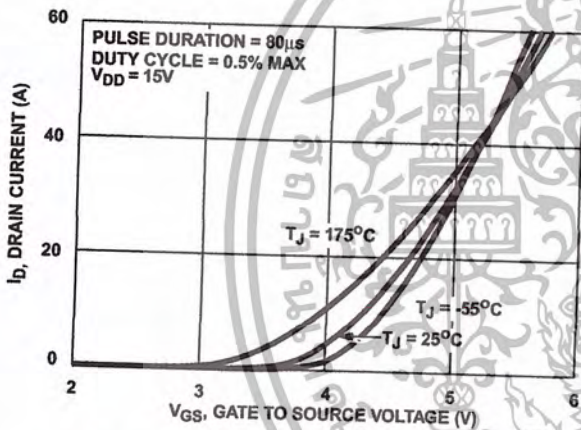


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

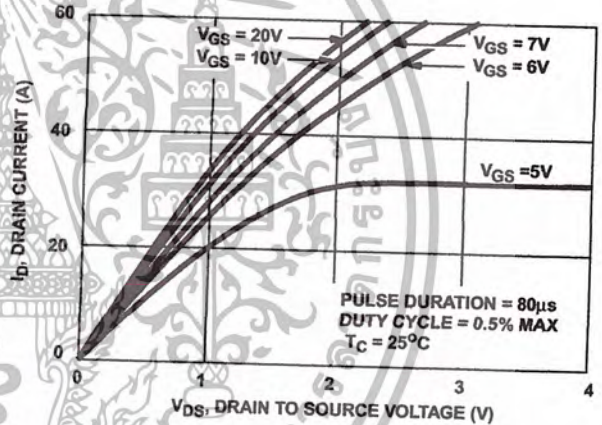


FIGURE 8. SATURATION CHARACTERISTICS

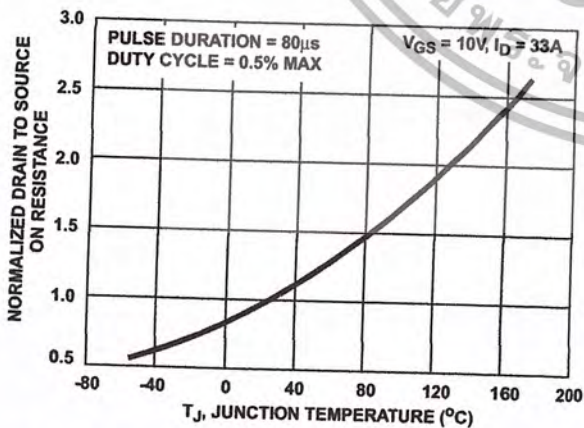


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. JUNCTION TEMPERATURE

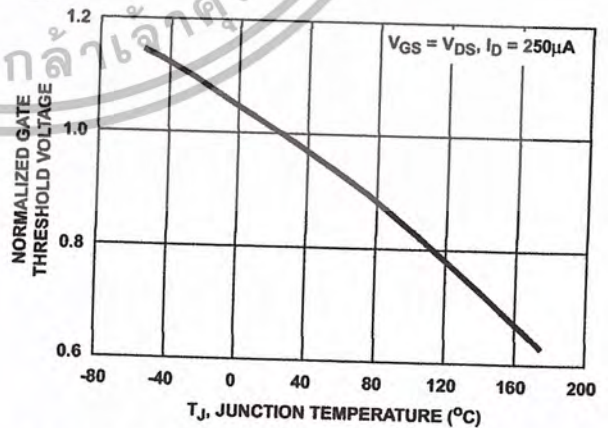


FIGURE 10. NORMALIZED GATE THRESHOLD VOLTAGE vs. JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves (Continued)

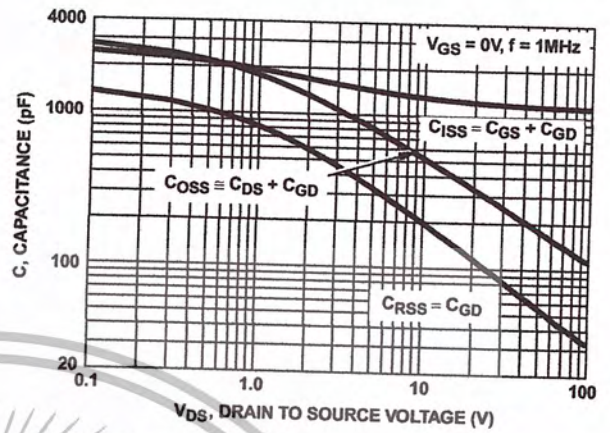
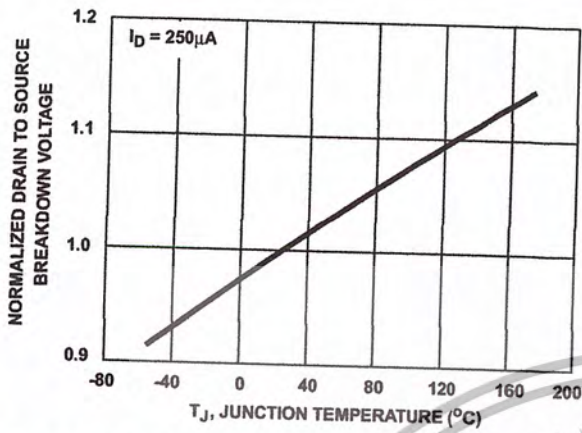
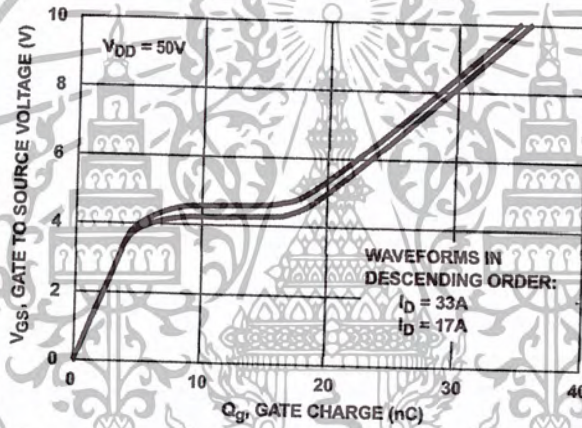


FIGURE 11. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

FIGURE 12. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



NOTE: Refer to Intersil Application Notes AN7254 and AN7260.
FIGURE 13. GATE CHARGE WAVEFORMS FOR CONSTANT GATE CURRENT

Test Circuits and Waveforms

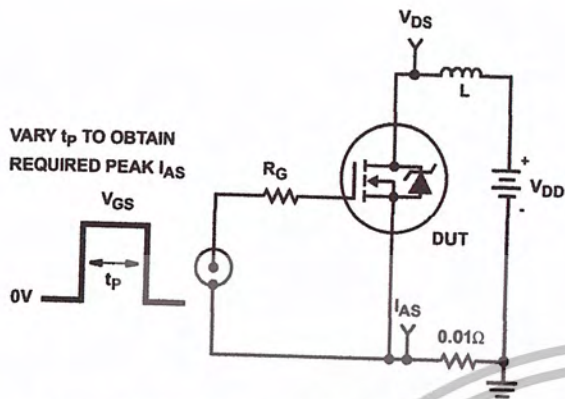


FIGURE 14. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

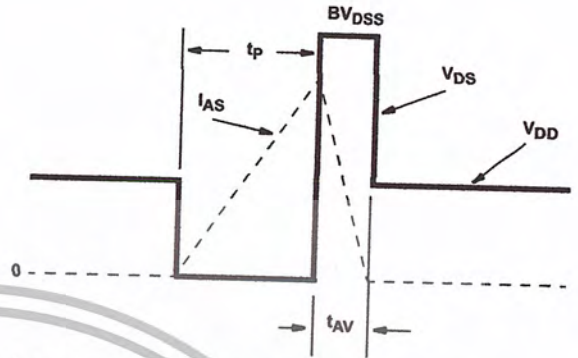


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

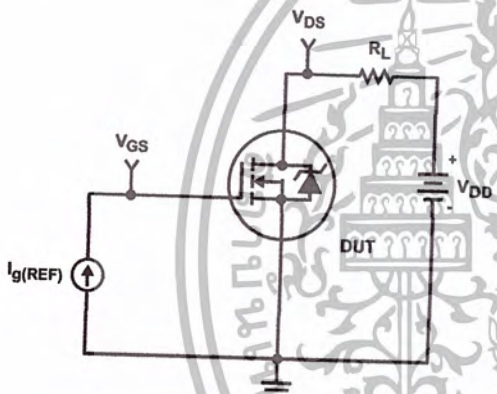


FIGURE 16. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

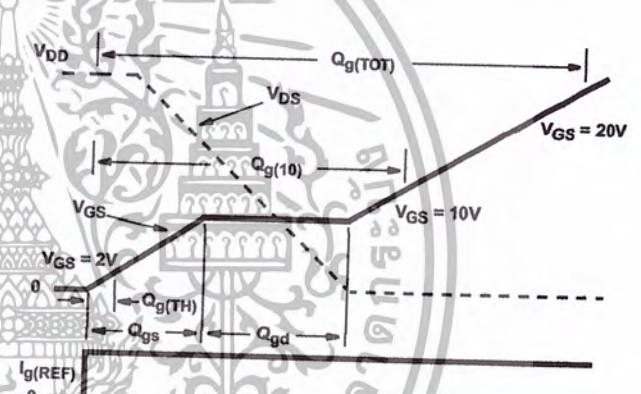


FIGURE 17. GATE CHARGE WAVEFORMS

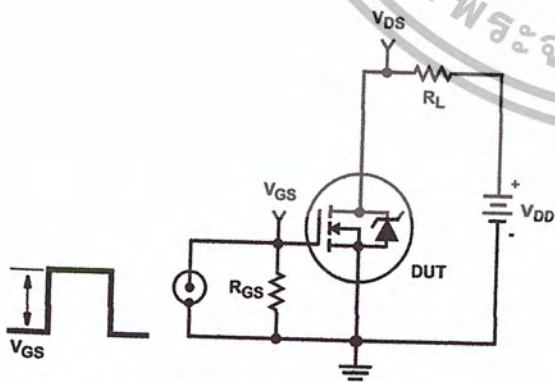


FIGURE 18. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

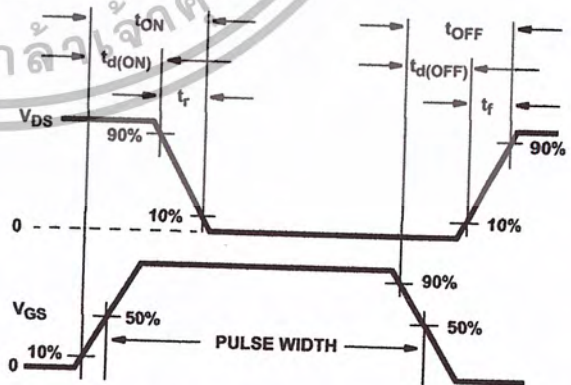


FIGURE 19. SWITCHING TIME WAVEFORM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF540N

PSPICE Electrical Model

.SUBCKT IRF540N 2 1 3 ; rev 19 July 1999

CA 12 8 1.95e-9
 CB 15 14 1.90e-9
 CIN 6 8 1.12e-9

DBODY 7 5 DBODYMOD
 DBREAK 5 11 DBREAKMOD
 DPLCAP 10 5 DPLCAPMOD

EBREAK 11 7 17 18 112.8
 EDS 14 8 5 8 1
 EGS 13 8 6 8 1
 ESG 6 10 6 8 1
 EVTHRES 6 21 19 8 1
 EVTEMP 20 6 18 22 1

IT 8 17 1

LDRAIN 2 5 1.0e-9
 LGATE 1 9 6.19e-9
 LSOURCE 3 7 2.18e-9

MMED 16 6 8 8 MMEDMOD
 MSTRO 16 6 8 8 MSTROMOD
 MWEAK 16 21 8 8 MWEAKMOD

RBREAK 17 18 RBREAKMOD 1
 RDRAIN 50 16 RDRAINMOD 2.00e-2
 RGATE 9 20 1.77
 RLDRAIN 2 5 10
 RLGATE 1 9 26
 RLSOURCE 3 7 11
 RSLC1 5 51 RSLCMOD 1e-6
 RSLC2 5 50 1e3
 RSOURCE 8 7 RSOURCEMOD 6.5e-3
 RVTHRES 22 8 RVTHRESMOD 1
 RVTEMP 18 19 RVTEMPMOD 1

S1A 6 12 13 8 S1AMOD
 S1B 13 12 13 8 S1BMOD
 S2A 6 15 14 13 S2AMOD
 S2B 13 15 14 13 S2BMOD

VBAT 22 19 DC 1

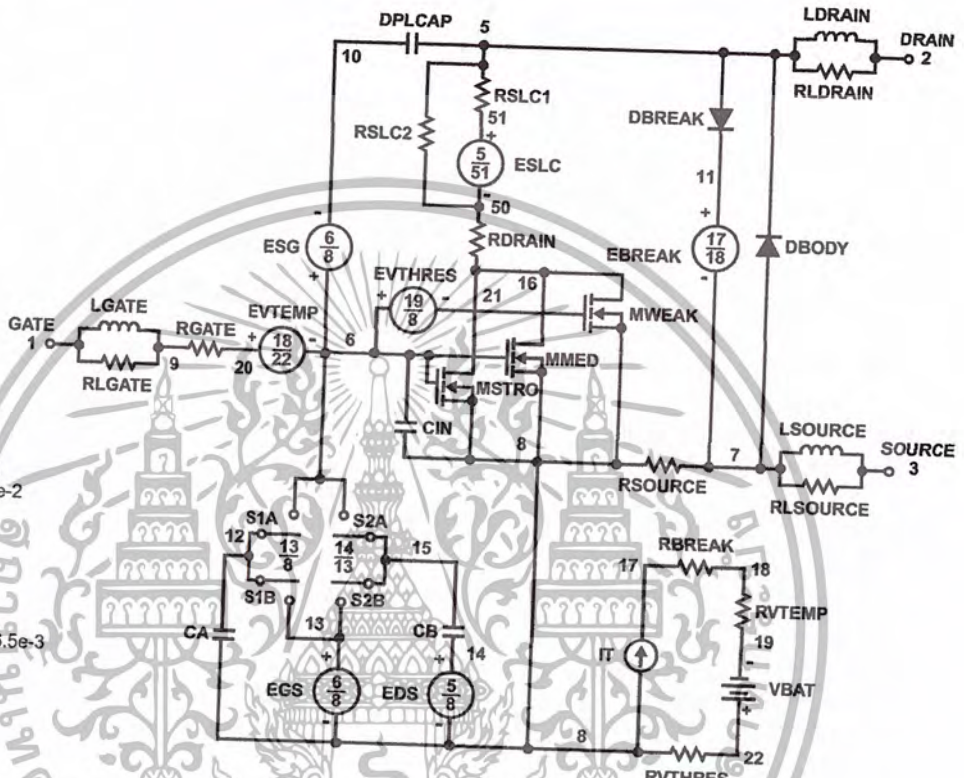
ESLC 51 50 VALUE={(V(5,51)/ABS(V(5,51)))*(PWR(V(5,51))/(1e-6^71),3.5))}

.MODEL DBODYMOD D (IS = 1.20e-12 RS = 4.2e-3 XTI = 5 TRS1 = 1.3e-3 TRS2 = 8.0e-6 CJO = 1.50e-9 TT = 7.47e-8 M = 0.63)
 .MODEL DBREAKMOD D (RS = 4.2e-1 TRS1 = 8e-4 TRS2 = 3e-6)
 .MODEL DPLCAPMOD D (CJO = 1.45e-9 IS = 1e-30 M = 0.82)
 .MODEL MMEDMOD NMOS (VTO = 3.11 KP = 5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 1.77)
 .MODEL MSTROMOD NMOS (VTO = 3.57 KP = 33.5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u)
 .MODEL MWEAKMOD NMOS (VTO = 2.68 KP = 0.09 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u)
 .MODEL RBREAKMOD RES (TC1 = 1.05e-3 TC2 = -5e-7)
 .MODEL RDRAINMOD RES (TC1 = 9.40e-3 TC2 = 2.93e-5)
 .MODEL RSLCMOD RES (TC1 = 3.5e-3 TC2 = 2.0e-6)
 .MODEL RSOURCEMOD RES (TC1 = 1e-3 TC2 = 1e-6)
 .MODEL RVTHRESMOD RES (TC1 = -1.8e-3 TC2 = -8.6e-6)
 .MODEL RVTEMPMOD RES (TC1 = -3.0e-3 TC2 = 1.5e-7)

.MODEL S1AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -6.2 VOFF = -3.1)
 .MODEL S1BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -3.1 VOFF = -6.2)
 .MODEL S2AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -1.0 VOFF = 0.5)
 .MODEL S2BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = 0.5 VOFF = -1.0)

.ENDS

NOTE: For further discussion of the PSPICE model, consult **A New PSPICE Sub-Circuit for the Power MOSFET Featuring Global Temperature Options**; IEEE Power Electronics Specialist Conference Records, 1991, written by William J. Hepp and C. Frank Wheatley.



IRF540N

SABER Electrical Model

REV 19 July 1999

template IRF540N n2,n1,n3

electrical n2,n1,n3

```
{
var i iscl
d..model dbodymod = (is = 1.20e-12, cjo = 1.50e-9, tt = 7.47e-8, xti = 5, m = 0.63)
d..model dbreakmod = ()
d..model dplcapmod = (cjo = 1.45e-9, is = 1e-30, m = 0.82)
m..model mmedmod = (type=_n, vto = 3.11, kp = 5, is = 1e-30, tox = 1)
m..model mstrongmod = (type=_n, vto = 3.57, kp = 33.5, is = 1e-30, tox = 1)
m..model mweakmod = (type=_n, vto = 2.68, kp = 0.09, is = 1e-30, tox = 1)
sw_vcsp..model s1amod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -6.2, voff = -3.1)
sw_vcsp..model s1bmod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -3.1, voff = -6.2)
sw_vcsp..model s2amod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -1.0, voff = 0.5)
sw_vcsp..model s2bmod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = 0.5, voff = -1.0)
```

```
c.ca n12 n8 = 1.95e-9
c.cb n15 n14 = 1.90e-9
c.cin n6 n8 = 1.12e-9
```

```
d.dbody n7 n71 = model=dbodymod
d.dbreak n72 n11 = model=dbreakmod
d.dplcap n10 n5 = model=dplcapmod
```

```
i.it n8 n17 = 1
```

```
l.drain n2 n5 = 1e-9
l.gate n1 n9 = 6.19e-9
l.source n3 n7 = 2.18e-9
```

```
m.mmed n16 n6 n8 n8 = model=mmedmod, l=1u, w=1u
m.mstrong n16 n6 n8 n8 = model=mstrongmod, l=1u, w=1u
m.mweak n16 n21 n8 n8 = model=mweakmod, l=1u, w=1u
```

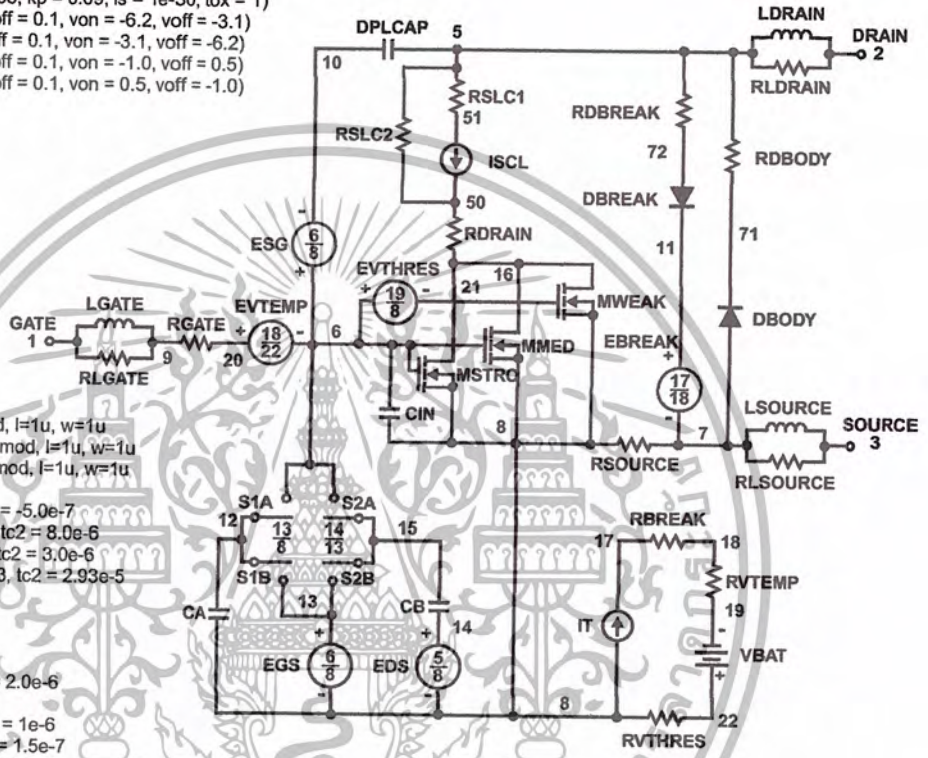
```
res.rbreak n17 n18 = 1, tc1 = 1.05e-3, tc2 = -5.0e-7
res.rbody n71 n5 = 4.2e-3, tc1 = 1.30e-3, tc2 = 8.0e-6
res.rdbreak n72 n5 = 4.2e-1, tc1 = 8.0e-4, tc2 = 3.0e-6
res.rdrain n50 n16 = 2.00e-2, tc1 = 9.40e-3, tc2 = 2.93e-5
res.rgate n9 n20 = 1.77
res.rldrain n2 n5 = 10
res.rlgate n1 n9 = 26
res.rlsource n3 n7 = 11
res.rslc1 n5 n51 = 1e-6, tc1 = 3.5e-3, tc2 = 2.0e-6
res.rslc2 n5 n50 = 1e3
res.rsource n8 n7 = 6.5e-3, tc1 = 1e-3, tc2 = 1e-6
res.rvtemp n18 n19 = 1, tc1 = -3.0e-3, tc2 = 1.5e-7
res.rvthres n22 n8 = 1, tc1 = -1.8e-3, tc2 = -8.6e-6
```

```
spe.ebreak n11 n7 n17 n18 = 112.8
spe.eds n14 n8 n5 n8 = 1
spe.egs n13 n8 n6 n8 = 1
spe.esg n6 n10 n6 n8 = 1
spe.evtemp n20 n6 n18 n22 = 1
spe.evthres n6 n21 n19 n8 = 1
```

```
sw_vcsp.s1a n6 n12 n13 n8 = model=s1amod
sw_vcsp.s1b n13 n12 n13 n8 = model=s1bmod
sw_vcsp.s2a n6 n15 n14 n13 = model=s2amod
sw_vcsp.s2b n13 n15 n14 n13 = model=s2bmod
```

```
v.vbat n22 n19 = dc=1
```

```
equations {
i (n51->n50) += iscl
iscl: v(n51,n50) = ((v(n5,n51)/(1e-9+abs(v(n5,n51))))*(abs(v(n5,n51))*1e6/71)** 3.5)
}
}
```



IRF540N

SPICE Thermal Model

REV 26 July 1999

IRF540NT

CTHERM1 th 6 2.60e-3
CTHERM2 6 5 8.85e-3
CTHERM3 5 4 7.60e-3
CTHERM4 4 3 7.65e-3
CTHERM5 3 2 1.22e-2
CTHERM6 2 tl 8.70e-2

RTHERM1 th 6 9.00e-3
RTHERM2 6 5 1.80e-2
RTHERM3 5 4 9.15e-2
RTHERM4 4 3 2.43e-1
RTHERM5 3 2 3.10e-1
RTHERM6 2 tl 3.21e-1

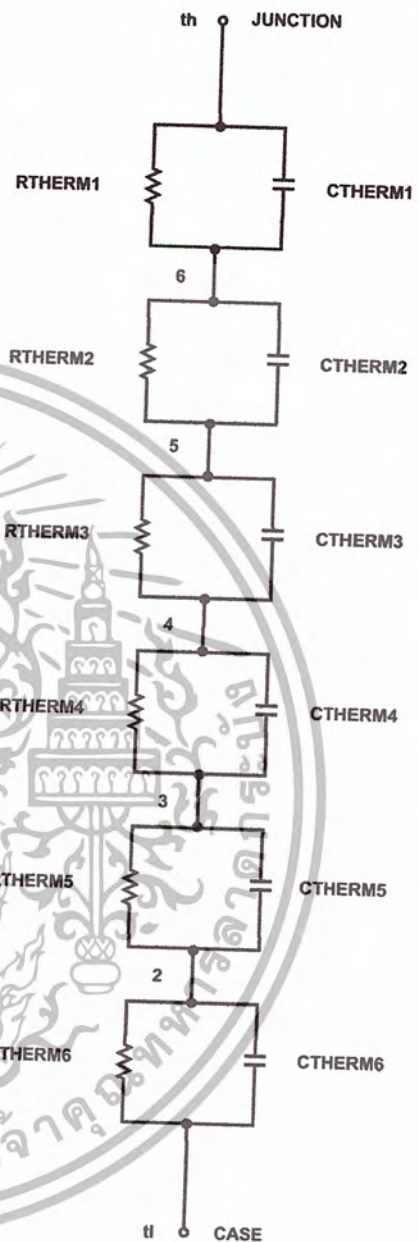
SABER Thermal Model

SABER thermal model IRF540NT

template thermal_model th tl
thermal_c th, tl

```
{  
  ctherm.ctherm1 th 6 = 2.60e-3  
  ctherm.ctherm2 6 5 = 8.85e-3  
  ctherm.ctherm3 5 4 = 7.60e-3  
  ctherm.ctherm4 4 3 = 7.65e-3  
  ctherm.ctherm5 3 2 = 1.22e-2  
  ctherm.ctherm6 2 tl = 8.70e-2
```

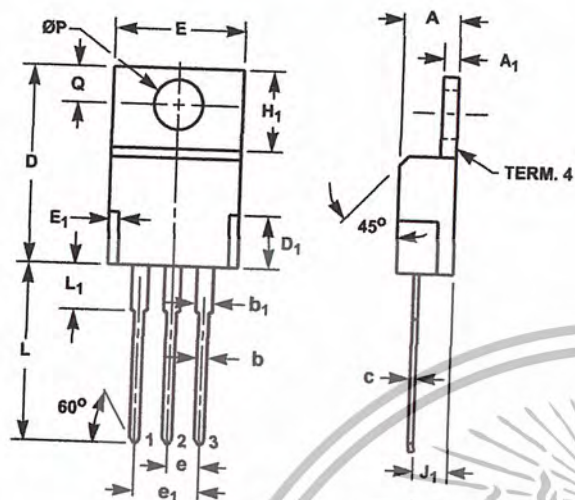
```
  rtherm.rtherm1 th 6 = 9.00e-3  
  rtherm.rtherm2 6 5 = 1.80e-2  
  rtherm.rtherm3 5 4 = 9.15e-2  
  rtherm.rtherm4 4 3 = 2.43e-1  
  rtherm.rtherm5 3 2 = 3.10e-1  
  rtherm.rtherm6 2 tl = 3.21e-1  
}
```



IRF540N

TO-220AB

3 LEAD JEDEC TO-220AB PLASTIC PACKAGE



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.170	0.180	4.32	4.57	-
A ₁	0.048	0.052	1.22	1.32	-
b	0.030	0.034	0.77	0.86	3, 4
b ₁	0.045	0.055	1.15	1.39	2, 3
c	0.014	0.019	0.36	0.48	2, 3, 4
D	0.590	0.610	14.99	15.49	-
D ₁	-	0.160	-	4.06	-
E	0.395	0.410	10.04	10.41	-
E ₁	-	0.030	-	0.76	-
e	0.100 TYP		2.54 TYP		5
e ₁	0.200 BSC		5.08 BSC		5
H ₁	0.235	0.255	5.97	6.47	-
J ₁	0.100	0.110	2.54	2.79	6
L	0.530	0.550	13.47	13.97	-
L ₁	0.130	0.150	3.31	3.81	2
ØP	0.149	0.153	3.79	3.88	-
Q	0.102	0.112	2.60	2.84	-

NOTES:

1. These dimensions are within allowable dimensions of Rev. J of JEDEC TO-220AB outline dated 3-24-87.
2. Lead dimension and finish uncontrolled in L₁.
3. Lead dimension (without solder).
4. Add typically 0.002 inches (0.05mm) for solder coating.
5. Position of lead to be measured 0.250 inches (6.35mm) from bottom of dimension D.
6. Position of lead to be measured 0.100 inches (2.54mm) from bottom of dimension D.
7. Controlling dimension: Inch.
8. Revision 2 dated 7-97.

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

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

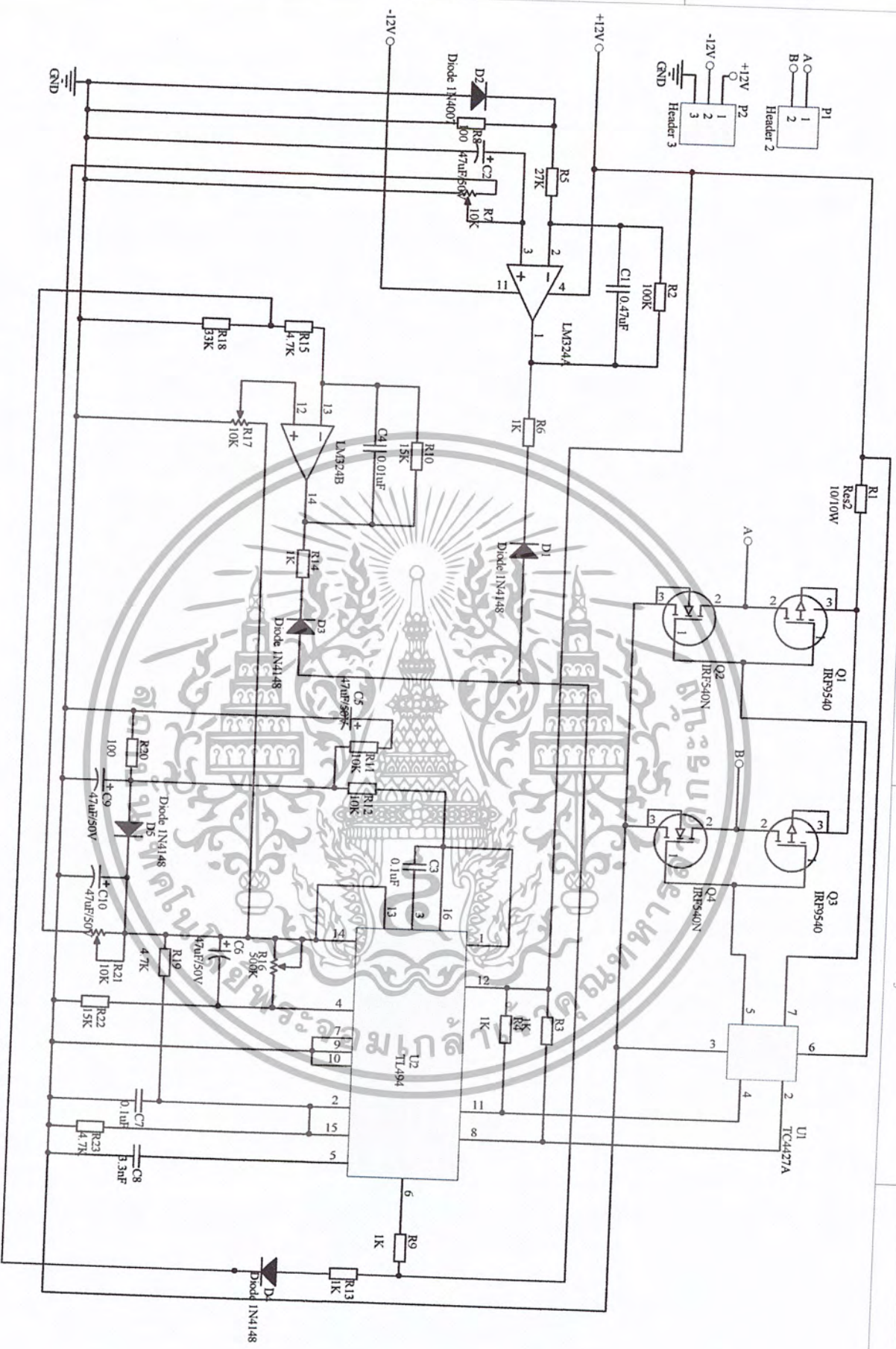
For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site www.intersil.com

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA
Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (321) 724-7000
FAX: (321) 724-7240

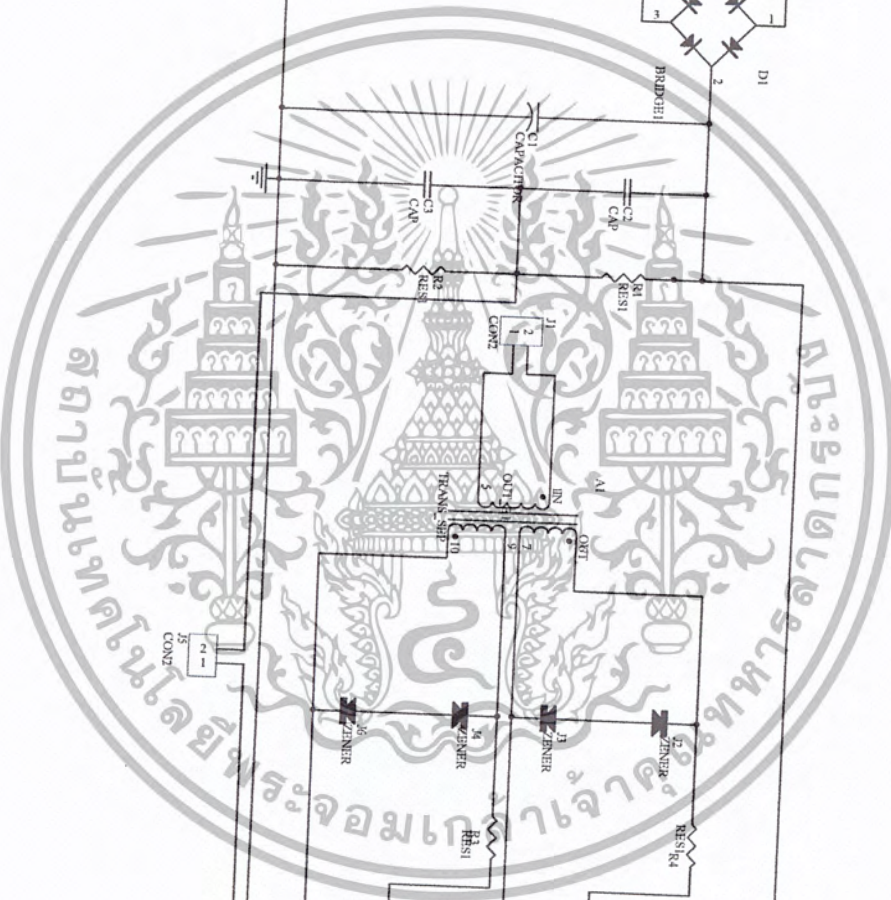
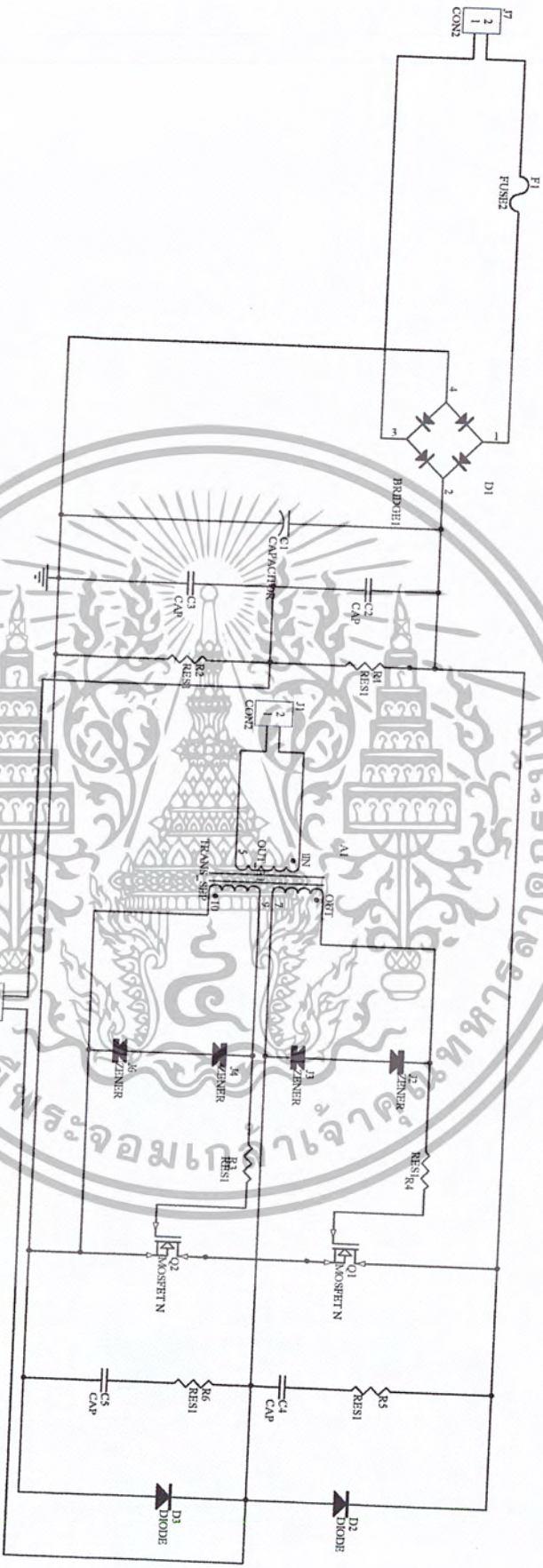
EUROPE
Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA
Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029



Title	Size	Number	Revision
	A4		
Date:	18/10/2010		
File:	D:\0710531\Desktop\Project\Sheet1_SchDoc	Sheet of	
		Drawn By:	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	Size	Number	Revision
	B		
Date	11/02/2011		
File	E:\059\IN Converter\Backup of Converter\khem By		
Sheet of	1		

การเป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Single Supply Quad Operational Amplifiers

The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V (LM224, LM324, LM324A)
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	32 ± 16	26 ± 13	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-25 to +85 0 to +70	-40 to +105 -40 to +125	$^\circ\text{C}$

1. Split Power Supplies.



ON Semiconductor®

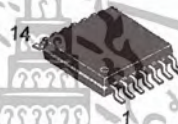
<http://onsemi.com>



PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646

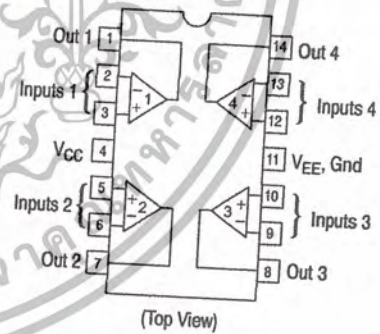


SO-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 9 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V to }30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $V_{ICR} = 0\text{ V to }V_{CC} - 1.7\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 2) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 2)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	V_{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, for Large V_O Swing $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation 10 kHz $\leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB

2. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

3. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
4. Guaranteed by design.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage— High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	V
Output Voltage— Low Limit, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	V_{OL}	—	5.0	20	—	5.0	20	—	5.0	20	—	5.0	100	—	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	I_{O+}	20	40	—	20	40	—	20	40	—	20	40	—	20	40	—	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5) ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{O-}	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	I_{SC}	—	40	60	—	40	60	—	40	60	—	40	60	—	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	—	—	3.0	—	1.4	3.0	—	—	3.0	—	—	3.0	—	—	3.0	mA
		—	—	1.2	—	0.7	1.2	—	—	1.2	—	—	1.2	—	—	1.2	mA

5. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

6. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

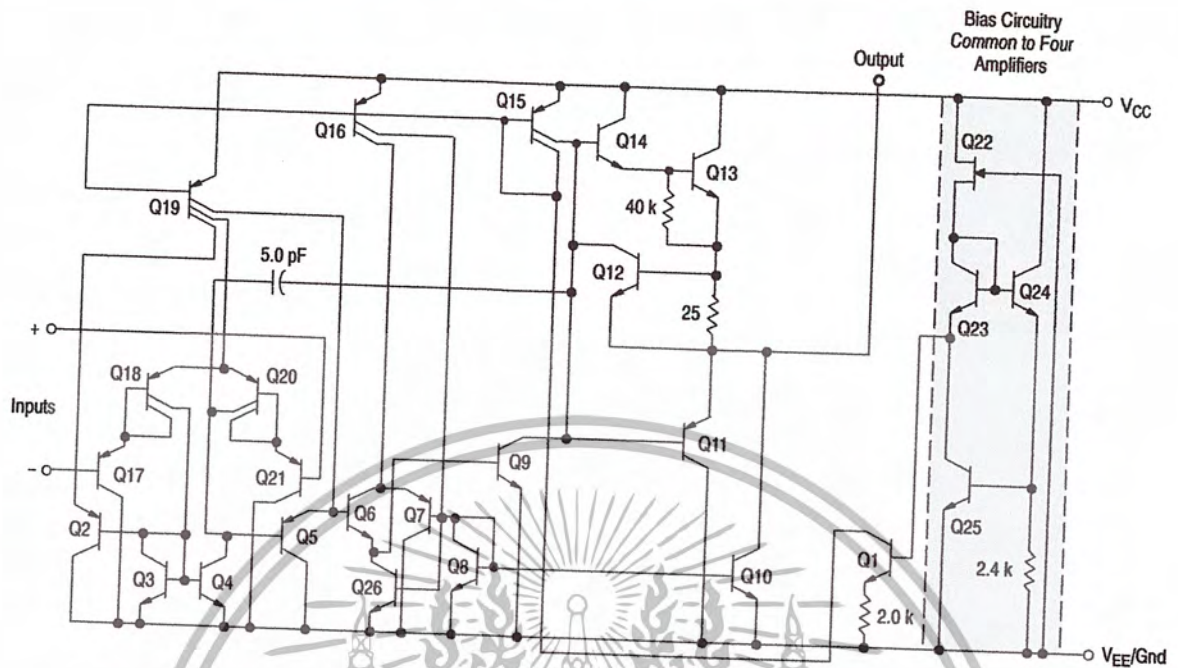


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้