

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องตัดโลหะด้วยลำแสงพลาสมา

PLASMA CUTTING MACHINE

โดย

นายชนะภัย สมลี รหัส 47015164

นายโชคอนันต์ สมสุข รหัส 47015165

นายสนธยา สุวรรณรัตน์ รหัส 47015187

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ร/พ.  
๕/๒๕๑  
๑๕๔๙

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 72852

วัน,เดือน,ปี..... 23 ส.ย. 2550

b..... 11๗๖3303

i.....

ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

ผู้จัดทำ

นายชนะภัย สมลี รหัส 47015164  
นายโชคอนันต์ สมสุข รหัส 47015165  
นายสนธยา สุวรรณรัตน์ รหัส 47015187

(.....) อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัด โลหะด้วยลำพลาสมา

Plasma Cutting Machine

ผู้จัดทำ

นายชนะภัย สมลี รหัส 47015164

นายโชคอนันต์ สมสุข รหัส 47015165

นายสนธยา สุวรรณรัตน์ รหัส 47015187

โครงการนี้ได้รับการตรวจแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้

(.....) อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
บทคัดย่อ	
ABSTRACT	
สารบัญ	
บทที่ 1 เครื่องตัดโลหะด้วยลำแสงพลาสมา	1
1.1 พลาสมาคืออะไร	1
1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา	1
1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องเชื่อมพลาสมา	2
1.2.2 แก๊สพลาสมา	2
1.2.3 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา	2
1.2.4 แก๊สปกคลุมพลาสมา	3
1.2.5 เครื่องประกอบเครื่องตัดพลาสมา	3
1.2.6 เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมา	3
1.2.7 แหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก	4
1.2.8 ค่าเอาท์พุทที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา	4
1.2.9 หัวเชื่อมพลาสมา	4
1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา	5
1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย	5
1.2.12 เทคนิคการเจาะรูคุณภาพ	5
1.2.13 ตารางค่าปรับตัวต่างๆ ของเครื่องเชื่อมพลาสมา	5
1.3 เครื่องตัดพลาสมา	6
1.3.1 ทำไมถึงใช้พลาสมาในการตัด	6
1.3.2 ความเร็วในการตัด	6
1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสมา	7
1.3.4 หัวตัดพลาสมา	7
1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสมา	7
1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมา	7
1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา	8
1.3.8 การปรับแต่งเครื่องตัดพลาสมา	8
1.3.9 พลาสมาคู่	8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
1.3.10 เครื่องตัดพลาสติกที่ใช้น้ำปกคลุม	9
1.3.11 เครื่องพลาสติกที่มีน้ำอัดฉีด	9
1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก	9
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย</b>	<b>11</b>
<b>2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส</b>	<b>11</b>
2.1.1 ไคโอดเรียงกระแส	11
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	12
<b>2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์</b>	<b>14</b>
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	14
2.2.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	15
2.2.3 พูช – พูลคอนเวอร์เตอร์	16
2.2.4 ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
2.2.5 ฟูล – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	18
<b>2.3 วงจรควบคุม</b>	<b>18</b>
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	19
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	20
<b>2.4 วงจรขับ</b>	<b>22</b>
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	22
2.4.2 วงจรเพาเวอร์มอสเฟต	24
<b>2.5 วงจรสแน็บเบอร์</b>	<b>26</b>
2.5.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	27
2.5.2 วงจรสแน็บเบอร์ ป้องกันแรงดันเกิน	28
<b>2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ</b>	<b>30</b>
2.6.1 ฟอสต์ – รีคัพเวอร์รี่ และ อุลตราฟอสต์ - รีคัพเวอร์รี่ ไคโอด	30
2.6.2 ซอตตี้ไคโอด	30
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	31
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	33
2.6.5 ไอจีบีที	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
<b>บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร</b>	<b>37</b>
<b>3.1 ส่วนของวงจรควบคุม</b>	<b>37</b>
3.1.1 การควบคุมกระแส	38
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์	38
3.1.3 วงจรขับ	40
<b>3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิทชิง</b>	<b>41</b>
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	42
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	42
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	43
3.2.4 วงจรแรงดันสูง	44
3.2.5 วงจรควบคุมการจุด/ดับพลาสมา	44
<b>3.3 วงจรสแน็บเบอร์</b>	<b>45</b>
3.3.1 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply	46
3.3.2 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Drive Gate	46
3.3.3 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control	47
3.3.4 การออกแบบวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3526A	47
3.3.5 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค High Voltage	47
3.3.6 การออกแบบวงจรควบคุมการจุด ดับพลาสมา	48
<b>บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน</b>	<b>49</b>
4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจร	49
<b>บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง</b>	<b>57</b>
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	
DATA SHEETS	

# บทที่ 1

## เครื่องตัดโลหะด้วยลพลาสมา

### 1.1 พลาสมาคืออะไร

การเกิดของพลาสมานั้น เป็นเรื่องเกี่ยวกับการแตกตัวของอะตอมแก๊สที่ไหลผ่านกระบวนการอาร์คไฟฟ้า แต่ถ้าเราทำการทดลองพลาสมาในสุญญากาศแล้วจะปรากฏผลเกิดพลาสมาที่ไม่มีแก๊สปะปนอยู่ แต่พลาสมาจะเกิดจากอิเล็กตรอนแทนเราเรียกว่า แก๊สอิเล็กตรอน

### 1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา (Plasma Arc welding : PAW)

เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมานั้น มีคุณสมบัติทางความร้อนและความรุนแรงสูงกว่าเครื่องอาร์คที่ใช้แก๊สธรรมดาทั่วไป เช่น เครื่องอาร์คแก๊สทังสเตน (Tungsten Inert – Gas : TIG) เครื่องอาร์คแก๊สโลหะ (Metal Inert – Gas : MIG) ซึ่งโดยปกติแล้วอุณหภูมิของพลาสมานั้นจะอยู่ที่ 21,000°F (11,650°C) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นความร้อนที่สูงมากทีเดียว

การต่อใช้งานของเครื่องพลาสมานั้นจะต่อได้ 2 ลักษณะ คือ แบบส่งผ่าน (Transferred arc) และแบบไม่ส่งผ่าน (Nontransferred arc) ก่อนจะกล่าวถึงการต่อใช้งานทั้ง 2 แบบนั้นเราจะเริ่มต้นจากการจุดระเบิดพลาสมาก่อน คือ เมื่อเริ่มปลายแก๊สที่ลำเลียงจากถังมาสู่หัวตัดแล้วจากนั้นทำการตั้งค่ากระแสที่เครื่องแหล่งจ่ายกำลังค่าหนึ่ง ลำดับต่อไปให้ทำการจุดพลาสมาด้วยการอาร์คด้วยแรงดันความถี่สูง (Frequency Arc Starting) ซึ่งลำดับขั้นตอนจะเหมือนกับการจุดของแก๊สทังสเตน

การใช้งานเครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถที่จะต่อใช้งานได้ 2 รูปแบบ คือ แบบส่งผ่านและแบบไม่ส่งผ่าน แบบส่งผ่านนั้นหมายความว่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังนั้น ไหลผ่านจากแท่งอิเล็กโทรดที่อยู่ในหัวตัดมายังปากท่อของหัวตัด และส่งต่อไปให้กับชิ้นงาน และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลังอีกครั้งหนึ่งครบวงจร ส่วนในแบบไม่ส่งผ่านนั้นจะหมายถึงกระแสจากแหล่งจ่ายกำลัง ไหลจากแท่งอิเล็กโทรดภายในหัวตัดและไหลผ่านปากท่อของน็อตเซิลัน และกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลังครบวงจร เห็นได้ว่าทั้งสองแบบนี้แตกต่างกันตรงที่กระแสไหลผ่านสู่ชิ้นงานหรือไม่เท่านั้น และเรานิยมเรียกการต่อแบบส่งผ่านว่า “พลาสมาอาร์ค” และแบบไม่ส่งผ่านว่า “พลาสมา เจ็ส” ในแบบส่งผ่านนั้นจะเป็นที่นิยมใช้งานตัดโลหะมากกว่าแบบไม่ส่งผ่าน

ในส่วนของการปรับเปลี่ยนพลาสมาให้มีลักษณะกรวยบางนั้น สามารถปรับแต่งอัตราการใช้ของแก๊สที่ป้อนบริเวณส่วนบนของหัวตัด ซึ่งการปรับนั้นเราควรเริ่มที่จะปรับแต่งให้เปลวที่ออกมา มีลักษณะเป็นเส้นตรงหรือทรงกระบอกและส่วนปลายเป็นกรวย และนี่ก็เป็นเหตุผลหนึ่งที่หัวตัดของพลาสมามีลักษณะเป็นน็อตเซิลันเซรามิกที่ปากท่อบีบแคบ เพราะมันจะช่วยให้เกิดพลาสมาเป็นลำและมีความร้อนสูงได้ดีและเมื่อเราได้ทำการเพิ่มจำนวนของกระแสและแรงดันจากแหล่งจ่ายกำลังจะทำให้พลาสมานั้นมีความร้อนสูงขึ้นอีก

### 1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องตัดพลาสติก

ความได้เปรียบกว่าเครื่องตัดธรรมดาที่มีอยู่หลายประการอันจะแบ่งเป็นหัวข้อได้ดังนี้

1. การปรับปรุงถึงเรื่องของการควบคุมความร้อนที่ให้กับชิ้นงานได้โดยตรง โดยที่ปราศจากความสกปรกในบริเวณรอบข้าง
2. การรักษาระยะการตัดได้คงที่และสามารถยืนห่างจากชิ้นงานได้มากกว่าเนื่องจากผู้ตัดส่วนใหญ่ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการรักษาระดับทิศทางตำแหน่งและระยะของการตัดซึ่งในแบบเก่านั้นต้องยืนทำงานเป็นระยะไกลมาก
3. พลาสติกนั้นจะมีความไวต่ำของการเปลี่ยนขนาดการเชื่อมต่อการเปลี่ยนระยะการเชื่อมซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อเราเคลื่อนมือในการเชื่อมหรือตัดจึงอาจกล่าวได้ว่ามีความราบเรียบในการตัดสูงก็ได้
4. จากข้อได้เปรียบของระยะห่างในการทำงานที่มากกว่านั้น ทำให้ลดอันตรายที่เกิดจากการกระเด็นของเศษโลหะที่เราทำการเชื่อมหรือตัด โดยเฉพาะเมื่อเรามีชิ้นงานเป็นสแตนเลส, อลูมิเนียม และไททานเนียมหรือในสถานที่ที่มีความร้อนสูงมาก เช่น ในโรงพลังนิวเคลียร์, ท่อในโรงงานเคมีหรือในอวกาศยาน
5. จากเหตุผลที่ว่าพลาสติกมีความร้อนสูงมากทำให้ความเร็วในการตัดหรือเชื่อมนั้นเร็วมากจึงส่งผลให้การกระจายความร้อนในโลหะมีจำกัดในวงแคบๆ
6. โอกาสในการกระเด็นอิเล็กทรอนิกส์ที่หลอมละลายนั้นมีความต่ำเพราะแท่งอิเล็กทรอนิกส์ของหัวตัดพลาสติกนั้นจะบรรจุอยู่ภายในก้อนเซรามิก ซึ่งแตกต่างกับหัวตัดทั้งสแตนเลสที่มีแท่งอิเล็กทรอนิกส์ไหลออกมาจากปากท่อ
7. สามารถบังคับเหล็กที่หลอมละลายหรือการเกาะโดยวิธีโฮลได้
8. สามารถเชื่อมหรือตัดได้ทั้งแนวตั้งและเหนือศีรษะ

แต่ในความได้เปรียบหลายประการของพลาสติกนั้นก็ยังมีข้อด้อยที่สำคัญประการหนึ่ง คือเรื่องของราคาต้นทุนที่สูง และปัญหาอายุการใช้งานที่สั้นของเซรามิกก้อนอันเนื่องมาจากอุณหภูมิที่สูงของพลาสติกนั่นเองและแก๊สที่ใช้มีราคาสูงซึ่งสิ่งทั้งสองนั้นเป็นสิ่งจำเป็นของกระบวนการอันไม่อาจขาดสิ่งใดสิ่งหนึ่งไปได้

### 1.2.2 แก๊สพลาสติก

เราสามารถใส่แก๊ส 2 ชนิดที่อยู่ในแต่ละถังในการใช้งานได้พร้อมกัน ซึ่งแก๊สอันหนึ่งใช้เป็นเชื้อเพลิงในการกำเนิดพลาสติกและอีกอันหนึ่งใช้ปกคลุมผิวชิ้นงานจากบรรยากาศ

### 1.2.3 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก

ในกระบวนการพลาสติกนั้น ประกอบด้วยอิเล็กทรอนิกส์จากแหล่งจ่ายกำลังและไอออนของแก๊ส ซึ่งทั้งสองนั้นจะทำปฏิกิริยาเคมีป้องกันการเกิดออกไซด์อันเป็นสาเหตุของการเกิดสนิมในที่นี้

สมมุติว่าใช้อาร์กอนเป็นเชื้อเพลิงในการใช้งานจริงนั้นเราจะเลือกอาร์กอนมาใช้แทนที่ฮีเลียมเพราะราคาถูกกว่าและฮีเลียมมีปัญหาในการจุดพลาสมาได้ลำบาก

ในการจัดลำดับความเร็วในการตัดจะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสจากแหล่งจ่ายกำลัง และ อัตราการไหลของแก๊ส กล่าวคือ อัตราการไหลของแก๊สถ้าไหลช้าการเจาะโลหะจะทำได้ยากและ ต้องใช้เวลานาน เพราะปริมาณการเกิดพลาสมาต่อวินาทีมีน้อยนั้น หมายถึง ความร้อนต่ำด้วย เพราะฉะนั้นเราควรพิจารณาความหนาของชิ้นงานและธาตุที่มีอยู่ในชิ้นงานเป็นหลักยกตัวอย่างเช่น ในกรณีเรามาชิ้นงานที่เป็น โลหะบางๆ เราควรใช้อัตราแก๊สที่ต่ำเพื่อลดความสิ้นเปลืองหรือชิ้นงาน เป็น โลหะประเภทอลูมิเนียม หรือทองแดงซึ่ง โลหะทั้งสองนี้เป็นชนิดที่มีการนำความร้อนสูง เรา ควรที่จะใช้แก๊สในอัตราที่สูงเพื่อจะได้ตัดอย่างรวดเร็ว เพื่อความสะดวกอาจตั้งค่าตัวแปรใน กระบวนการตามตารางที่ให้ประกอบ

#### 1.2.4 แก๊สปกคลุมพลาสมา

ในขณะที่ทำการตัดด้วยพลาสมานั้นถ้าพลาสมาจะไหลพุ่งออกมาจากอิเล็กโทรด ใน ขณะเดียวกันก็จะมีแก๊สปกคลุมไหลออกมารอบๆ อิเล็กโทรดปกคลุมชิ้นงานเอาไว้ และใน ระยะเวลาอันสั้นเพียงเสี้ยววินาที แก๊สปกคลุมจะเกิดไอออไนซ์ โดยความร้อนจากพลาสมา ส่วนที่ เหลือจึงกลายเป็นแก๊สธรรมดาปกคลุมชิ้นงานป้องกันการเกิดออกไซด์แก๊สปกคลุมที่ใช้ใน กระบวนการเชื่อมธรรมดาก็สามารถที่จะนำมาใช้ในกระบวนการพลาสมาได้ ตัวอย่างเช่น อาร์กอน ฮีเลียม หรือเป็นการผสมผสานของแก๊สทั้งสองได้

#### 1.2.5 เครื่องประกอบของเครื่องตัดพลาสมา

นอกเหนือจากนี้อเนจลิน์ที่ต่างกันและแก๊สที่ใช้มี 2 ชนิดแล้ว ที่เหลือจะมีองค์ประกอบที่ เหมือนกับเครื่องเชื่อมทั้งสแตนทั้งหมด

เครื่องเชื่อมหรือตัดพลาสมานั้นมีอุปกรณ์สำคัญอย่างหนึ่งที่ขาดไม่ได้ นั่นคือ ก่อถ่วงควบคุม ปริมาณกระแสของเครื่องจ่ายกำลัง โดยจะมีลักษณะเป็นก่อกว้างแยกตัวกับเครื่องจ่ายกำลัง ก่อถ่วงนี้จะมี หน้าปัดแสดงถึงค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับงานในขณะนั้นซึ่งถือว่าเป็นค่าที่มีประโยชน์มากเพราะ เราสามารถที่จะตั้งค่าของอัตราของแก๊สที่จะใช้และปริมาณน้ำหล่อเย็นด้วย

หัวเชื่อมพลาสมาทั้งหลายในปัจจุบันนี้จะมีสายไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกำลังและมีท่อส่ง แก๊สที่ต่อกับถังแก๊สเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุมต่ออยู่บริเวณปลายทางหางของหัวเชื่อมและใน ส่วนบนของหัวเชื่อมจะมีปุ่มควบคุม ทั้งปริมาณของการไหลของแก๊สและมีปุ่มการจุดพลาสมาด้วย ทำให้มีความสะดวกในระหว่างการทำงาน

#### 1.2.6 เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยส่วนมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นลักษณะของไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุนั้นเป็นเพราะ การบำรุงรักษาง่ายกว่าการใช้กระแสสลับ และสาเหตุที่สำคัญอีกอย่างนั้นเพราะไฟฟ้ากระแสสลับมี รูปคลื่นเป็นแบบไซเคิลทุกๆ 1 ไซเคิล จะมีจุดที่กระแสนั้นมีค่าเป็นศูนย์ทำให้มีกระแสทางเอาท์พุท เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่คงที่ จุดที่แตกต่างกันของแหล่งจ่ายกำลังของพลาสมาและหังสเตนคือ ค่าโวลต์เตจทางเอาต์พุทของพลาสมาในขณะที่เปิดวงจรนั้นมีค่าสูงประมาณ 200 – 400 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อมชิ้นงานในขณะที่เชื่อมมีค่าประมาณ 80 โวลต์

#### 1.2.7 การต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก

ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาถึงการต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กที่มีกำลังงานทางเอาต์พุทต่ำให้สามารถทำงานกับกระบวนการของพลาสมาที่ต้องการกำลังงานทางเอาต์พุทสูงในกรณีที่เรามีแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กจำนวนที่มากกว่าหนึ่งตัวนั้น เราสามารถที่จะเพิ่มกำลังงานเอาต์พุทโดยนำเอาเอาต์พุทของแหล่งจ่ายแต่ละตัวมารวมกันจะแยกพิจารณาใน 2 กรณี คือ กรณีแรกเป็นการเพิ่มค่าแรงดันจะทำให้ได้โดยการต่อเอาต์พุทของแหล่งจ่ายกำลังในแบบอนุกรมกัน ส่วนในกรณีของการเพิ่มกระแสนั้นเราทำได้โดยการต่อเอาต์พุทของแหล่งจ่ายกำลังแต่ละตัวในลักษณะขนาดกระแสรวมของเอาต์พุท (ที่รวมกันแล้ว) จะเท่ากับผลรวมค่ากระแสของแหล่งจ่ายกระแสรวม

การต่อเอาต์พุทแหล่งจ่ายแบบผสมกันทั้งอนุกรมและขนานกันก็สามารถทำได้ และสิ่งที่ผู้ใช้งานจะลืมไม่ได้อย่างหนึ่ง คือ เมื่อเราได้ทำการเพิ่มกระแสและแรงดันทางเอาต์พุทแล้วจะส่งผลทำให้เกิดปัญหาสายไฟที่เราเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายกับหัวเชื่อมร้อนและละลายได้ ซึ่งเป็นอันตรายอย่างยิ่งไม่ควรมองข้ามสิ่งนี้ไป

#### 1.2.8 ค่าเอาต์พุทที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมานั้น จะมีเอาต์พุทเป็นกิโวลต์ดี เช่น 250 แอมแปร์ 200 โวลต์ มีค่ากำลังงานเท่ากับ 50 กิโลวัตต์ เป็นต้น แต่ก็มีเครื่องบางเครื่องที่แสดงค่าเอาต์พุทแยกเป็นจำนวนกระแส และจำนวนแรงดัน แต่เราก็สามารถที่จะหาค่าของกำลังงานทางเอาต์พุทได้ โดยนำค่ากระแสและแรงดันทางเอาต์พุทมาทำการคูณกันจะเป็นค่ากำลังทางเอาต์พุทนั่นเอง

#### 1.2.9 หัวเชื่อมพลาสมา

นีออนเซิลันเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของหัวเชื่อมพลาสมาเพราะเส้นผ่านศูนย์กลางของปากนีออนเซิลันนั้นเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของลำพลาสมาอาร์ค ซึ่งอยู่ภายในนีออนเซิลันทำให้เกิดการรวมตัวกันของพลังงานเพื่อปลดปล่อยลำพลาสมาออกมาใช้งาน โดยจะมีลักษณะที่ตีบ อย่งไรก็ตามอุณหภูมิที่สูงของพลาสมาก็จะส่งผลกระทบต่อนีออนเซิลัน โดยตรง หัวเชื่อมพลาสมามีการใช้งานทั้งแบบส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและชิ้นงาน) และไม่ส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและนีออนเซิลัน) ในแบบไม่ส่งผ่านลำพลาสมาจะออกมาในลักษณะกรวยที่พุ่งออกมาและมีความร้อนต่ำเพราะการเกิดพลาสมาในแบบไม่ส่งผ่านนั้นจะมีลักษณะเหมือนการฟั่นละองแก๊สเผาไหม้ออกมาทำให้ความหนาแน่นของพลังงานและความร้อนต่ำ จึงเหมาะที่จะใช้งานกับแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มากในแบบส่งผ่านนั้นเป็นการใช้งานที่มีความร้อนออกมามาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะลำพลาสมาพุ่งออกมาเป็นลักษณะทรงกระบอกลำเล็กๆ และอิเล็กตรอนที่อยู่ภายในชิ้นงานสามารถกระโดดเข้าหาแท่งอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมได้สะดวกจึงเกิดพลังงานที่บริเวณชิ้นงานสูง

#### 1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา

เทคนิคการเชื่อมนี้จะใช้กับการเชื่อมด้วยมือเท่านั้นและไม่ยุ่งยากเพราะระยะห่างระหว่างชิ้นงานกับผู้เชื่อมนั้นมีมากพอสมควรจึงหลีกเลี่ยงอันตรายที่มีต่อผู้เชื่อมและอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมที่บางครั้งอาจไปกระทบกับชิ้นงานที่กำลังละลายอยู่ได้

#### 1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย

วิธีนี้เป็นการเชื่อม โดยที่ทำให้โลหะที่จะนำมาเชื่อมหลอมละลายและค่อยๆ ทึ่มลวดประสานหรือฟลักซ์ลงไปในพื้นที่ที่ละลายอยู่

#### 1.2.12 เทคนิคการเจาะรูคุณภาพ

เป็นอีกวิธีหนึ่งในการเชื่อมหรือตัดชิ้นงานด้วยเครื่องพลาสมาวิธีนี้เหมาะกับชิ้นงานที่มีความหนาไม่มากหรือแผ่นโลหะบางๆ และในวิธีนี้เราจะไม่ใช้ลวดประสานหรือฟลักซ์ใดๆ เพราะเราจะต้องแช่หัวเชื่อมหรือหัวตัดไว้จนโลหะละลายและทะลุในที่สุด รูที่จะลักษณะเหมือนกับคุณภาพจึงเรียกว่าเทคนิคเจาะทะลุแบบรูคุณภาพเมื่อเกิดรูขึ้นเราจะนำลำพลาสมาที่อยู่ภายในรูลากตรงไปตามแนวเชื่อมโลหะที่หลอมละลายจะไหลอยู่รอบๆ รูคุณภาพ และจะเกิดเป็นแนวเชื่อมขึ้นแต่ควรระวังในการเคลื่อนหัวเชื่อมอย่าเคลื่อน ไหวเร็วเกินไป เพราะจะทำให้เกิดแนวเชื่อมที่เล็กเกินไปและสิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือหัวเชื่อมควรวางในแนวตั้งฉากกับชิ้นงานเสมอเพื่อป้องกันนีออนเซิลันแตกร้าวส่วนในเรื่องของแก๊สที่ใช้ในการเชื่อมนั้นจะต้องมีอัตราไหลสูงกว่าวิธีหลอมละลาย เพราะการที่จะให้เกิดรูคุณภาพนั้นจำเป็นต้องใช้ความร้อนสูงมาก ขนาดของโลหะที่จะนำมาใช้นั้นควรหนาประมาณ 6 มิลลิเมตร หรือบางกว่านั้นแต่ถ้ากรณีที่ชิ้นงานมีความหนามากกว่า 6 มิลลิเมตรแล้วเราก็ยังสามารถใช้วิธีนี้ได้ แต่ต้องปรับค่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังให้มีค่ามากขึ้นกว่าเดิมตามความเหมาะสม

#### 1.2.13 ตารางค่าตัวแปรต่างๆ ของเครื่องเชื่อมพลาสมา

สมาคมเชื่อมอเมริกัน ได้จัดทำสิ่งตีพิมพ์ขึ้น โดยมีรายละเอียดที่สำคัญคือ “แนะนำวิธีปฏิบัติเมื่อใช้เครื่องเชื่อมพลาสมา” ในสิ่งตีพิมพ์ดังกล่าวจะพูดถึงสิ่งที่ควรรู้เบื้องต้นในการใช้พลาสมา เช่น ขนาดสายลำเลียงที่จะต้องใช้อำนาจกระแสหรือแก๊ส ค่าของกระแส ขนาดชิ้นงานที่ใช้ อัตราการไหลของแก๊ส เป็นต้น

ก่อนที่เราจะใช้อัตราเพื่อตั้งค่าองค์ประกอบให้เหมาะสมนั้นเราควรที่จะต้องรู้ก่อนว่าระบบเครื่องเชื่อมนี้เป็นแบบอัตโนมัติหรือแบบใช้มือภายในตารางจะมีข้อมูลที่จำเป็นต่อการใช้งานดังต่อไปนี้ ค่ากระแสขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของนีออนเซิลัน (ปากท่อ) อัตราการไหลของแก๊สพลาสมาแก๊สเชื้อเพลิงนั้นเป็นอาร์กอนเสมอ ส่วนแก๊สปกคลุมนั้นอาจจะเป็นอาร์กอน อาร์กอน – ฮีเลียม หรือเป็นอาร์กอนผสมไฮโดรเจนแต่ต้องไม่ใช่ฮีเลียมบริสุทธิ์เพราะการจูดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลาสติกที่ลำบากจะรักษาระดับการเชื่อมไม่คงที่ การเลือกชนิดของแก๊สปกคลุมนั้นจะขึ้นอยู่กับ กระแสที่ให้กับ โหลดและความหนาชิ้นงานและก่อนใช้งานจริงควรทดลองสักเล็กน้อยก่อนทำงานจริงจะป้องกันความผิดพลาดได้

### 1.3 เครื่องตัดพลาสมา (Plasma Arc Cutting : PAC)

เครื่องตัดพลาสมานั้นใช้ตัดโลหะได้หลากหลายและง่ายกว่าเครื่องตัดที่มีมาก่อนหน้านี้ โลหะที่ตัดได้ เช่น คาร์บอน, อลูมิเนียม, สเตนเลส, ทองแดง, ทองเหลือง, บรอนซ์, นิกเกิล, อัดลอย, เซอร์โคเนียม, ยูเรเนียม เป็นต้น

#### 1.3.1 ทำไมจึงใช้พลาสมาในการตัด

พลาสมาสามารถตัดชิ้นงานเป็นจำนวนมากได้ในเวลารวดเร็ว ทำมุมในการตัดและเจาะได้ดี ในการใช้งานความร้อนที่ใช้ชิ้นงานนั้นมีน้อยกว่าเครื่องตัดออกซิเจน ทั้งๆ ที่พลาสมานั้นร้อนกว่า นั้นเป็นเพราะพลาสมาตัดด้วยความเร็วที่สูงกว่าจึงมีความร้อนสะสมน้อยกว่าบนชิ้นงาน แต่อีกอย่างหนึ่ง คือ พลาสมามีปัญหาในเรื่องไอที่ลอยออกมาจากคลองเลื่อยซึ่งเป็นสาเหตุที่เกิดความเสียหายในการตัดได้ แต่อย่างไรก็ตามพลาสมายังได้รับความนิยมใช้ในอุตสาหกรรมที่มีการตัดแบบอัตโนมัติที่ชิ้นงานจำนวนมากๆ และมีความไวโค้งหรือรูปร่างต่างๆ

อย่างไรก็ตามในส่วนน้อยเท่านั้นที่ใช้งานแบบมือ เพราะเสียงที่เกิดจากพลาสมาเจ็สนั้นดังมากและในขณะที่ตัดนั้นจะเกิดควันมากมาย ซึ่งนับว่าเป็นปัญหาสำคัญในการควบคุมแต่ปัญหาดังกล่าวนั้นไม่มีต่อการตัดแบบอัตโนมัติ วิธีที่แก้ปัญหาคือความร้อน, เสียงรบกวนและควันยังมี คือทำการตัดบนโต๊ะที่มีน้ำขังอยู่ด้านบนโต๊ะ จะสัมผัสกับผิวด้านล่างของชิ้นงานซึ่งเป็นที่พักของควันและจี้โลหะ ส่วนเสียงรบกวนที่เกิดจากลำพลาสมาได้คล่องเลื่อนนั้นจะถูกน้ำดูดซับเสียงไปแต่ก็ยังไม่หมด ทางที่ดีควรสวมเครื่องป้องกันไว้ด้วย

#### 1.3.2 ความเร็วในการตัด

ในการใช้เครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถทำความเร็วในการตัดได้ประมาณ 100 – 150 นิ้ว/นาที่ (2.5 – 3.8 เมตร/นาที่) ซึ่งการตัดด้วยเครื่องตัดออกซิเจนนั้นทำความเร็วอยู่แค่ 20.25 นิ้ว/นาที่ (0.5 – 0.63 เมตร/นาที่) เท่านั้น ในการตัดแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มาก พลาสมาทำความเร็วอยู่ที่ 300 นิ้ว/นาที่ (7 เมตร/นาที่) แต่อย่างไรก็ตามในการตัดด้วยการใช้มีอนั้นจะไม่สามารถรักษาระดับความเร็วและประสิทธิภาพให้คงที่ได้เหมือนกับการตัดแบบอัตโนมัติ ถึงแม้จะเป็นเครื่องพลาสมาก็ตาม

การตัดแผ่นคาร์บอนที่มีความหนาประมาณ 3 นิ้ว (75 มม.) นั้นสามารถทำได้เร็วโดยการตัดด้วยออกซิเจน แต่ถ้าความหนาดำกว่า 1 นิ้ว (25 มม.) แล้วพลาสมาจะทำการตัดได้เร็วกว่าถึง 3 เท่า สำหรับการตัดสินใจที่จะเลือกนำมาใช้งานนั้นก็ควรพิจารณาจากการลงทุนที่คุ้มค่าหรือไม่ เพราะราคาของพลาสมานั้นค่อนข้างสูงกว่าออกซิเจนมาก จะสังเกตเห็นว่าในธุรกิจที่ต้องการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วในการผลิตและมีผลผลิตเป็นจำนวนมาก ล้วนแล้วแต่ใช้เครื่องตัดพลาสติกในกระบวนการผลิตแทบทั้งสิ้น เพราะให้ผลคุ้มค่ากว่าเมื่อเทียบกับระหว่างต้นทุนและผลผลิต และเครื่องตัดพลาสติกนั้นจะส่งผลที่ได้เปรียบในเชิงเศรษฐศาสตร์ เมื่อการลงทุนเป็นระยะยาวคงจะพบเห็นการใช้งานกับงานหนักๆ เช่น ในอุตสาหกรรม, โรงงานทำแท่งค้ำน้ำ, การต่อโครงสร้างสะพาน

### 1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสติก

เครื่องตัดพลาสติกมีความต้องการหัวตัด, แหล่งจ่ายกำลัง, ระบบน้ำหล่อเย็นที่สะอาดเป็นสิ่งสำคัญ

### 1.3.4 หัวตัดพลาสติก

หัวตัดพลาสติกนั้นประกอบด้วย แกนจับอิเล็กทรอนิกส์, แ่งอิเล็กทรอนิกส์ที่บรรจุภายในนีออนเซิลัน, ระบบน้ำหล่อเย็นที่ระบายความร้อนให้กับอิเล็กทรอนิกส์ และนีออนเซิลัน และแก๊สพลาสติกที่ไหลพุ่งรอบๆ อิเล็กทรอนิกส์ผลิตพลาสติกออกมาจากปากนีออนเซิลันนั้นจะมีขนาด เส้นผ่านศูนย์กลางหลายขนาดแล้วแต่ว่าจะนำมาประกอบกับหัวตัดรุ่นใด เส้นผ่านศูนย์กลางของปากนีออนเซิลันจะขึ้นอยู่กับขนาดของกระสวยที่ใช้ตัด เช่น เมื่อใช้กระสวยในการตัดสูงก็ควรใช้เส้นผ่านศูนย์กลางที่มีขนาดใหญ่ เป็นต้น

ในการเลือกใช้นีออนเซิลันแบบชั้นเดียว (Single port) หรือหลายชั้น (Multiple port) ในการทำงานนั้นสามารถใช้ได้ทั้งคู่แต่มีความแตกต่างกัน คือ แบบหลายชั้นนั้นจะสนับสนุนการไหลของแก๊สปกคลุมรอบๆ แก๊สที่ใช้เป็นหลักอยู่และแก๊สทั้งสองจะไหลพุ่งผ่านปากท่อหลัก (ท่อแกนกลางในสุด) ด้วยอัตราการไหลของแก๊สที่เร็วมาก เมื่อเทียบต่อหน่วยพื้นที่หรืออาจกล่าวอีกอย่างว่า อัตราไหลเร็วเท่ากับซูเปอร์โซนิค (เร็วกว่าเสียง) ด้วยเหตุผลนี้จึงไม่แปลกที่พลาสติกนั้นมีเสียงรบกวนที่สูงมาก จึงเป็นข้อเสียของหัวหลายชั้นแต่ข้อดีก็คือความเร็วในการตัดเท่ากับนั้นคุณภาพการตัดจะดีกว่าการใช้หัวชั้นเดียว

### 1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสติก

กล่องควบคุมเครื่องตัดพลาสติกนั้นจะประกอบด้วยวาล์ว โซลินอยด์ที่ใช้ในการเปิด - ปิดแก๊สและน้ำหล่อเย็น ที่ตัวกล่องนี้จะมีหน้าปัดบอกปริมาณเพื่อความสะดวกในการปรับแต่งค่าอัตราการไหลของแก๊สและน้ำหล่อเย็นเพื่อใช้งานที่หลากหลาย และมีสวิตช์เพื่อเปิดและปิดการทำงานของเครื่องและในกล่องควบคุมจะคอยตรวจสอบว่าอัตราไหลของน้ำหล่อเย็นนั้นไหลต่ำกว่าระดับความปลอดภัยที่กำหนดหรือไม่ ถ้าต่ำกว่ากล่องควบคุมจะทำการเพิ่มอัตราไหลน้ำหล่อเย็นให้เร็วขึ้นโดยอัตโนมัติ ในทางกลับกันก็จะปรับให้ต่ำลงอัตโนมัติเมื่อใช้กระสวยในการตัด

### 1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสติก

แหล่งจ่ายกำลังที่จะนำมาใช้งานกับเครื่องตัดพลาสติกนั้น จะต้องออกแบบพิเศษ โดยที่จะต้องใช้อะตาร์ทูเปอริเออร์อยู่ในช่วง 120 - 400 โวลต์ (แตกต่างกันแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสติกอยู่ประมาณ 70 - 85 โวลต์) หลักสำคัญที่จะมากำหนดขนาดของแหล่งจ่าย คือ ชนิด และเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาของโลหะที่จะนำมาตัด ความเร็วที่ต้องการในการตัด กระแสคงที่และค่าแรงดันที่ตกคร่อมในขณะที่ตัดชิ้นงาน เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้ใน โหลด DCSP อิเล็กทรอดต่อขั้วลบของแหล่งจ่ายกำลังต่อใช้งานแบบส่งผ่านในการที่ต่อลักษณะนี้นั้นเมื่อนำไปใช้กับงานหนักๆ แล้วระบบต้องการแรงดันเปิดวงจรถึง 400 โวลต์ เพื่อใช้เจาะ โลหะที่หนาประมาณ 2 นิ้ว (51 มม.) ที่เครื่องตัดที่ใช้มือตัด และที่กระแสต่ำระบบต้องการแรงดันเมื่อเปิดวงจรประมาณ 120 – 200 โวลต์ ในกรณีที่เป็นเครื่องเซาะร่องด้วยเล็กลงนั้นแรงดันจะจ่ายให้ชิ้นงานในขณะที่ทำงานควรปรับได้ด้วยเพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นให้รับกับชิ้นงานหลากหลายชนิด ผู้ผลิตเครื่องเชื่อมทั้งหลายนั้นส่วนใหญ่แล้วจะไม่ผลิตแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้กับเครื่องเชื่อมมือเพราะเกิดปัญหาเรื่องความปลอดภัยมากจึงไม่คุ้มที่จะสร้างส่วนใหญ่จะสร้างแบบที่ใช้กับเครื่องอัตโนมัติ

กระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายกำลังเครื่องตัดพลาสมานั้นจะมีค่าประมาณที่ 7.00 – 100 แอมแปร์ ขึ้นอยู่กับชิ้นงานที่นำมาตัดว่าหนาขนาดไหน และความต้องการความเร็วในการตัดแค่ไหนถ้าชิ้นงานที่นำมาตัดหนาและเราต้องการความเร็วในการตัดเราจะต้องใช้กระแสที่สูงจากแหล่งจ่ายกำลังในการตัด เป็นต้น ในแหล่งจ่ายกำลังทั่วๆ ไปนั้นจะมีวงจรความถี่สูง (High Frequency Circuit) ที่ใช้ในการจุดพลาสมารวมอยู่ด้วย

### 1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา

ในการต่อใช้งานแบบส่งผ่านการอาร์คนั้นจะเกิดเมื่อมีการชนกันของแท่งอิเล็กทรอดกับชิ้นงาน โดยจะมีการกระตุ้นจากวงจรความถี่สูงเป็นตัวจุดพลาสมา จะปรากฏลำพลาสมาพุ่งออกมาจากนีออนเซิลัน แหล่งจ่ายกำลังได้ถูกออกแบบเพื่อรักษาระดับกระแสต่ำให้คงที่ การแตกตัวของอะตอมเกิดจากลำพลาสมาที่พุ่งผ่านมาจากนีออนเซิลัน

เนื่องนีออนเซิลันที่ใช้เป็นตัวที่ปลดปล่อยอุณหภูมิตั้งสูงมาก (ประมาณ 18,000 – 25,000°F หรือ 9,000 – 13,870°C) ทำให้วัสดุที่นำมาใช้ทำนั้นสำคัญมากทำจากทองแดงชุบแข็ง นีออนเซิลันที่นำมาใช้ ควรมีสัญลักษณ์ที่บ่งบอกขอบรอยต่อภายในนีออนเซิลันอย่างชัดเจนระหว่างแก๊สและพลาสมาอีกอย่างหนึ่ง คือ อุณหภูมิที่สูงมากนั้นจะส่งผลให้เกิดการหลอมละลายหรือโอความร้อนขึ้นที่นีออนเซิลันแทนที่จะส่งความร้อนทั้งหมดไปให้กับชิ้นงานทำให้อายุการใช้งานของนีออนเซิลันสั้นลง

### 1.3.8 การปรับแต่งเครื่องพลาสมา

หลายครั้งที่การปรับแต่งค่าตัวแปรต่างๆ ในระบบจะช่วยให้คุณภาพการตัดดีขึ้นอย่างเช่น เราต้องการตัดโลหะที่มีความหนา 3 – 38 มม. นั้นการใช้แก๊สปกคลุมและน้ำผสมกับลำพลาสมาจะทำให้คุณภาพการตัดดีขึ้น

### 1.3.9 พลาสมาคู่ (Dual flow Plasma cutting)

พลาสมาคู่ นั้นเกิดจากการใช้หัวตัดที่มีช่องแก๊สทั้งสองชั้นนั่นเอง โดยจะประกอบด้วยช่องที่พลาสมาพุ่งออกและจะมีช่องแก๊สปกคลุมชั้นที่สองไหลปกคลุมรอบๆ ลำพลาสมาอีกทีหนึ่ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นพลาสติกที่ใช้แก๊สไนโตรเจนเป็นเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุมสามารถเลือกตามแต่ละชนิดของชิ้นงานที่นำมาใช้ตัด สำหรับโลหะที่มีความละเอียดนั้นอาจใช้แก๊สคาร์บอนไดออกไซด์ หรืออากาศก็ได้ ผลที่ได้คือจะทำความเร็วในการตัดได้สูงแต่คุณภาพในการตัดไม่ดีเท่าที่ควร สำหรับงานบางอย่างแก๊สคาร์บอนไดออกไซด์นิยมใช้เป็นแก๊สปกคลุมเมื่อใช้สแตนเลสอาร์กอน – ไฮโดรเจนเป็นแก๊สผสมที่ใช้ในการตัดอะลูมิเนียม

### 1.3.10 เครื่องตัดพลาสติกที่ใช้เครื่องปกคลุม

เทคนิคนี้จะคล้ายกับพลาสติกเพียงแต่ใช้น้ำแทนที่แก๊สปกคลุมชั้นที่สองเท่านั้น แต่ปรากฏว่าอายุการใช้งานของนีออนเซิลนั้นสูงขึ้นแต่การตัดนั้นงานที่ได้อาจไม่เป็นเหลี่ยมสูงที่สวยงามและความเร็วต่ำลงกว่าพลาสติกที่มีการใช้แก๊สปกคลุมเล็กน้อย

### 1.3.11 เครื่องตัดพลาสติกที่มีน้ำอัดฉีด

การใช้เทคนิคนี้ใช้หัวตัดที่มีช่องสมมาตรบริเวณปากท่อของนีออนเซิลฉีดน้ำออกมาใส่พลาสติก โดยน้ำจะปกคลุมพลาสติกที่มีการเผาไหม้รุนแรง อันเกิดจากบรรยากาศโดยรอบชั้นนอกสุดของนีออนเซิลนั้น ทำจากเซรามิกเพื่อป้องกันการอาร์คซ้อน (Double arcing) การอาร์คซ้อนนั้นเกิดขึ้นได้จากการที่อาร์คจากอิเล็กโทรดกระโดดไปที่นีออนเซิลแล้วจึงไปที่ชิ้นงาน ซึ่งการเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวนี้เป็นสาเหตุทำให้เกิดนีออนเซิลเสียหายได้

การใช้น้ำร่วมกับพลาสติกนั้นเสมือนเป็นการจำกัดพลาสติก ทำให้งานที่ได้มีความคมของรอยตัดสูงและความเร็วที่ได้ก็ดีกว่าเครื่องตัดพลาสติกธรรมดาต่างๆ ไปเพราะน้ำที่ฉีดออกมาเป็นลักษณะของละอองที่มีความเย็นอยู่ทำให้คลองเล็กลงนั้นมีความคมของเหลี่ยมมุมมากกว่าปกติเมื่อน้ำและแก๊สที่ไหลอยู่ในหัวตัดสัมผัสกันแก๊สภายในนีออนเซิลจะเกิดการหมุนวนออกมาจากปากท่อ และผสมกับละอองน้ำที่พุ่งออกมาจะทำให้การตัดเกิดเหลี่ยมจากบริเวณรอยต่อคลองเล็กลงได้ดี กระบวนการลักษณะนี้จึงเหมาะกับงานที่ต้องการความคมสูง แต่สิ่งที่ควรคำนึงถึงอีกอย่างหนึ่งคือการตัดนั้นหรือระดับของหัวตัดควรต้องทำมุมฉากกับชิ้นงานเสมอ

### 1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก

การเลือกใช้แก๊สเชื้อเพลิงนั้นมีพื้นฐานอยู่ว่าเราใช้โลหะที่จะนำมาตัดเป็นชนิดใดความต้องการ คุณภาพ ความเรียบของผิวชิ้นงานที่ตัดแล้วมากแค่ไหน โดยทั่วไปโลหะที่ไม่มีแม่เหล็กผสมอยู่ แก๊สเชื้อเพลิงจะใช้ไนโตรเจนหรือไนโตรเจน – ไฮโดรเจนหรืออาร์กอน – ไฮโดรเจนผสมกันในส่วนของการตัดไททาเนียมหรือเซอร์โคเนียมนั้น จะใช้อาร์กอนบริสุทธิ์เป็นแก๊สเชื้อเพลิงเพราะโลหะเหล่านี้มีความไวอย่างมากต่อปฏิกิริยาแตกตัวของแก๊ส โดยเฉพาะอย่างยิ่งแล้วเมื่อใช้ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิง

โลหะที่ผสมคาร์บอนจะใช้อากาศในการอัดตัว (ไนโตรเจน 80% กับออกซิเจน 20%) หรือไนโตรเจนบริสุทธิ์ ไนโตรเจนควรใช้กับหัวตัดที่มีระบบน้ำอัดฉีดในการตัดโลหะที่ไม่มีเหล็กปนอยู่นั้น บางครั้งเราใช้วิธีพลาสติกก็ได้โดยใช้นิโตรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและคาร์บอนไดออกไซด์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นแก๊สปกคลุมหรือเพื่อที่จะให้คุณภาพที่ดียิ่งขึ้น ควรใช้อาร์กอน - ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิง และไนโตรเจนเป็นแก๊สปกคลุม



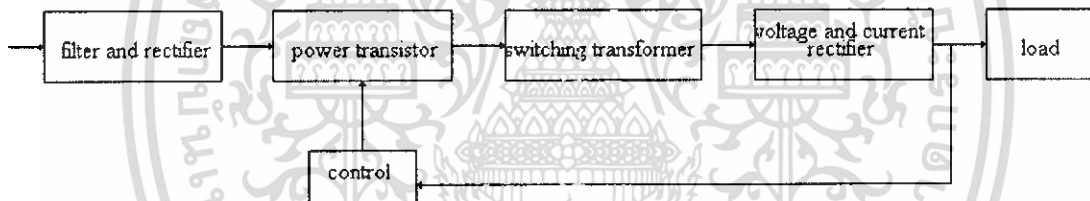
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎี และหลักการพื้นฐานของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ซึ่งจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไป ดังแสดงในรูป 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและยกค่าแรงดันที่เอาท์พุทด้วย ส่วนขององค์ประกอบต่างๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงโดยเพาเวอร์มอสเฟต, ทรานซิสเตอร์หรือ ไอจีบีที จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์ซิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียบก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การยกค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาท์พุทคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไป

#### 2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นสำคัญของวงจรในส่วนอินพุทและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์และวงจรกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

##### 2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะสมกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณา ดังนี้

###### 2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก : $I(fsm)$

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{f_{sm}} = \frac{V_p}{(RS + ERS)} \quad (2.1)$$

เมื่อ	VP	คือ	แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท
	ERS	คือ	ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด
	RS	คือ	ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก  $I(f_{sm})$  ประมาณ 20 – 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากมากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้สมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ RS แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

#### 2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง : $I(f_{sm})$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุต้องมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาค่าได้จากกระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

#### 2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง : $I(f_m)$

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงานการพิจารณา ค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรหาค่ากระแสสูงสุด  $I(f_m)$  ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5 – 2 เท่าจากที่คำนวณไว้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

#### 2.1.1.4 อัตราแรงดันไบอัสกลับสูงสุด : $V(m)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลท์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบอัสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรหาค่าแรงดันไบอัสกลับให้มีค่ามากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วยสำหรับกรณีที่เกิดการทรานเซียนส์ขึ้นในสายไฟสลับ

#### 2.1.2 ตัวเก็บประจุรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

##### 2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS : Ripple Current Rating)

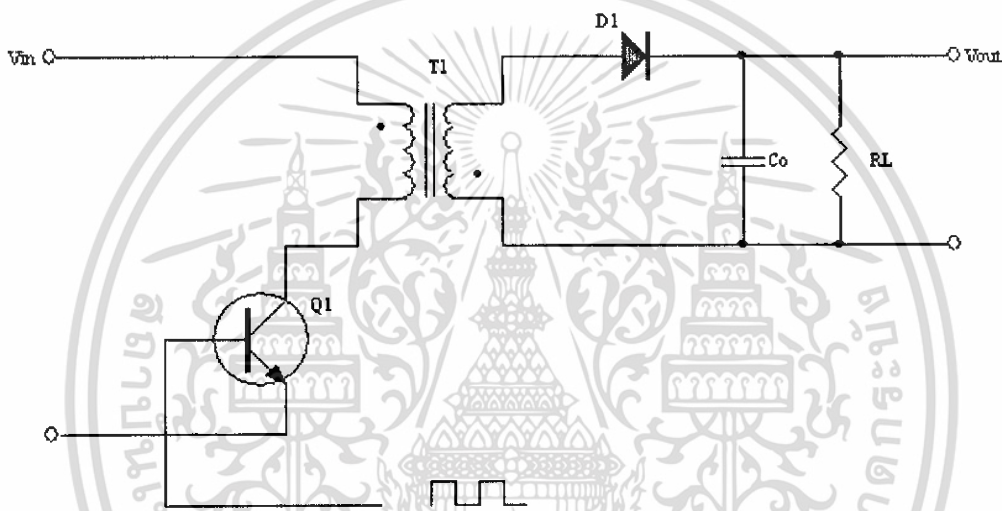
กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะต้องเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสลอคมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุขนาดกันหลายตัวจะเพิ่มอัตราทนกระแสลอคให้ตัวเก็บประจุได้

### 2.1.2.2 แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสยอมให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรเรียงกระแส

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

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

เมื่อ	$I_e$	คือ	ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส
	$\rho t$	คือ	ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ
	$\rho V_{\text{ripple}}$	คือ	ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

### 2.1.2.3 ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Hold Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟเป็นช่วงที่วงจรสวิตซ์ซึ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้วงจรสวิตช์ซึ่งมีค่าเวลาโฮลด์อัพตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

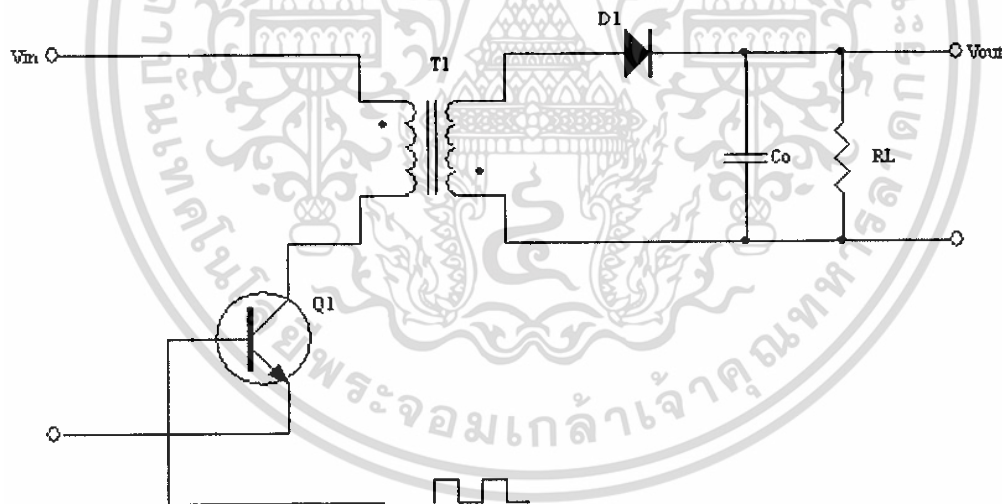
#### 2.1.2.4 อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าอยู่ในช่วง 187 – 264 โวลต์ ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

## 2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุดมีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดี – ข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

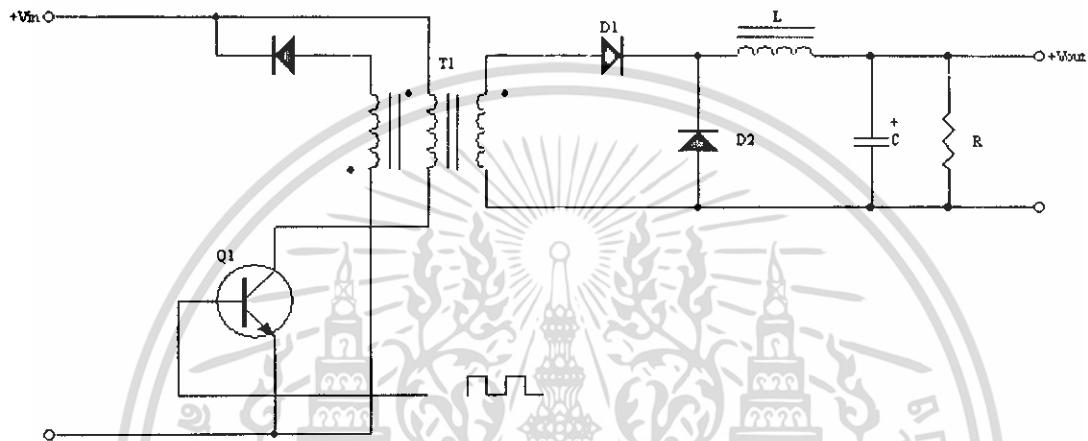
จากรูป 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัส กลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขด

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ในมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปฐมภูมิและทุติยภูมิ  $D1$  ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D1$  ไปยังเก็บประจุเอาต์พุต  $Q1$  ช่วงเวลานำกระแสของ  $Q1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ก่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

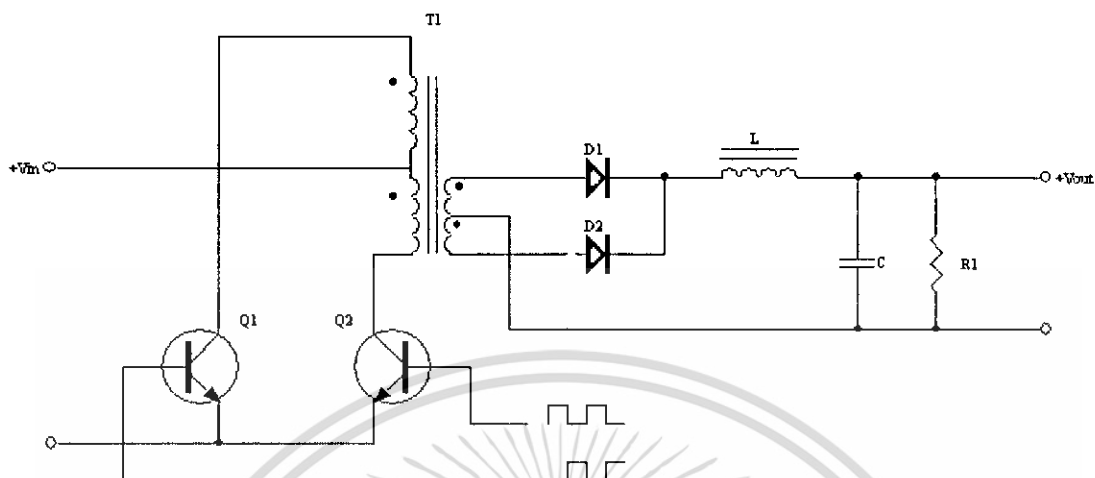
### 2.2.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง  $T1$  ในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ  $Q1$  นำกระแสไดโอด  $D1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่  $D2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด  $D1$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน  $L$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ  $Q1$  หยุดนำกระแสไดโอด  $D1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน  $L$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด  $D2$  ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่  $Q1$  นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าอย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

### 2.2.3 พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

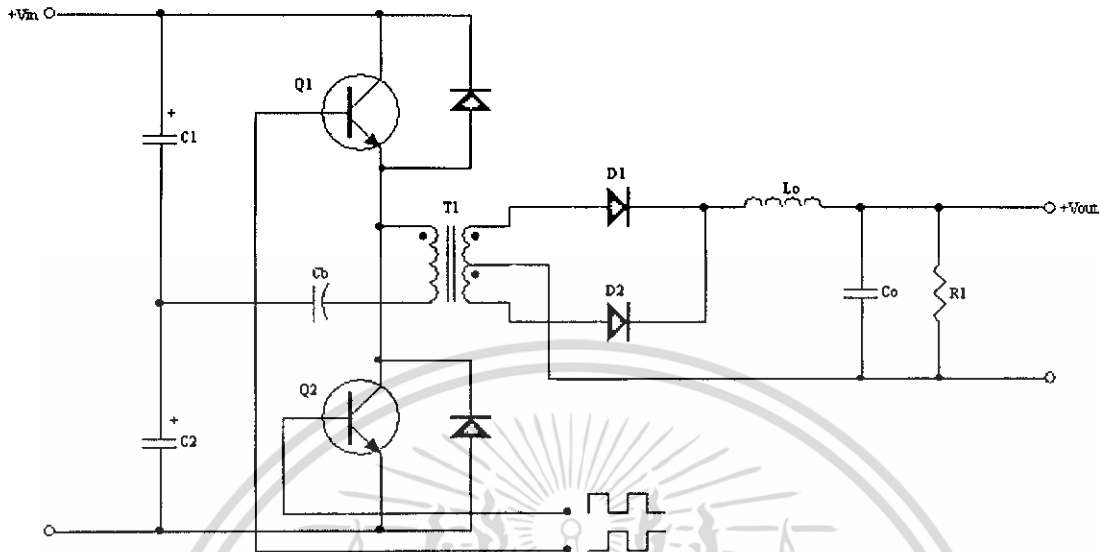


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4 ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

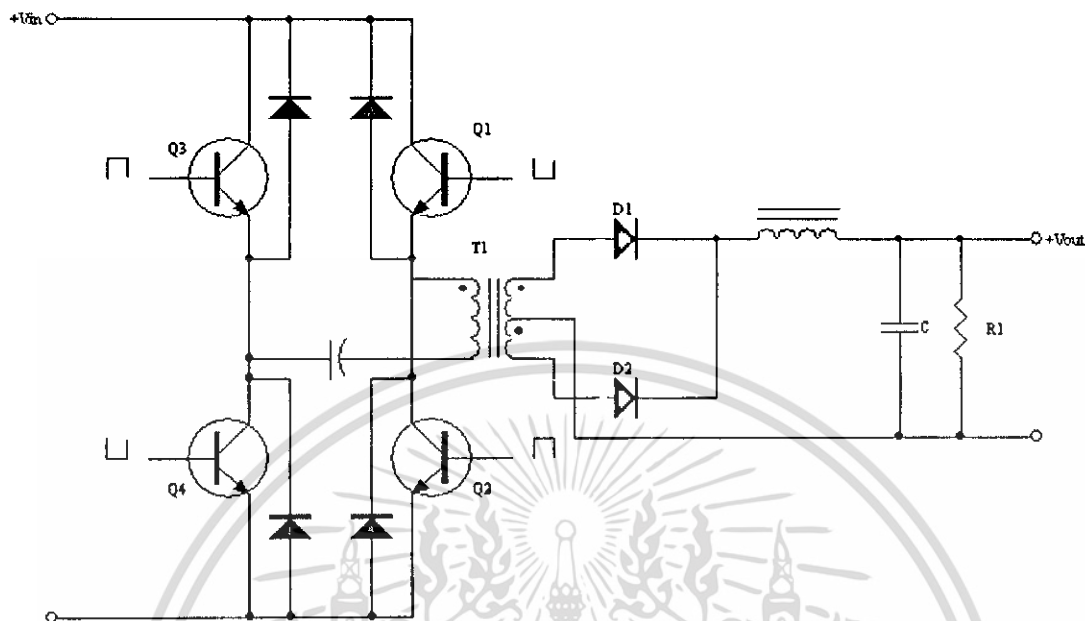
ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเคียวกันพุ่ม – พูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรที่ค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสเหนี่ยวนำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเกี่ยวกับการทำงานของพุ่ม – พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

72852

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.5 ฟลู – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟลู บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

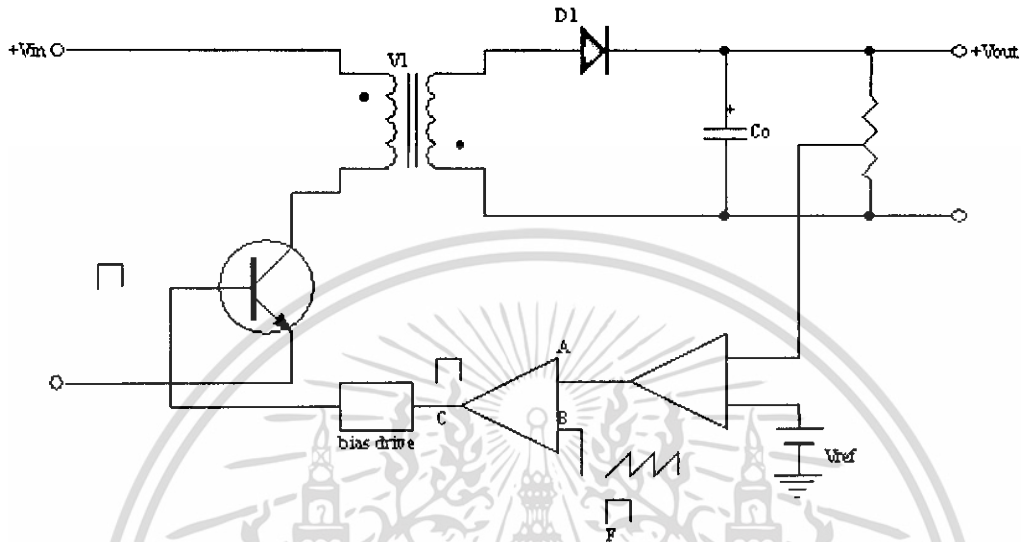
จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับ ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟลู – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุตทุกกระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟลู – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟลู บริดจ์เป็นหลัก

### 2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุม คือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

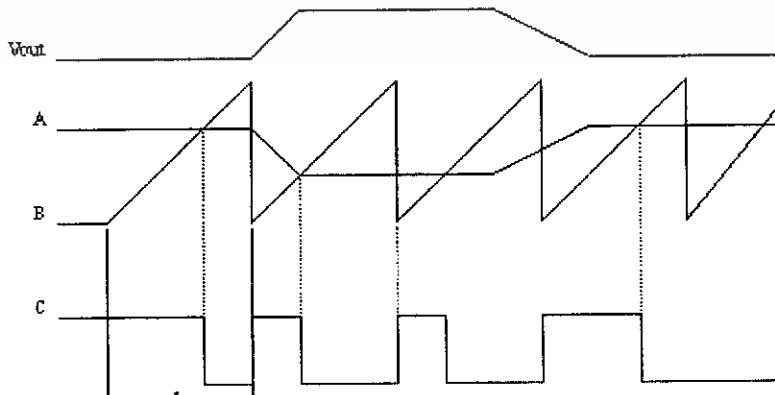
### 2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



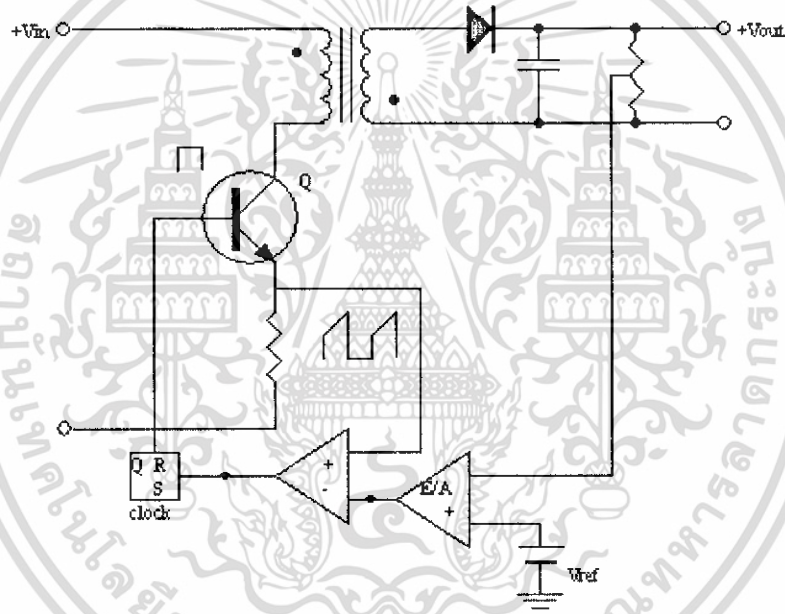
รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งนั้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรมหาความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมหาความแตกต่างมีค่าลดลงจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมหาความแตกต่างมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

### 2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรมหาความแตกต่างในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรมหาความแตกต่างอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรมหาความแตกต่างในโหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.10 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรมหาความแตกต่างด้วยการตัดวงจรมหาความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

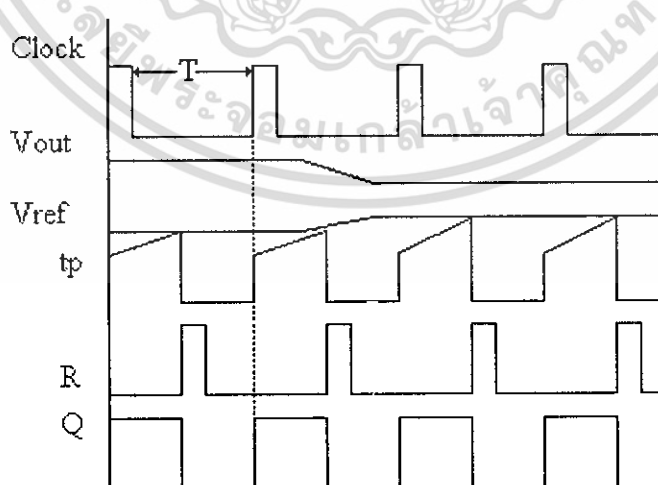
เมื่ วงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณพิกษาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน  $R_s$  ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันตกคร่อม  $R_s$  ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ  $V_s$  เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน  $V_s$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_s$  นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน  $V_s$  มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลลเกิดได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าเรกกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเหนี่ยที่คอนเวอร์เตอร์

## 2.4 วงจรขับ

### 2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

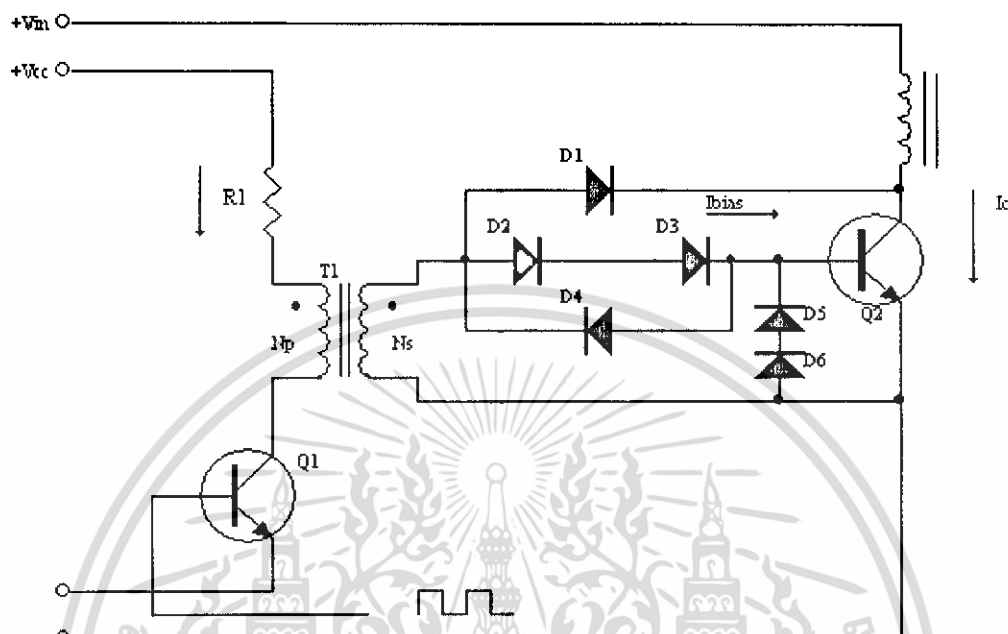
ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงาน โดยการใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสจะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแสในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

#### 2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี

เบเกอร์เคลมปี เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

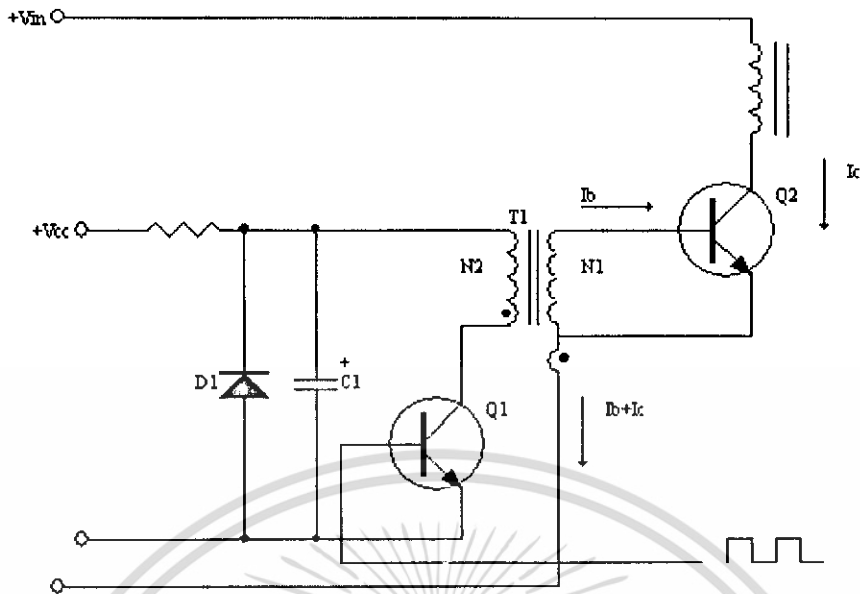
อิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสที่ แบบเกอร์เคลมปี

#### 2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังสูงๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้ จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุด ขณะนำกระแสจากนั้นจึงได้ให้กระแสไบอัสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็ว แตกต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมปีที่มีการป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.13



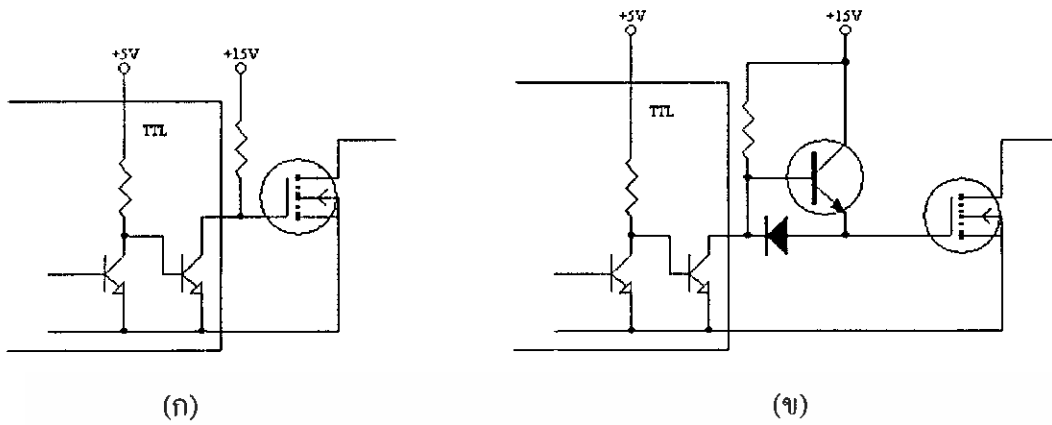
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

#### 2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรน และซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคั่นคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำให้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

##### 2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

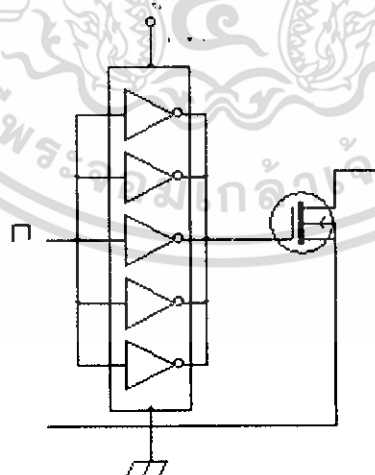
การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาต์พุต ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเลกเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วยและวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



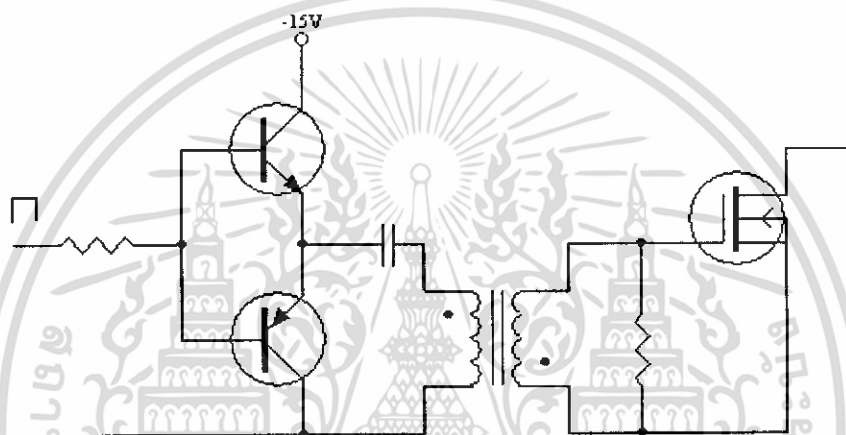
รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

#### 2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

#### 2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.16

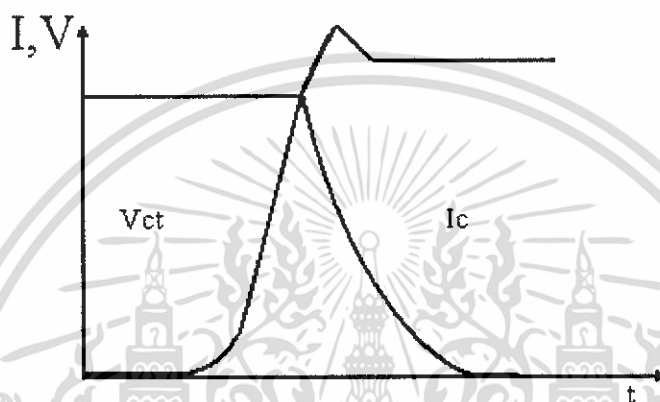
### 2.5 วงจรสับเบอรั

วงจรสับเบอรั เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอรันี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอรั

ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่า วงจร RCD สับเบอร์ทั่ว ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

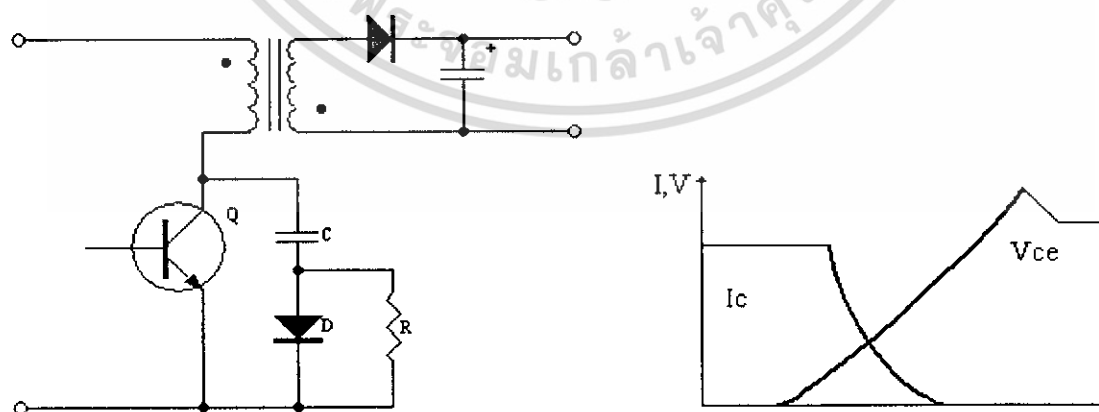
### 2.5.1 วงจรสับเบอร์ทั่วช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานเกิดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแสก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสที่นั่นกระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้ สามารถที่จะทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์ทั่วเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์ทั่วสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ทั่วช่วงหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดั้งเริ่มนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้ คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่คาโพลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดั้งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คาโพลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คาโพลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

$$C1 = \frac{I_p \times \text{ton} \pi}{2 \times V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R1 = \frac{\text{ton} (\text{min})}{2 \times 3 \times C1} \quad (2.4)$$

เมื่อ	$I_p$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$V_{in}$	คือ	ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์
	ton	คือ	ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	toff	คือ	ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

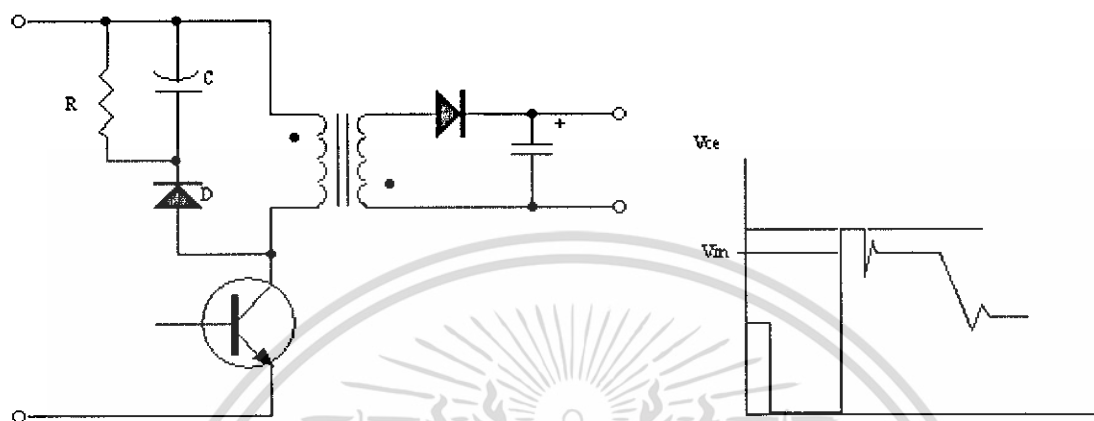
$$P_d = \frac{C1 (2 V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.5.2 วงจรสับเบอร์ดั้งป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ส่วนใหญ่มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปกติของ RBSOA แรงดันสไปด์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแฉง อันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_c^2 = \frac{1}{2}L_i I_p^2 \quad (2.6)$$

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

$$C = \frac{L_i I_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	$I_L$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำแผ่นที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
	$I_p$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$V_{ceo}$	คือ	อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$V_{clamp}$	คือ	ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสค่าของตัวต้านทาน R หาได้

$$R = \frac{t_{off} \text{ (min)}}{2 \times 3 \times C} \quad (2.8)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(1/2) I_L I_p^2]}{T} \quad (2.9)$$

เมื่อ	T	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$t_{off}$	คือ	ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

### 2.6.1 ฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่และอุลตราฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่ไดโอด

ฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่ไดโอดมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

### 2.6.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสมาก เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่ และอุลตราฟาสต์ – รัคท์เวอร์รี่ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่

เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของชอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ชอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

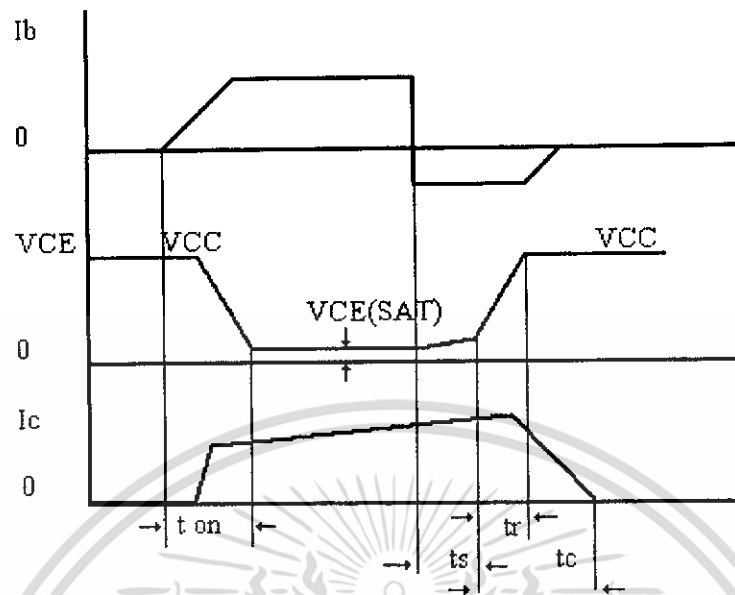
ชอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ชอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อยและมีกระแสรั่วไหลสูงยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนด์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

### 2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจาก โหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมัน เมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแสรวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อเสียคือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ ( $V_{ce}$ ) จะยังมีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ  $t_{on}$  เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น  $V_{ce(sat)}$  ดังรูปด้านล่าง กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา  $t_s$  ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา  $t_s$  นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา  $t_s$  นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันคกรวมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{ce} I_{pk} t_c}{T} \quad (2.10)$$

เมื่อ	$P_{d(sw)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$V_{ce}$	คือ	แรงดันคกรวมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
	$I_{pk}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	$T_c$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
	$T$	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรรีบของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดิมอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรถอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N - ch และแบบ P - ch ทำงานในลักษณะพชพชหรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N - ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P - ch

### 2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

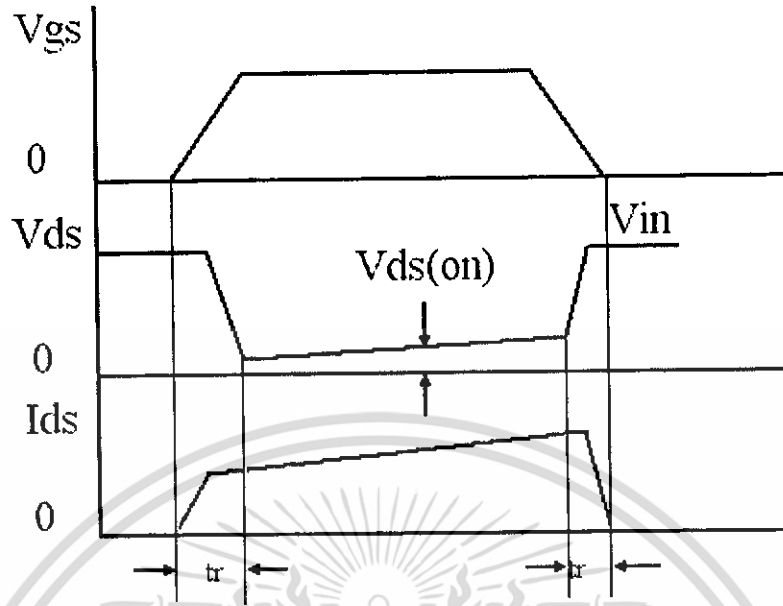
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ขั้วความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.11)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5I_{pk(ON)} \times V_{in.tr}}{T} \quad (2.12)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5I_{pk(OFF)} \times V_{in.tr}}{T} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  
เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{D_{son}}(T_j) \tag{2.14}$$

เมื่อ	$P_c$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw(off)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{sw(on)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{pk (on)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{D_{rms}}$	คือ	ค่ากระแส rms $R_{dson}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างแคโรน และซอร์สที่อุณหภูมิหรือขต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_r$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_f$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

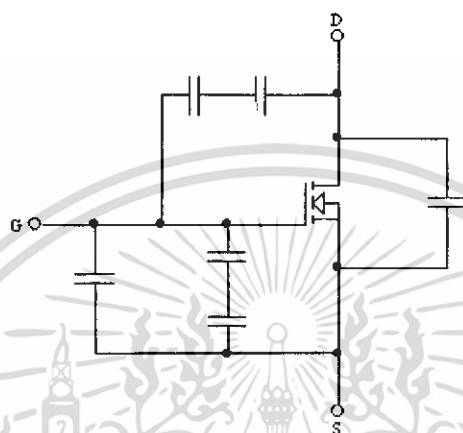
#### 2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบอัสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านแคโรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่

ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การจับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

#### 2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ขาคู่ต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

#### 2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตการเกิดเซคคันด์ารีเบรคดาวน์เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถีความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคคันด์ารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

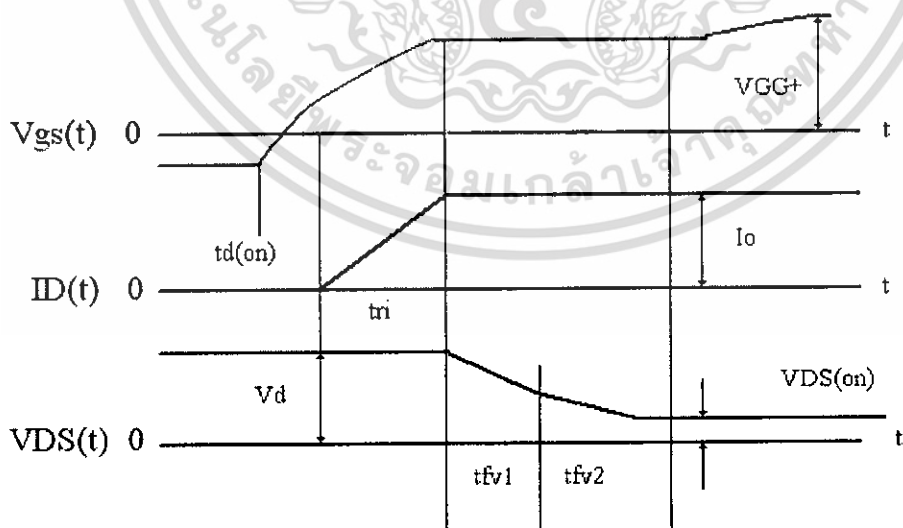
1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมแตรน และซอร์ส Vds สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain – Source Voltage)
2. ค่ากระแสแตรน Id สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส (R<sub>DS(on)</sub> Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

2.6.5 ไอจีบีที

ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor) เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า Conduction ต่ำเวลาในการสวิตซ์ช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่าต่ำ V<sub>BO</sub> สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้ เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูง สำหรับมอสเฟตกำลังจะมีค่า Conduction สูงซึ่งขึ้นกับค่าของ (R<sub>DS</sub>) เวลาในการสวิตซ์ซึ่งเร็ว แต่มีศักดาพังทลาย V<sub>BO</sub> ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาข้อดีของ BJT + MOSFET รวมกันเป็นอุปกรณ์ขึ้น สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้า ID, VDS จะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบอัส Vgs โดยอุปกรณ์เริ่มทำงานเมื่อ Vgs > VT

$$VDS (on) = V_{j1} + V_{drift} + I_D R_{channel}$$

คุณสมบัติสวิตซ์ซึ่งในวงจร Stepdown Converter จะเป็นดังรูปข้างล่างนี้



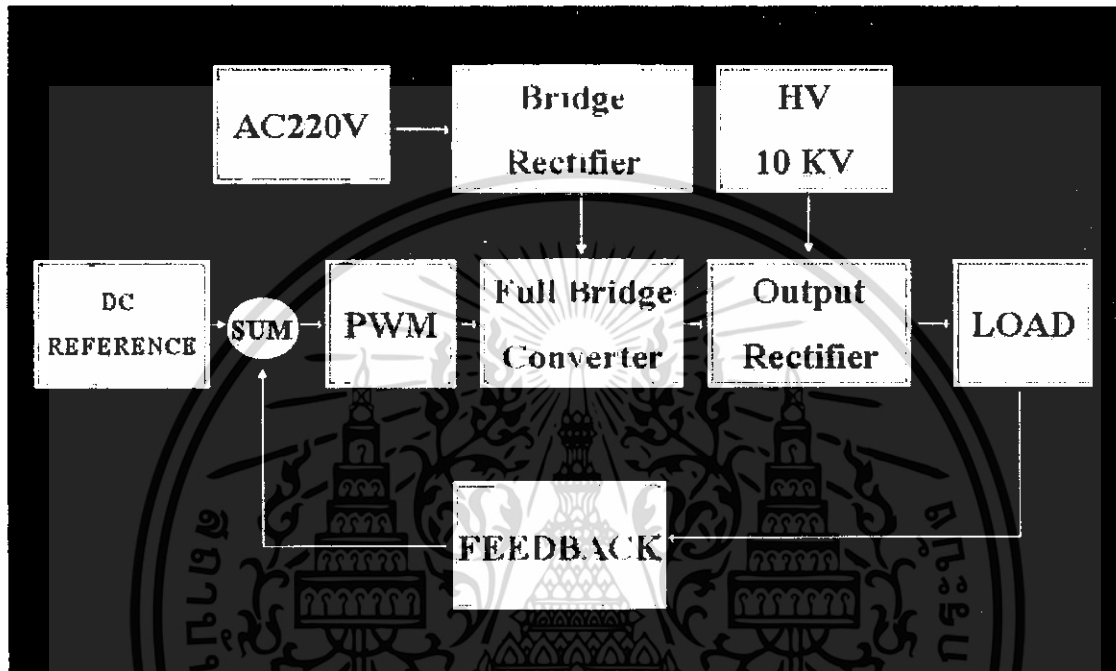
รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะของแรงดัน และกระแสในสภาวะ Turn on ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### หลักการการทำงานและการออกแบบวงจร

ส่วนประกอบของภาคสวิตซ์กำลังในเครื่อง Plasma Cutting มีอยู่ 3 ส่วนหลัก คือ ส่วนที่เป็น Pulsewidth modulation, Converter และ high voltage

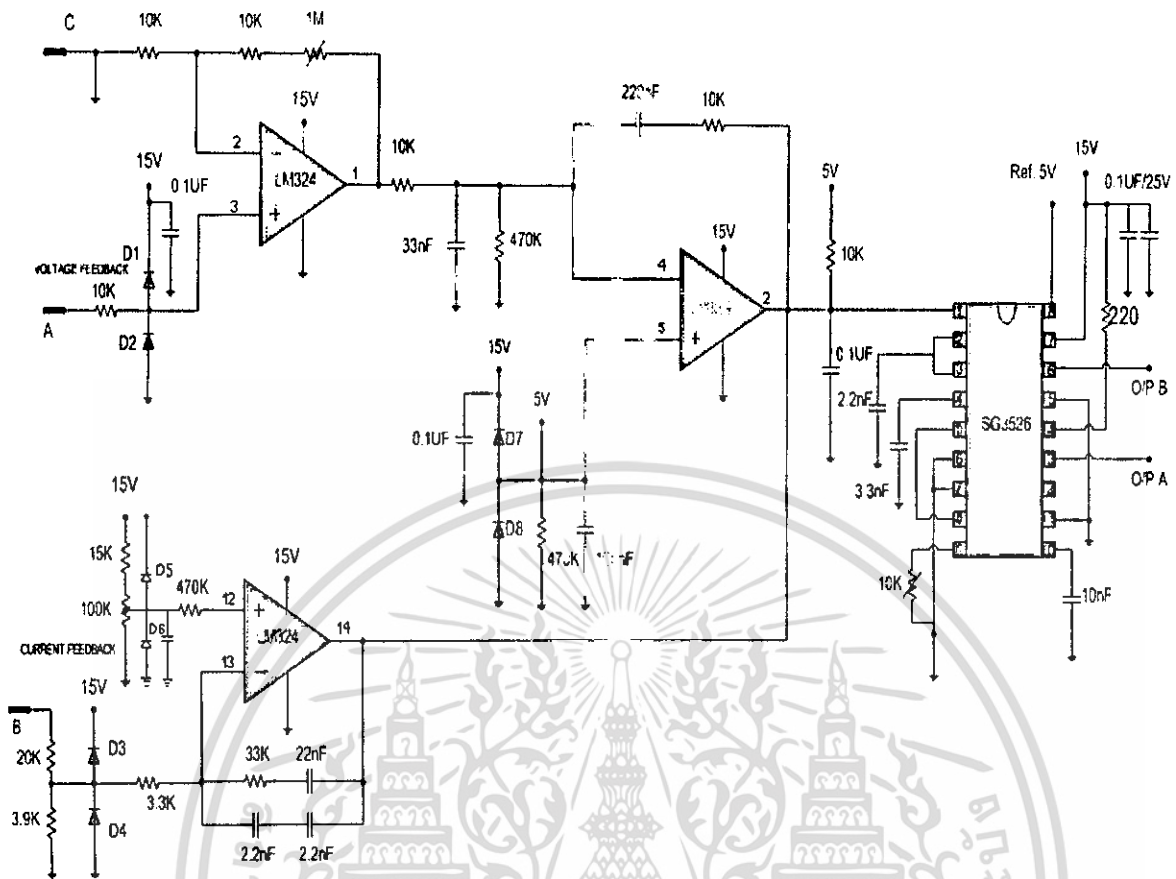


รูปที่ 3.1 BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง SWITCHING POWER SUPPLY

#### 3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

ส่วนที่เป็นวงจรควบคุมจะประกอบด้วยวงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสจากทางด้านเอาต์พุต ส่งเป็นข้อมูลให้กับ ไอซี SG 3525 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของพัลส์ แล้วผ่านวงจรขับไปยัง INVERTER ต่อไปซึ่งมีรายละเอียดการทำงานดังรูปที่ 3.2

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต สามารถแบ่งได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 3.2 แสดง BLOCK DIAGRAM ของภาคควบคุม PWM

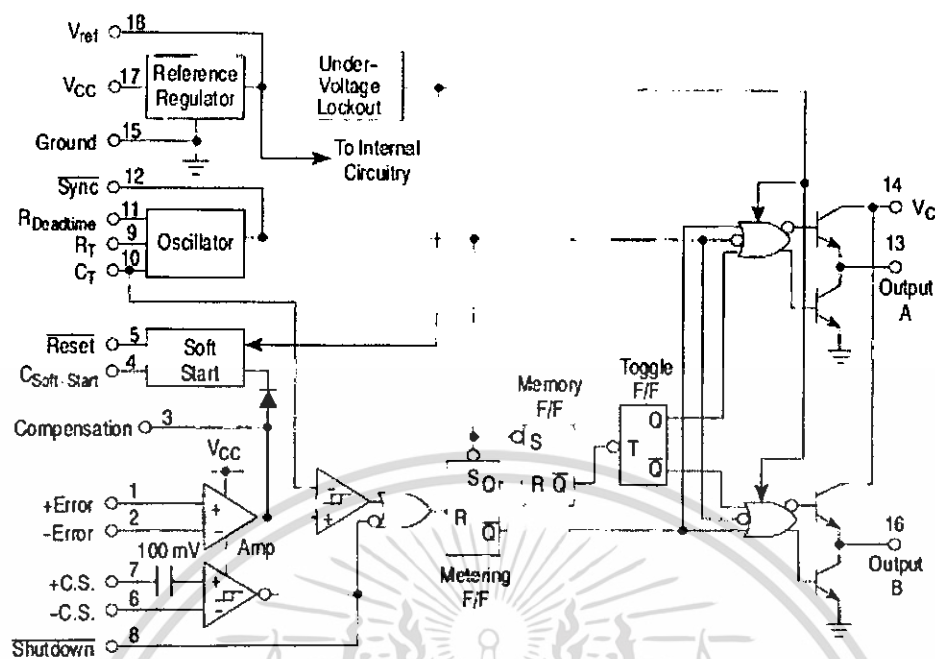
3.1.1 การควบคุมกระแส

ชุดควบคุมกระแสเป็นชุดที่รับค่าจากตัวตรวจจับมาเป็นตัวจำกัดกระแสชุดควบคุมชุดนี้ประกอบด้วย COMPATOR ซึ่งหลักการของ COMPATOR ก็จะมีการตั้ง VOLTAGE REFERANCE ไว้ แล้วอีกขาหนึ่งเป็นขาอินพุตคือรับค่ามาเปรียบเทียบกับขา REFERANCE ในที่นี้คือได้ค่า VOLTAGE REFERANCE ไว้ค่าๆ หนึ่งแล้ว ถ้าอินพุตที่เข้ามามีค่ามากกว่าก็จะทำให้ชุดนี้ทำงานแล้วรับค่า COMPARATOR ไปป้อนให้กับชุด PWM ค่านี้จะเป็นค่าคงที่คือเป็น VOLTAGE คงที่มีค่าประมาณ 5V

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี SG3526

ขา 1, 2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขา อินเวอร์ตติ้ง และนอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรขยายความผิดพลาดภายใน ไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูบ โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์ เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากทำการชัตดาวน์

ขา 6, 7 เป็นขา Current Sense ทำหน้าที่รับกระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแส เอาท์พุท ด้วยวงจรเปรียบเทียบความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรเปรียบเทียบก็จะส่ง เอาท์พุท ไปชัตดาวน์ทันที เพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสั่งชัตดาวน์จากวงจรรภายนอกโดยการป้อนลอจิก "0"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ RT เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ  $C_t$  ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

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

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้ มอสเฟต ต่อกับแบบคอมพลิเมนต์ารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากกราวด์ของตัวไอซี

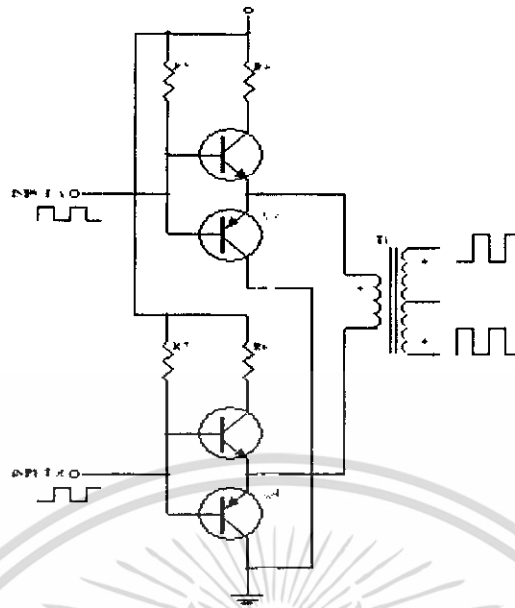
ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซีโดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรถอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

### 3.1.3 วงจรขับ

วงจรขับประกอบด้วยมอสเฟตเอ็น – เซนแนล และ พี – เซนแนล ต่อกับแบบคอมพลิเมนต์ารีจำนวนสอง โดยเอาต์พุตของวงจรถอนเวอร์เตอร์ทั้งสองนั้น จะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตชิงเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

ในการทำงานในภาคนี้จะใช้ตัวทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลิเมนต์ารีจำนวน 2 ชุด เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ในช่วงบวกและลบให้กับหม้อแปลงกับปลิ่งเพื่อส่งผ่านพลังงานไปขับ MOSFET ในวงจร CONVERTER ต่อไป และเพื่อแยกกราวด์กับวงจรในส่วนของกรอนโทรลด้วย ซึ่งมีความปลอดภัยขึ้นเมื่อมีความเสียหายในวงจรภาค POWER SWITCHING



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับสัญญาณให้กับขาเกตของ POWER MOSFET

โดยการทำงานนั้นอธิบายได้ดังนี้ Out put จาก IC SG3526 ขา 13 และ 16 นั้นจะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา ดังนั้นการทำงานจากรูปที่ 3.4 เป็นดังนี้

เมื่อ Q1 และ Q4 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลส์บวกไหลผ่านขดลวดทาง primary ในทางตรงกันข้ามเมื่อ Q2 และ Q3 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลส์ไหลผ่านขดลวดทาง primary แทนจากนั้นทางขด Secondary จะทำการขยายเป็น 2 ชุด และกลับเฟสกันอยู่เพื่อให้ MOS ทั้ง 2 ตัวนั้นทำงานไม่พร้อมกัน และส่วนที่เป็น POWER SWITCHING จะประกอบด้วยส่วนที่เป็นวงจรเรียงกระแสทางด้านอินพุตและวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ BRIDGE INVERTER

### 3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรท์ให้มีความถี่สูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียงวงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตช์นี้ ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาท์พุทความถี่สูงของขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิและทำการเรียงกระแสกรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาท์พุทเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ โดยมีรายละเอียดของวงจรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรส่วน CONVERTER

### 3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลที่มีความถี่ชีกบนหรือชีกล่างเป็นสองเท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณชีกบนหรือชีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันrippleมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกันที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่ง โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะไม่ต่อเนื่องในส่วนของกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง เราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆ หรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆ ได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายากการขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

### 3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟท โดยเพาเวอร์มอสเฟท ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟทจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟท มีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟท จะเกิดการอิมดับโดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟท คือ ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอรี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อป้องกันแรงดันเอกสตรีนเป็นเอกสตรีนที่ส่งวนโวลตาจสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อ – แปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟต หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นเมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีกัฟเวอร์รี่ ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้น ไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการแรงดันเอาต์พุต 250 โวลต์ และกระแสเอาต์พุต 10A โดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.9 ตารางเซนติเมตร ซึ่งในการใช้งานที่อุณหภูมิปกติจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวประมาณ 2400 เกาส์ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{K f B_{max} A_c} \tag{3.1}$$

- เมื่อ  $N_p$  คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
- $V_p$  คือ แรงดันสูงสุดที่ขด primary
- $K$  คือ ค่าคงที่ (สำหรับพัลส์ใช้ค่า = 4)
- $f$  คือ ค่าความถี่ในการใช้งาน
- $B_{max}$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้า
- $A_c$  คือ ขนาดของแกนหม้อแปลง

$$N_p = \frac{311 \times 10^8}{4 \times 25 \times 10^3 \times (2.9)^2 \times 2350}$$

$$= 15.74$$

$$= 16 \text{ รอบ}$$

เราก็จะได้จำนวนขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 16 รอบ  
เราสามารถหาจำนวนขดลวดทุติยภูมิได้ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}}{V_{out}}$$

$$N_s = \left( \frac{250}{311} \right) \times 16 = 12.86$$

$$= 13 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Dimeter Over Insuration (inch)		Nominal Circular Mil area	Risistance Per 1000 ft	Current capacity In milliampares Bases on 1000 c.m/A	AWG
8	0.310	0.133	16510	0.6281	165110	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20

### 3.2.4 วงจรแรงดันสูง

วงจรแรงดันสูงเป็นวงจรที่ใช้ในการกระตุ้นให้เกิดล้าพลาสมา โดยวงจรที่ใช้จะเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์ Silicon rectifier (SCR) และใช้การเพิ่มแรงดันทางเอาท์พุทโดยการพันหม้อแปลงแบบ Step up และนำไปใช้งาน

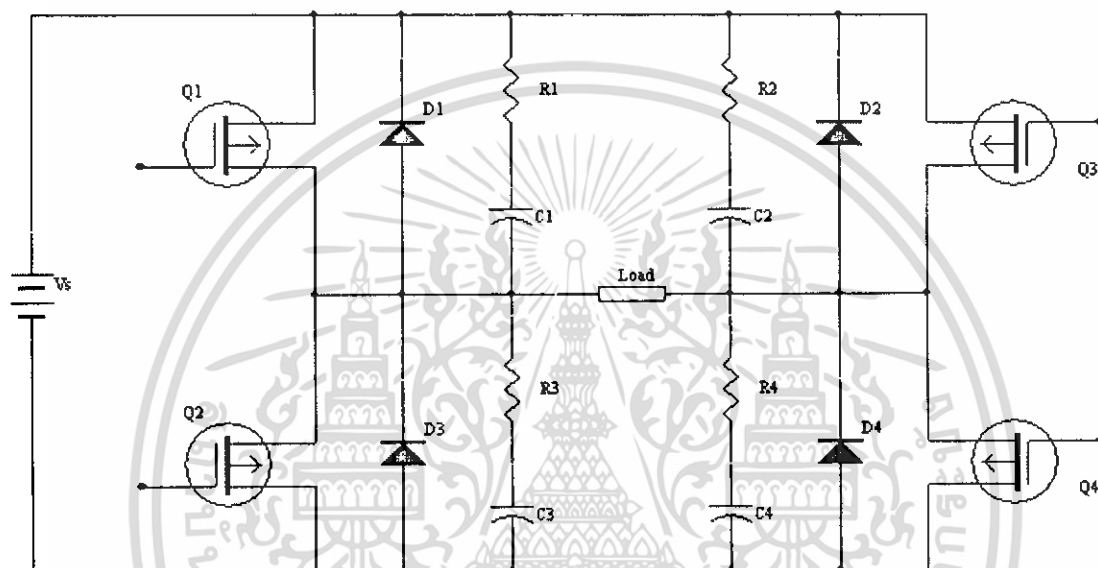
### 3.2.5 วงจรควบคุมการจุด / ดับพลาสมา

เนื่องจากการเกิดพลาสมาและการดับของพลาสมานั้น จะต้องควบคุมจากสวิทช์ที่หัวตัดเพียงสวิทช์เดียวการออกแบบเพื่อรองรับเงื่อนไขดังกล่าวจึงได้นำรีเลย์สวิทช์มาใช้ในการประกอบเป็นวงจรตัดต่อวงจรแรงดันสูงและการดับของพลาสมาก็ใช้รีเลย์สวิทช์ควบคุมสัญญาณ Logic ของขา Reset ของ SG3525

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอ์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอ์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุไดโอด เรียกว่า วงจร RCD สับเบอ์ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจร INVERTER ที่มีส่วนของ RCD สับเบอ์

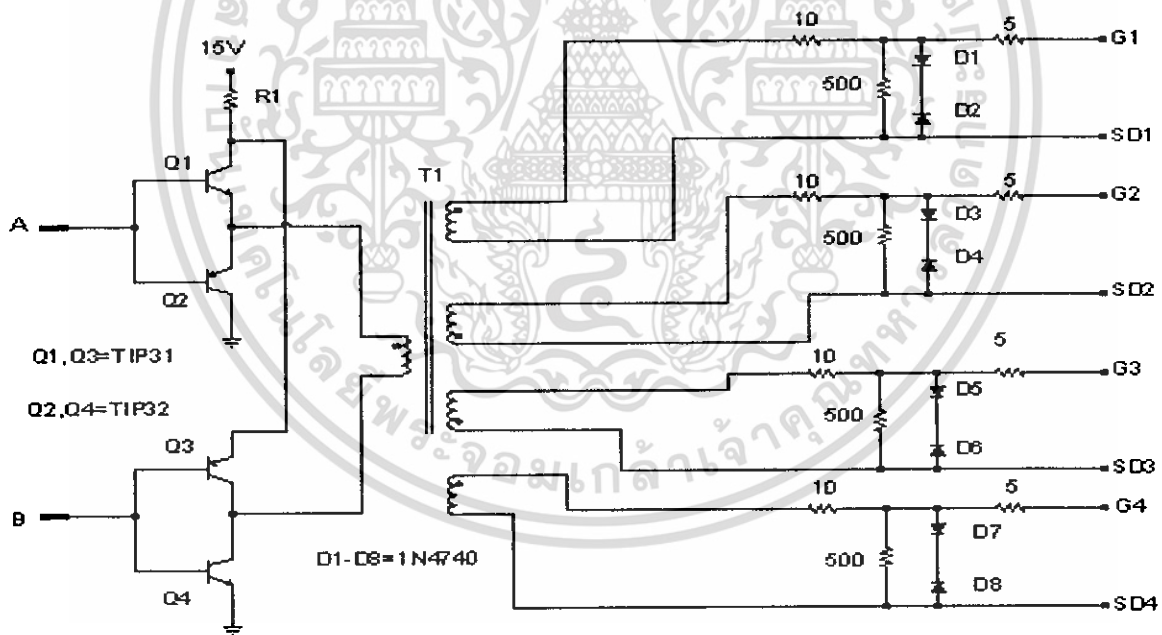
ในวงจรนี้เราจะพูดแต่วงจรสับเบอ์ที่เป็นส่วนประกอบอยู่ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ไดโอดจะทำงานเป็นคู่ คือคู่ของ D1 กับ D4 และ D2 กับ D3 เมื่อไดโอดชุดใดทำงานอีกชุดก็จะหยุดทำงาน ถ้า Q1 และ Q4 หยุดนำกระแส LOAD ก็ยังไหลอย่างต่อเนื่องผ่านทาง D3 และ D4 จนกระทั่งกระแสตกลงเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุทและให้กระแสไหลลดลงอย่างต่อเนื่องจนกระทั่งถึงศูนย์ จากนั้น Q2 กับ Q3 จึงจะทำงาน ดังนั้นที่ไดโอดอยู่ในช่วงนำกระแสพลังงานที่สะสมอยู่ใน L จะถูก FEEDBACK กลับไปที่อินพุท ดังนั้นเรียก ไดโอด FEEDBACK DIODE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply

วงจรภาค Switching Power Supply มีหลักการทำงานคือ เมื่อนำสัญญาณไฟฟ้าสลับป้อนเข้ามา 220v จะผ่านบริดจ์เรกติไฟเออร์แปลงสัญญาณ AC ให้เป็นสัญญาณ DC ได้ค่าประมาณ 310v จากนั้นจะผ่าน C ฟิลเตอร์กรองแรงดันให้เรียบ และ C รั้งาระดับแรงดันให้มีเสถียรภาค และเข้าสู่ภาคของ Converter แบบฟลูบริดจ์เรกติไฟเออร์โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้ง 4 ตัว จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะสัญญาณเป็น AC โดยขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ โดยจะมีวงจร RC สนับเบอร์ ครอบระหว่างเดรนและซอสของมอสเฟตป้องกันแรงดันเกิน จากนั้นจะผ่านขดทุติยภูมิมาที่ MUR 4060 แปลงให้เป็นสัญญาณไฟตรงผ่าน L และ C ฟิลเตอร์ ออกสู่เอาต์พุตต่อไป

3.3.2 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Drive Gate



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรในส่วนของภาค Drive Gate

วงจรขับเคลื่อนประกอบด้วยมอสเฟตเอ็น – เซนแนล และ พี – เซนแนลต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนสองชุด โดยเอาที่พุทของวงจรคอมพลิเมนต์ทั้งสองนั้น จะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตช์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งจะแบ่งไปเป็น 4 ชุด เพื่อใช้ในการขับเคลื่อน 4 ตัว โดยจะมีขดทางทุติยภูมิตรงเฟส 2 ชุด และ กลับเฟส 2 ชุด เพื่อใช้ให้มอเตอร์สลับการทำงานเป็นคู่

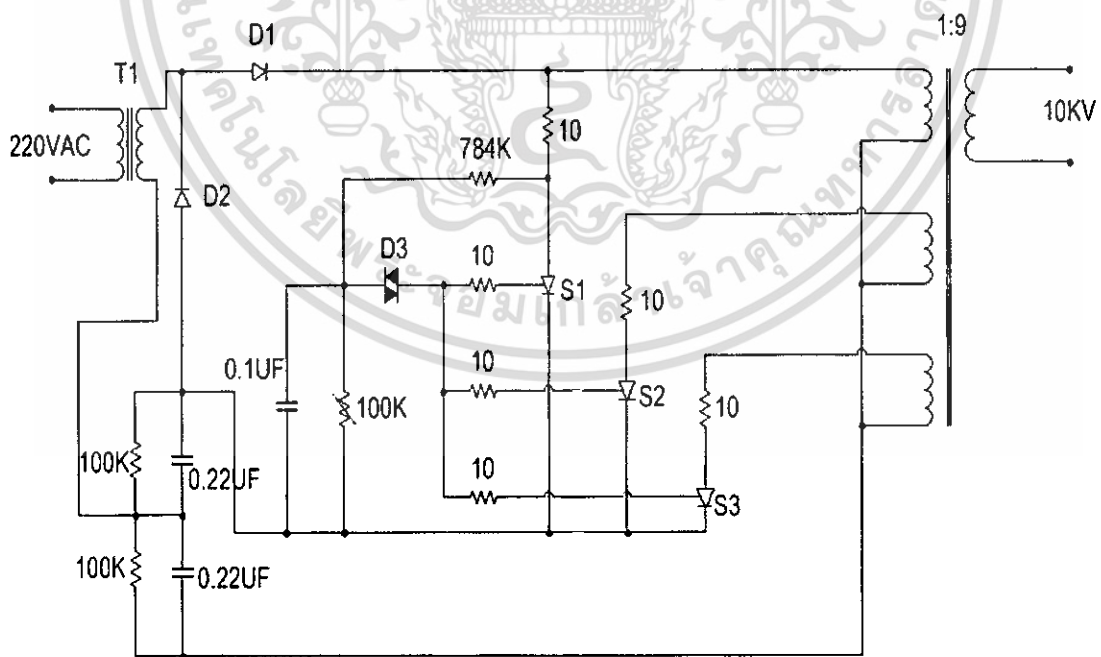
### 3.3.3 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control

วงจรควบคุมส่วนของภาค Feedback ประกอบด้วยส่วนของชุดควบคุมแรงดันและชุดควบคุมกระแส ซึ่งชุดควบคุมแรงดันและกระแสเป็นชุดที่รับค่าจากตัวตรวจจับมาเป็นตัวจำกัดแรงดันและกระแส ชุดควบคุมชุดนี้ประกอบด้วย COMPATOR ซึ่งหลักการของ COMPATOR คือจะมีการตั้ง VOLTAGE REFERENCE ไว้ แล้วอีกขาหนึ่งเป็นขาอินพุทคือรับค่ามาเปรียบเทียบกับขา REFERENCE ในที่นี้คือได้ค่า VOLTAGE REFERENCE ไว้ค่าๆ หนึ่ง แล้วถ้าอินพุทที่เข้ามามีค่ามากกว่าก็จะทำให้ชุดนี้ทำงาน แล้วรับค่า COMPARATOR ไปป้อนให้กับชุด PWM ค่านี้จะเป็นค่าคงที่คือเป็น VOLTAGE คงที่ มีค่าประมาณ 5 V จากนั้นนำสัญญาณเปรียบเทียบกับชุดแรงดันและชุดกระแสรวมกันและส่งไปยังส่วนของภาคควบคุม PWM โดย IC SG3526A

### 3.3.4 การออกแบบวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3526A

วงจรส่วนควบคุม นั้นจะรับสัญญาณจากภาคของ Feedback ส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3525 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของพัลส์ แล้วผ่านวงจรขับไปยัง INVERTER

### 3.3.5 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค High Voltage

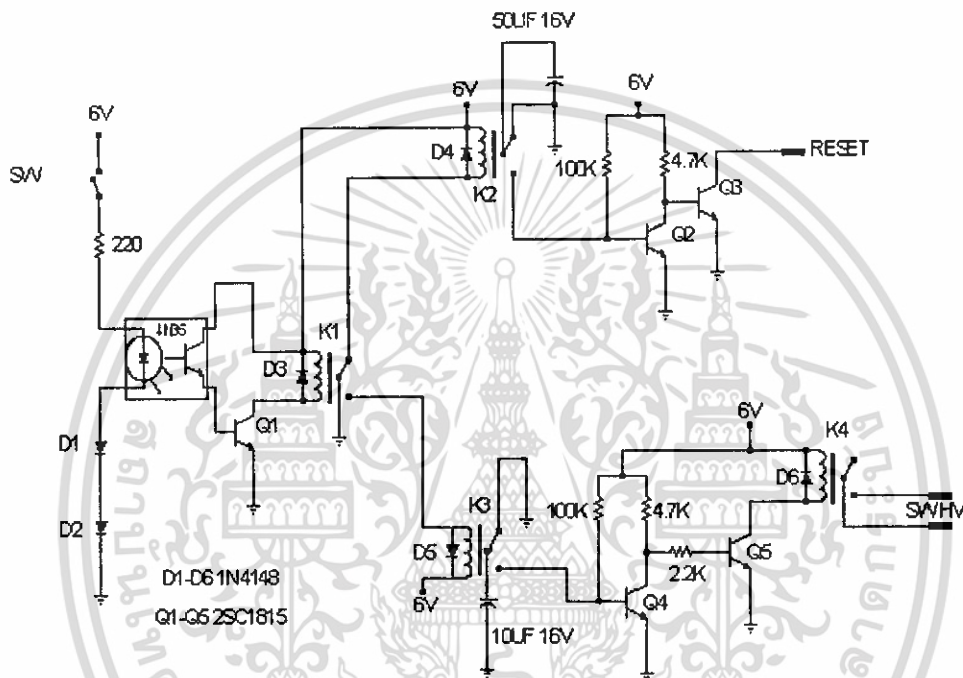


รูปที่ 3.8 แสดงวงจรในส่วนของภาค High Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแรงดันสูงเป็นวงจรที่ใช้ในการกระตุ้นให้เกิดพลาสมา โดยเมื่อสัญญาณ AC~ เข้ามาผ่านทรานส์ฟอร์มเมอร์แปลงแรงดันเป็น 400 V และวงจร Double Voltage เพื่อขยายแรงดันออกเป็น 2 เท่า จากนั้นใช้ Silicon rectifier (SCR) ในการสวิตช์การทำงานของขดลวดโดยใช้ Diac ในการควบคุม SCR อีกทีหนึ่ง และใช้การเพิ่มแรงดันทางเข้าที่พ่วงจากวงจร Double Voltage โดยการพันหม้อแปลงแบบ Setp up และนำไปใช้งานต่อไป

### 3.3.6 การออกแบบวงจรควบคุมการจุด – คับพลาสมา



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรควบคุมการจุด – คับพลาสมา

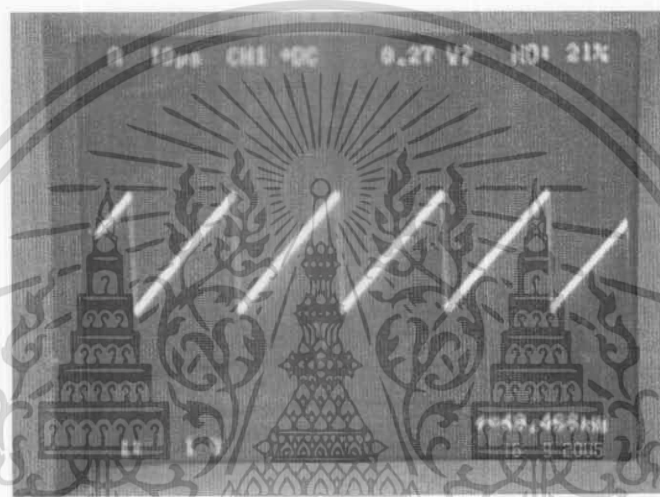
เป็นวงจรที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของหัวตัด โดยรีเลย์ในการควบคุม SW HV เป็นส่วนที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของ วงจร High Voltage ส่วนขั้วรีเซตใช้ในการรีเซตของ IC SG 3526

## บทที่ 4

### การทดสอบการทำงาน

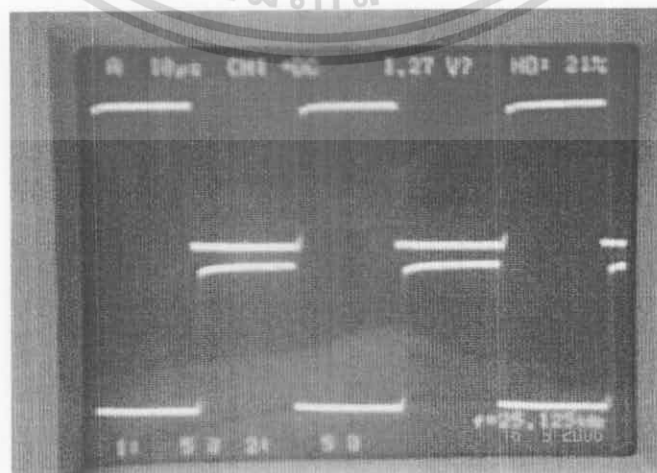
#### 4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจร

4.1.1 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 ซึ่งมีลักษณะเป็นฟันเลื่อย ส่วนคาบเวลาที่ได้จะเป็นฐานเวลาให้วงจรสวิตซ์ ซึ่ง ในส่วนของช่วงเวลาขอบขาลงจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่ให้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งหยุดนำกระแส



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณที่ขา 10 ฟันเลื่อย ซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

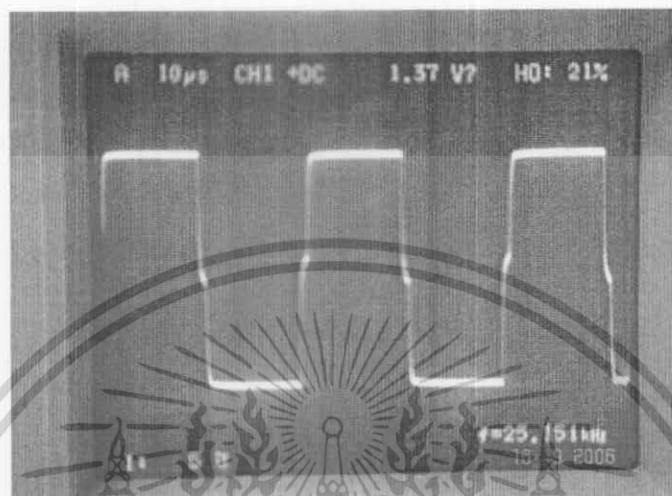
4.1.2 สัญญาณที่วัดจากขา 13 และ 16 จากไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ที่จะส่งไปยังส่วนควบคุมการสวิตซ์ของอุปกรณ์เพาเวอร์สวิตซ์ โดยผ่านทางวงจรขับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

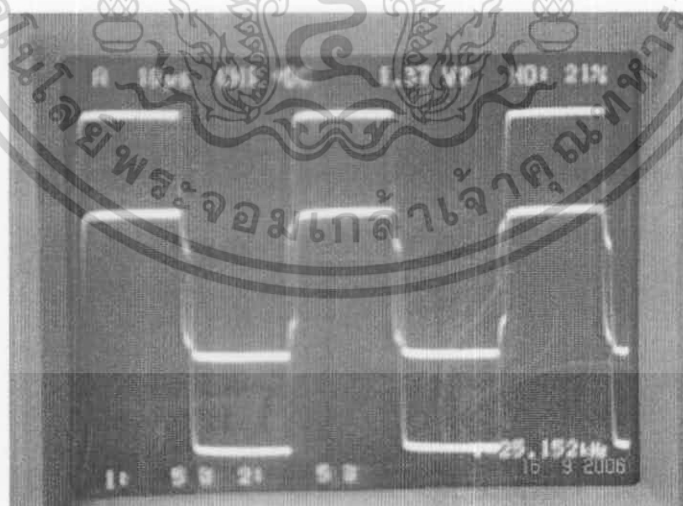
#### รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่ขา 13 และ 16 ของไอซี SG3526

4.1.3 แสดงรูปสัญญาณพัลส์จากวงจรควบคุมที่ป้อนเข้ามายังขดลวดปฐมภูมิของ Coupling Transformer ที่อินพุต 30 Vac



#### รูปที่ 4.3 แสดงพัลส์ของวงจรขับที่ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิของ Coupling Transformer

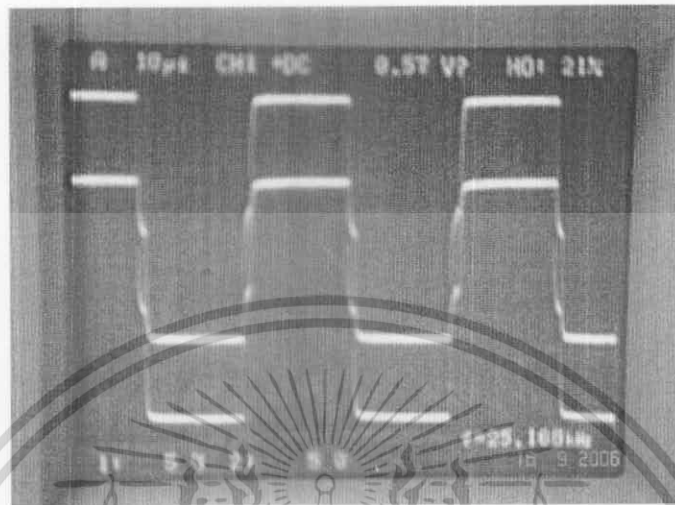
4.1.4 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลง เพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มาจากเกต Q1 และ Q4 ของมอสเฟต ซึ่งจะอินเฟสกัน



#### รูปที่ 4.4 แสดงพัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขาเกต Q1 และ Q4

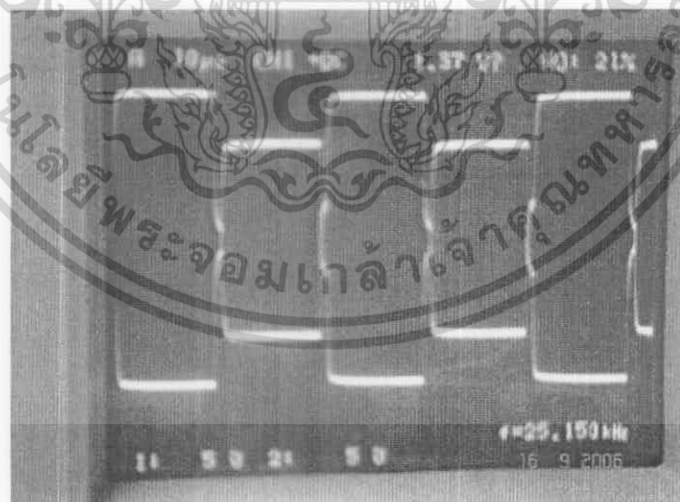
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.5 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรจับที่ส่งผ่านหม้อแปลง เพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มายังขาเกต Q2 และ Q3 ของมอสเฟต ซึ่งจะอินเฟสกัน



รูปที่ 4.5 แสดงพัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขาเกต Q2 และ Q3

4.1.6 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรจับที่ส่งผ่านหม้อแปลง เพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มายังขาเกต Q2 และ Q4 ของมอสเฟต ซึ่งจะเอาท์ออฟเฟสกัน



รูปที่ 4.6 แสดงพัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขาเกต Q2 และ Q4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติต่างๆ ของเครื่องจ่ายไฟสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นทำโดยการทดลองและวัดค่าต่างๆ ที่ได้จากการทดลอง โดยแสดงดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 4.2.1 OUTPUT POWER

เป็นความสามารถในการจ่ายกำลังให้กับโหลดของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งสามารถคำนวณได้จากผลคูณของกระแสและแรงดันที่วัดได้จากค่าของเอาต์พุต

$$\begin{aligned} P_o &= V_o \times I_o && \text{จำนวนที่โหลด 30 โอห์ม} \\ &= 208.2 \times 6.94 \\ P_o &= 1444.91 \text{ W} \end{aligned}$$

### 4.2.2 INPUT POWER

เป็นการดึงกระแสของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่ภาคของอินพุต ซึ่งเป็นผลคูณของกระแสและแรงดันที่อินพุต

$$\begin{aligned} P_i &= V_{in} \times I_{in} && \text{จำนวนที่โหลด 30 โอห์ม} \\ &= 304.2 \times 5.32 \text{ A} \\ &= 1618.34 \text{ W} \end{aligned}$$

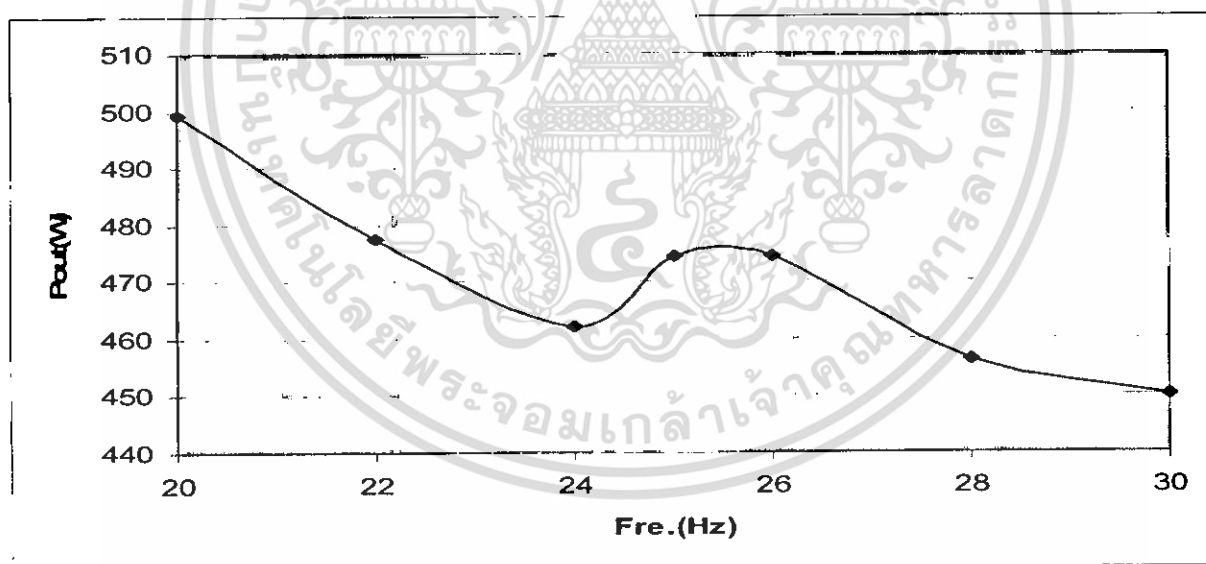
### EFFICIENCY

เป็นค่าประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังจากทางด้านอินพุตไปยังด้านเอาต์พุต ซึ่งคำนวณโดยการนำค่าของกำลังทางด้านเอาต์พุตหารด้วยกำลังทางด้านอินพุต

$$\begin{aligned} \text{Eff} &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \\ &= \left( \frac{1444.91}{1618.34} \right) \times 100 \\ &= 89.28\% \end{aligned}$$

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 50 โอห์ม

Fre.(Hz)	Iin(A)	Iout(A)	Vout(V)	Pout(w)
20	2.3	3.16	158	499.3
22	2.4	3.08	155	477.4
24	2.5	3	154	462
25	2.8	2.8	154	474.32
26	3	3	154	474.32
28	5	5	151	456.32
30	5.5	5.5	150	450

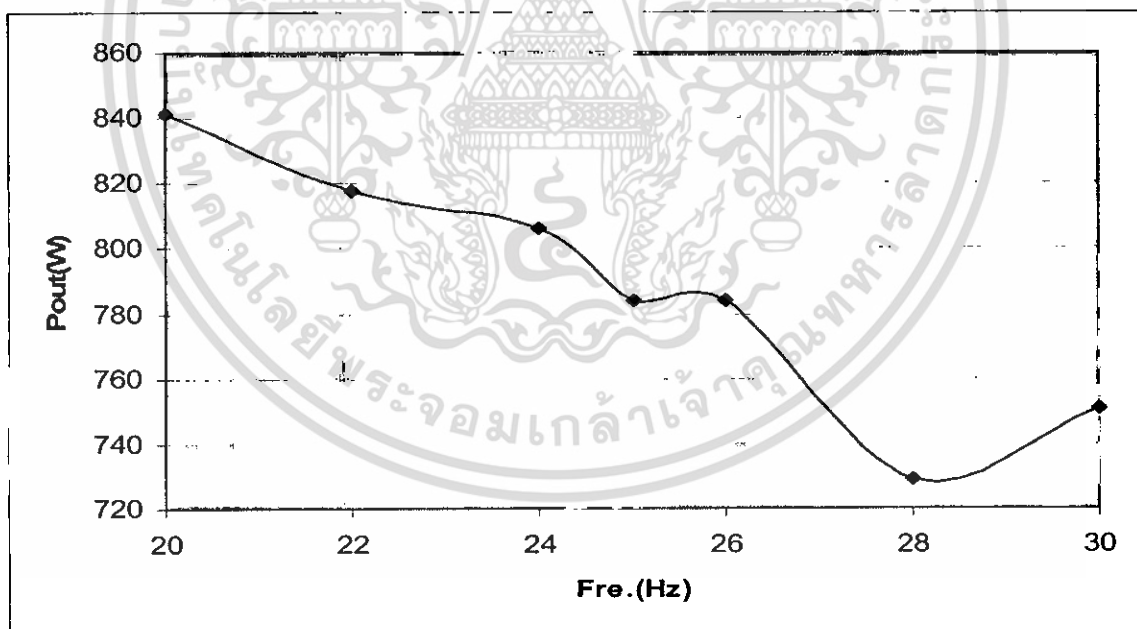


รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Pout และ Freq โหลด 50 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 25 โอห์ม

Fre.(Hz)	Iin(A)	Iout(A)	Vout(V)	Pout(w)
20	3	5.8	145	841
22	3	5.72	143	817.95
24	3	5.68	142	806.56
25	3	5.6	140	784
26	3	5.6	140	784
28	3	5.4	135	729
30	3	5.48	137	750.76

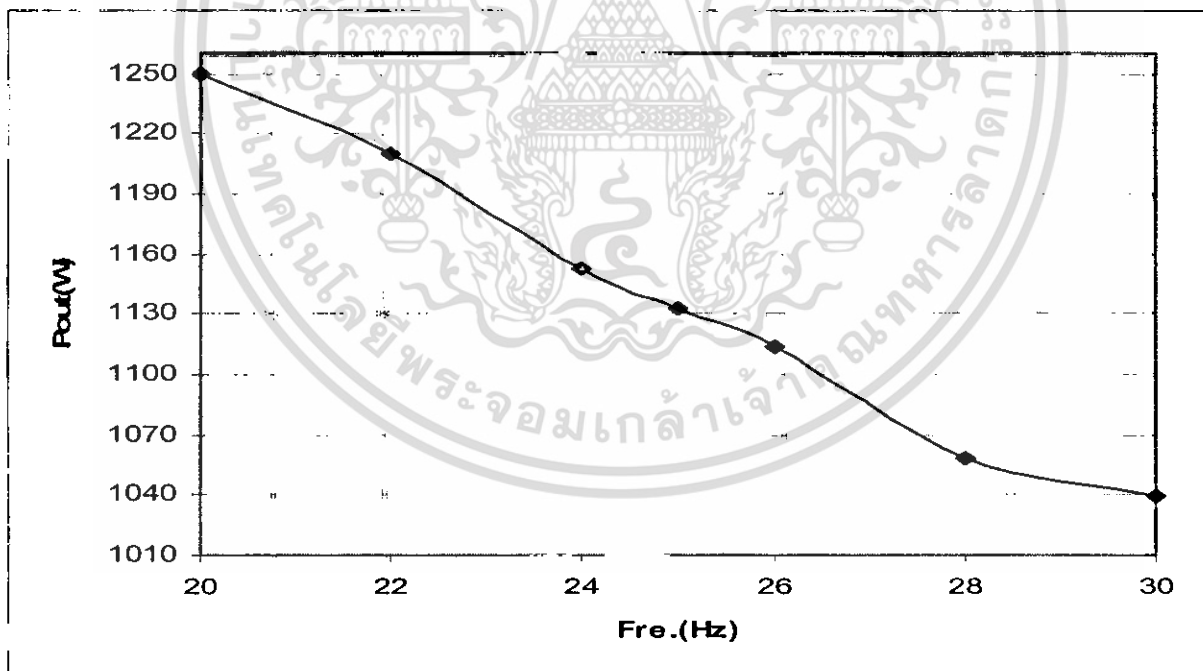


รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและความถี่ที่โหลด 25 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 12.5 โอห์ม

Fre.(Hz)	Iin(A)	Iout(A)	Vout(V)	Pout(W)
20	10	10	125	1250
22	10	9.84	123	1210
24	9	9.6	120	1152
25	9	9.53	119	1132.9
26	9	9.44	118	1113.9
28	8.5	9.2	115	1058
30	8.2	9.12	114	1039



รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความถี่ที่ 12.5 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 แสดงการ Spark ของภาค High Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองโครงการในครั้งนี้สามารถสรุปได้เป็นดังนี้ ในส่วนของภาค Control นั้นจะเป็นการควบคุมการทำงานของภาค Power โดยนำส่วนของภาค Feedback มาช่วยในการควบคุมและจะส่งสัญญาณ Output ออกมาในรูปของสัญญาณพัลส์ A และ B ซึ่งมีขนาดประมาณ 30 Vp – p จะสามารถปรับความถี่ที่ Output ได้โดยใช้ VR ปรับค่าเพื่อทำการปรับค่าที่เหมาะสม สัญญาณพัลส์ A และ B ที่ได้จะถูกนำไปใช้ป้อนเป็น Input ในภาค Drive gate โดยในส่วนนี้จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ A และ B โดยทรานซิสเตอร์ TIP31 และ TIP32 เพื่อที่จะส่งผ่านเข้าหม้อแปลง โดยจะทำการแยกสัญญาณออกเป็น 4 ชุด ซึ่งจะกลับเฟส 2 ชุด และตรงเฟส 2 ชุด โดยสัญญาณ Drive ที่ได้จะมีขนาดประมาณ 25 Vp – p และจะถูกนำไป Drive power MOSFET (IRFP460) ซึ่งจะทำงานอยู่ในภาค Converter โดยจะต่อในลักษณะแบบ Full Bridge Converter ซึ่ง IRFP จะทำงานทีละคู่สลับกัน และแรงดันที่ได้จะประมาณเท่ากับแหล่งจ่าย ซึ่งโหลดของ Converter คือ Transformer โดยจะผ่านเข้าไปส่วนของ Primary ซึ่งจะพันประมาณ 16 รอบ และส่วนของ Secondary จะพันประมาณ 13 รอบ และ Output ที่ได้จะเป็นสัญญาณ AC ซึ่งจะนำ Output ที่ได้ทำให้เป็นสัญญาณ DC โดยผ่าน MUR 3060T และนำแรงดันที่ได้ไปผ่าน L – Chock และออกสู่ Output ต่อไป โดยโหลดที่ใช้ในการทดลองจะมี 2 ค่า คือ 50 โอห์ม และ 25 โอห์ม โดยที่โหลด 50 โอห์ม จะมีค่าประสิทธิภาพมากที่สุดที่ความถี่ 18 kHz โดยจะมีแรงดัน Output เท่ากับ 214 V และกระแส Output เท่ากับ 4.28 A มีค่าประสิทธิภาพ 77.032% และที่โหลด 25 โอห์ม มีประสิทธิภาพมากที่สุดที่ความถี่ 18 kHz โดยจะมีแรงดัน Output เท่ากับ 194.5 V และกระแส Output เท่ากับ 7.78 A มีค่าประสิทธิภาพ 86.13%

จากการทดลอง โครงการนี้จะพบปัญหาที่เกิดขึ้น เช่น การเกิด Over shoot ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยการปรับค่า RC snubber และการพันขดลวดที่หม้อแปลง ซึ่ง Over shoot เป็นปัญหาหลักที่จะทำให้ Power MOS เกิดการเสียหายได้ เพราะ Power MOS มีแรงดันตกคร่อมขา D – S ไม่เกิน 600 V

การปรับปรุงประสิทธิภาพเพื่อนำไปใช้งาน สามารถทำได้โดยการเพิ่มชุด Power MOS คือ IRFP 460 เข้าไปอีก โดยการต่อขานเข้าไปอีก 2 - 3 ชุด เพื่อทำการเพิ่มกระแสทำให้วงจร Converter สามารถจ่ายกระแสเพิ่มขึ้นได้อีกหลายเท่า ทำให้ได้ค่าประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น และสามารถนำวงจรนี้ไปประยุกต์ใช้งานควบคุมอื่นๆ อีกมากมาย

## หนังสืออ้างอิง

สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”, หน้า 7 – 85.

Pressman, A, “Switching Power Supply Design”, McGraw – Hill, Singapore, 1992.

Chrysis, G., “High Frequency Switching Power Supplies – Theory And Design”, 2<sup>nd</sup> Editions., McGraw – Hill, New York, 1989.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SG3526

## Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

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

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

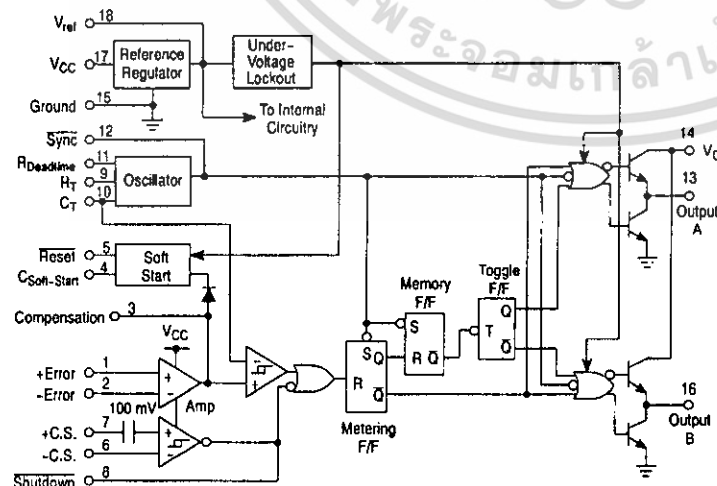


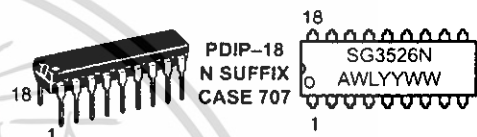
Figure 1. Representative Block Diagram



ON Semiconductor™

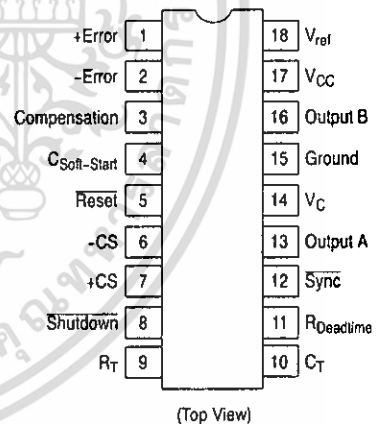
<http://onsemi.com>

### MARKING DIAGRAM



- A = Assembly Location
- WL = Wafer Lot
- YY = Year
- WW = Work Week

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SG3526N	PDIP-18	20 Units/Rail

## SG3526

### MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	$V_{CC}$	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	$V_C$	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to $V_{CC}$	V
Output Current, Source or Sink	$I_O$	$\pm 200$	mA
Reference Load Current ( $V_{CC} = 40$ V, Note 2.)	$I_{ref}$	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 3.) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 4.)	$P_D$	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	$T_{Solder}$	$\pm 300$	$^\circ\text{C}$

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	$V_{CC}$	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	$V_C$	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Each Output)	$I_O$	0	$\pm 100$	mA
Reference Load Current	$I_{ref}$	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	$f_{osc}$	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	$R_T$	2.0	150	k $\Omega$
Oscillator Timing Capacitor	$C_T$	0.001	20	$\mu\text{F}$
Available Deadtime Range (40 kHz)	-	3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	0	+125	$^\circ\text{C}$

1. Values beyond which damage may occur.
2. Maximum junction temperature must be observed.
3. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$  for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$ .
4. Derate at 24 mW/ $^\circ\text{C}$  for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$ .

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ<sup>2</sup> เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SG3526

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15$ Vdc, $T_J = T_{low}$ to $T_{high}$ [Note 6.], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>REFERENCE SECTION (Note 7.)</b>					
Reference Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{ref}$	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ )	$Reg_{line}$	–	10	30	mV
Load Regulation ( $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$ )	$Reg_{load}$	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ , $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$ )	$\Delta V_{ref}$	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ( $V_{ref} = 0\text{ V}$ ) (Note 5.)	$I_{SC}$	25	80	125	mA
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT</b>					
Reset Output Voltage ( $V_{ref} = +3.8\text{ V}$ )		–	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ( $V_{ref} = +4.8\text{ V}$ )		2.4	4.8	–	V
<b>OSCILLATOR SECTION (Note 8.)</b>					
Initial Accuracy ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )		–	$\pm 3.0$	$\pm 8.0$	%
Frequency Stability over Power Supply Range ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ )	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ( $\Delta T_J = T_{low}$ to $T_{high}$ )	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency ( $R_T = 150\text{ k}\Omega$ , $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$ )	$f_{min}$	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency ( $R_T = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ )	$f_{max}$	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage ( $V_{CC} = +35\text{ V}$ )	$V_{osc(P)}$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ( $V_{CC} = +8.0\text{ V}$ )	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	–	V
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)</b>					
Input Offset Voltage ( $R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$ )	$V_{IO}$	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	$I_{IB}$	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	$I_{IO}$	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ( $R_L \geq 10\text{ M}\Omega$ )	$A_{VOL}$	60	72	–	dB
High Output Voltage ( $V_{Pin1} - V_{Pin2} \geq +150\text{ mV}$ , $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$ )	$V_{OH}$	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ( $V_{Pin1} - V_{Pin2} \geq +150\text{ mV}$ , $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$ )	$V_{OL}$	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ( $R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$ )	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$ )	PSRR	66	80	–	dB

5. Maximum junction temperature must be observed.
6.  $T_{low} = 0^\circ\text{C}$                        $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
7.  $I_L = 0\text{ mA}$  unless otherwise noted.
8.  $f_{osc} = 40\text{ kHz}$  ( $R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$ ,  $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$ ,  $R_D = 0\text{ }\Omega$ )
9.  $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$ .

## SG3526

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

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

11.  $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +5.2 \text{ V}$

12.  $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +12 \text{ V}$

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการร4เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

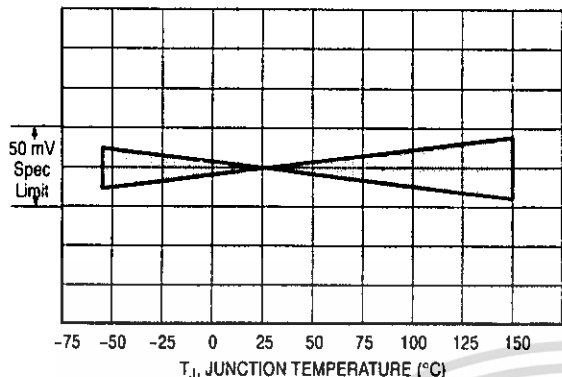


Figure 2. Reference Stability over Temperature

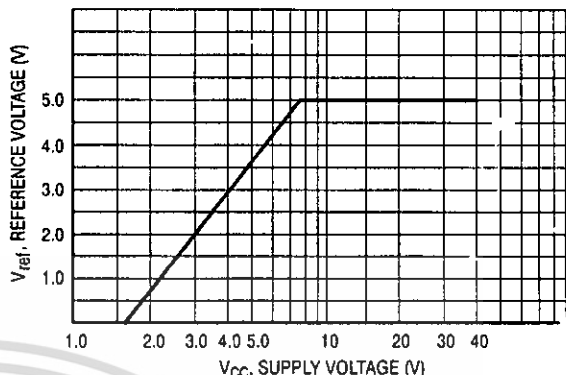


Figure 3. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

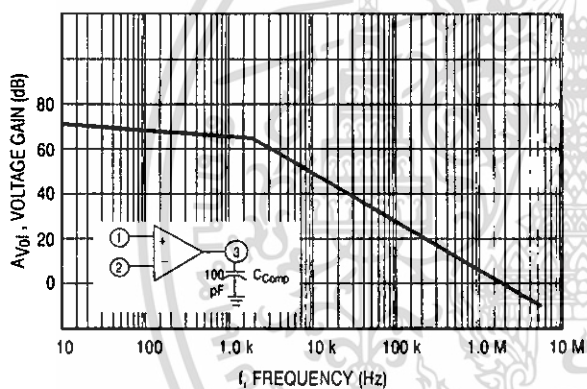


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

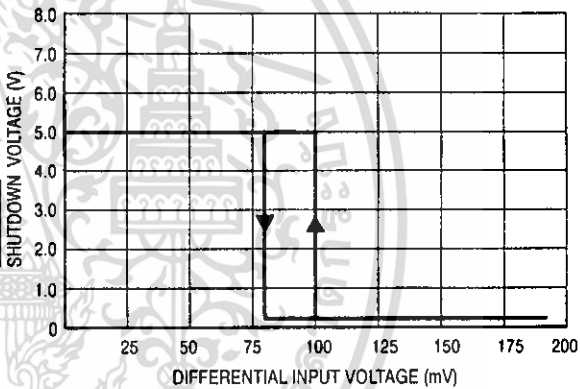


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

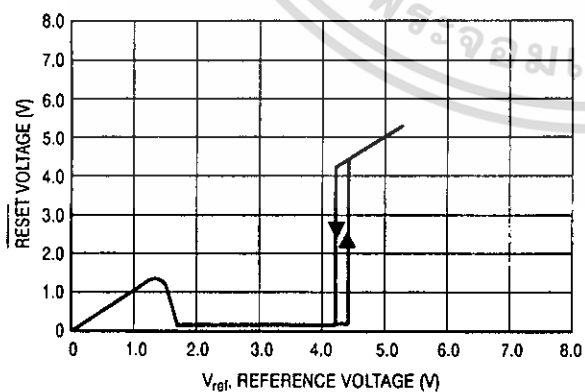


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

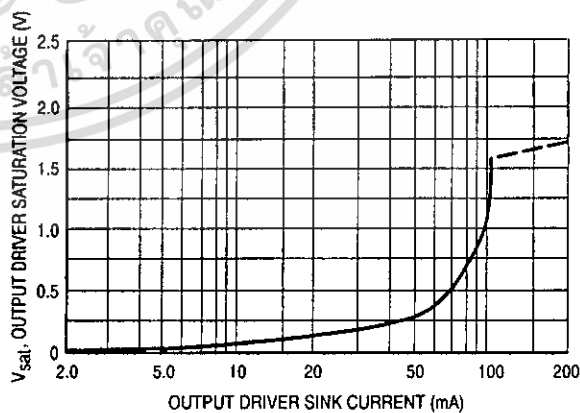


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

SG3526

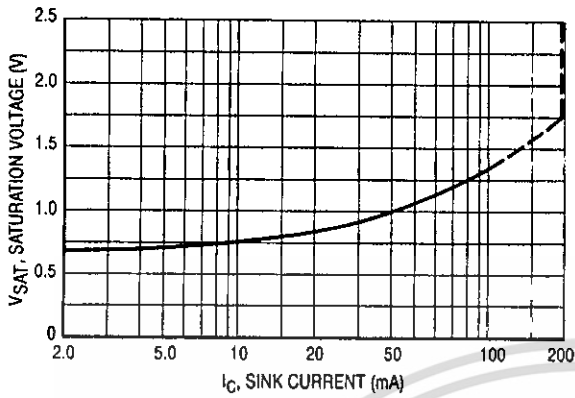


Figure 8.  $V_C$  Saturation Voltage as a Function of Sink Current

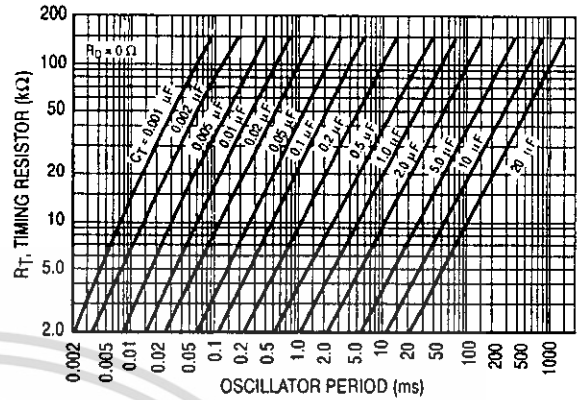


Figure 9. Oscillator Period

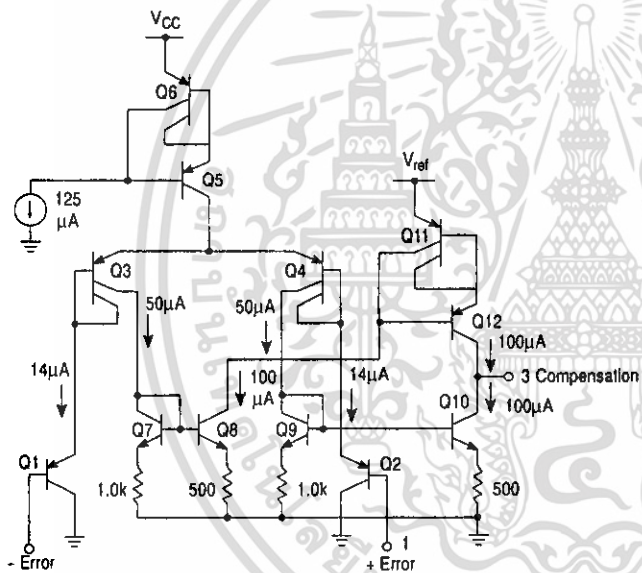


Figure 10. Error Amplifier

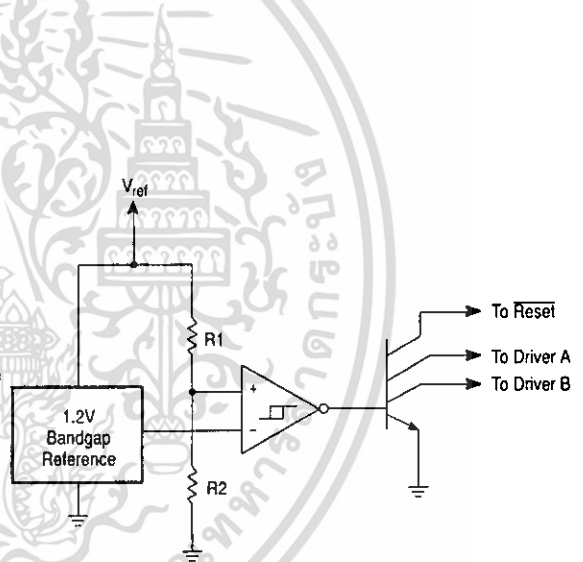
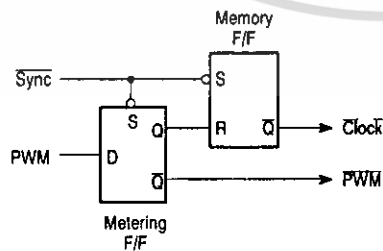


Figure 11. Undervoltage Lockout



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

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

Figure 12. Pulse Processing Logic



# SG3526

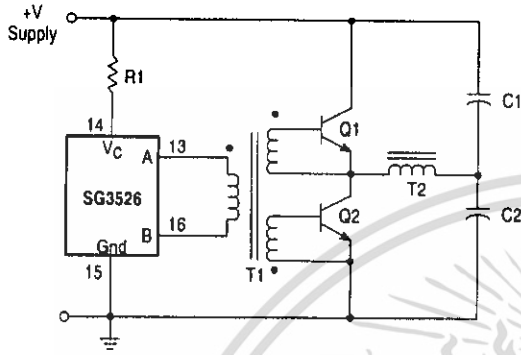
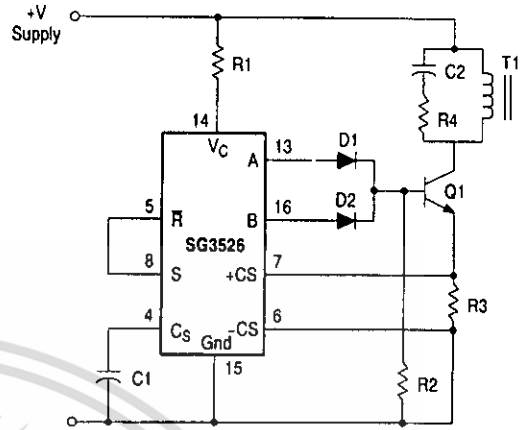


Figure 19. Half-Bridge Configuration



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

Figure 20. Flyback Converter with Current Limiting

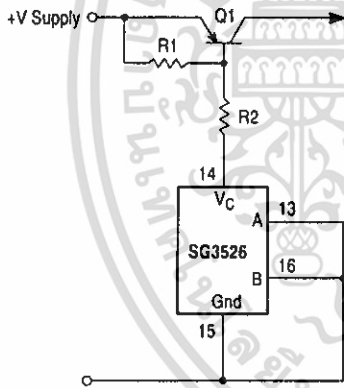


Figure 21. Single-Ended Configuration

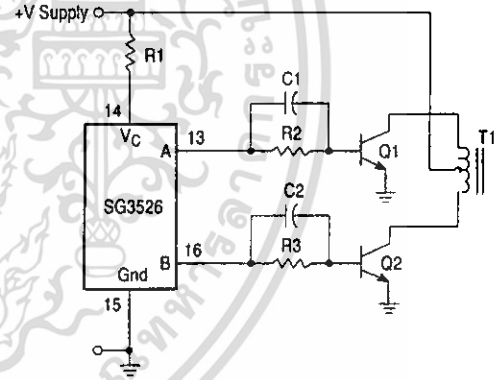
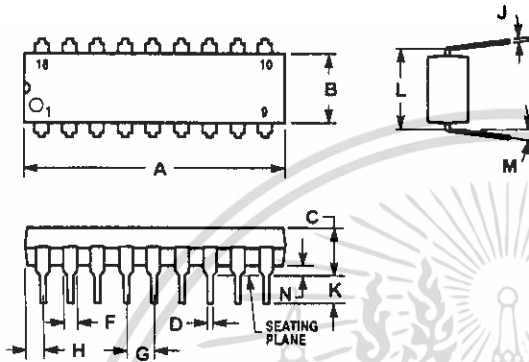


Figure 22. Push-Pull Configuration

# SG3526

## PACKAGE DIMENSIONS

PDIP--18  
N SUFFIX  
CASE 707-02  
ISSUE D



### NOTES:

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

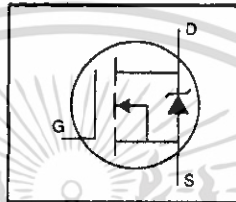
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.875	0.915	22.22	23.24
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.140	0.180	3.56	4.57
D	0.014	0.022	0.36	0.56
F	0.050	0.070	1.27	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.040	0.060	1.02	1.52
J	0.008	0.012	0.20	0.30
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.02

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

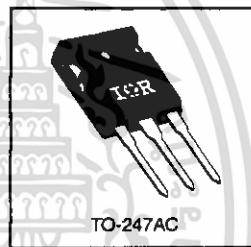


$V_{DSS} = 500V$   
 $R_{DS(on)} = 0.27\Omega$   
 $I_D = 20A$

**Description**

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

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	20	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ C$	13	
$I_{DM}$	80	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	280	W
	2.2	W/°C
$V_{GS}$	±20	V
$E_{AS}$	960	mJ
$I_{AR}$	20	A
$E_{AR}$	28	mJ
dv/dt	3.5	V/ns
$T_J$	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf-in (1.1 N·m)	

**Thermal Resistance**

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP460



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

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	—	0.63	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	—	—	0.27	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ①
$V_{GS(th)}$	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ②
$I_{DSS}$	—	—	25	$\mu A$	$V_{GS}=500V, V_{DS}=0V$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	—	—	210	nC	$I_D=20A$
$Q_{gs}$	—	—	29	nC	$V_{DS}=400V$
$Q_{gd}$	—	—	110	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ③
$t_{d(on)}$	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
$t_r$	—	59	—	ns	$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	—	110	—	ns	$R_G=4.3\Omega$
$t_f$	—	58	—	ns	$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
$L_D$	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	—	13	—	nH	
$C_{iss}$	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	—	870	—	pF	$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	—	350	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

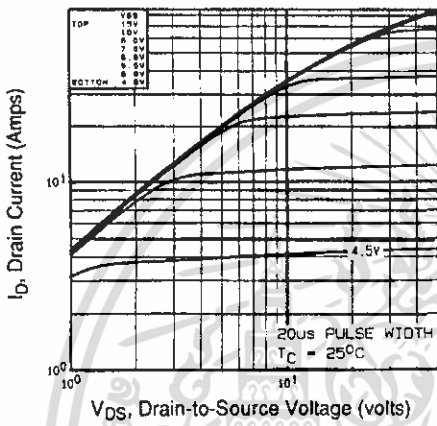
## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	—	—	80	A	
$V_{SD}$	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ①
$t_{rr}$	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
$Q_{rr}$	—	5.7	8.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ②
$t_{on}$	intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

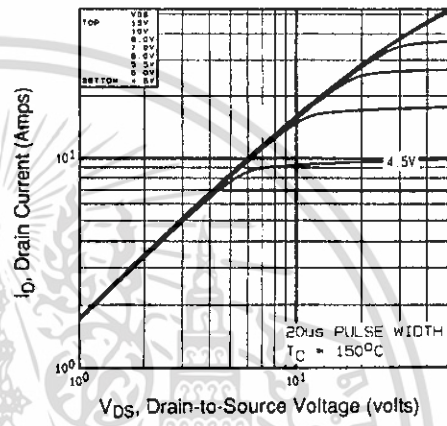
### Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ②  $V_{DD}=50V$ , starting  $T_J=25^\circ\text{C}$ ,  $L=4.3\text{mH}$ ,  $R_G=25\Omega$ ,  $I_{AS}=20A$  (See Figure 12)
- ③  $I_{GD}\leq 20A$ ,  $di/dt\leq 160A/\mu s$ ,  $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

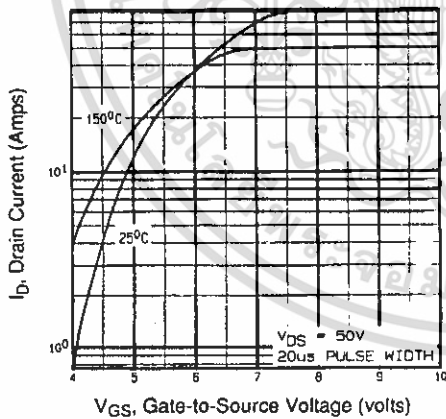
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



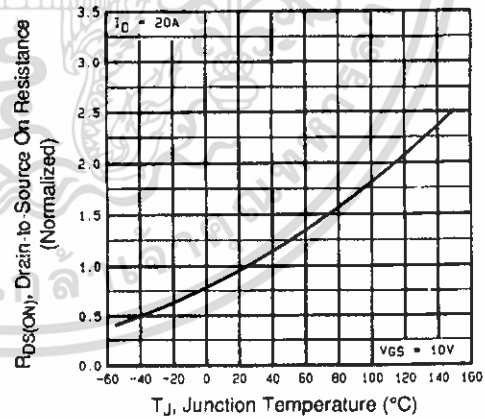
**Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$**



**Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$**



**Fig 3. Typical Transfer Characteristics**



**Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature**

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

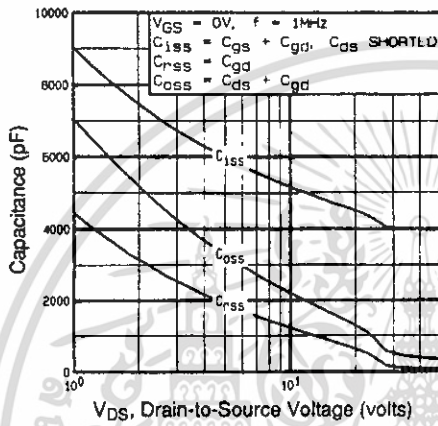


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

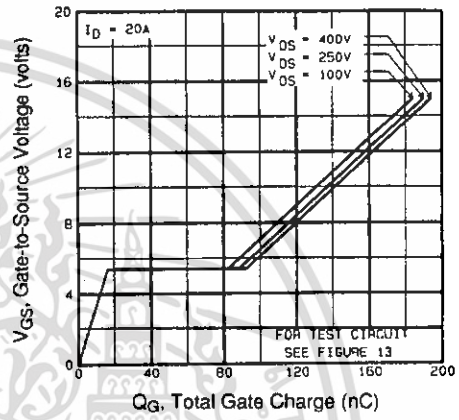


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

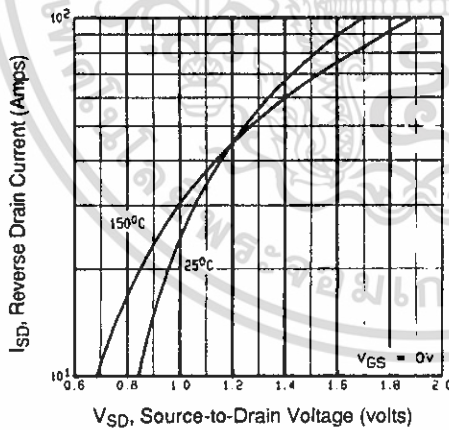


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

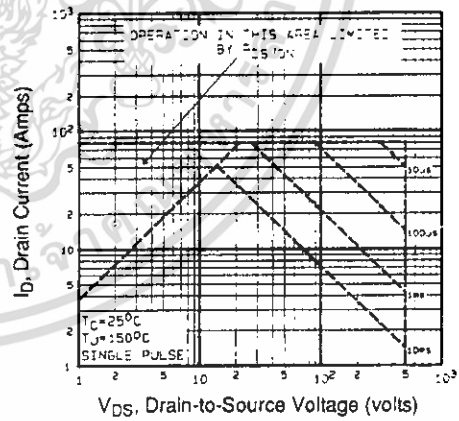


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

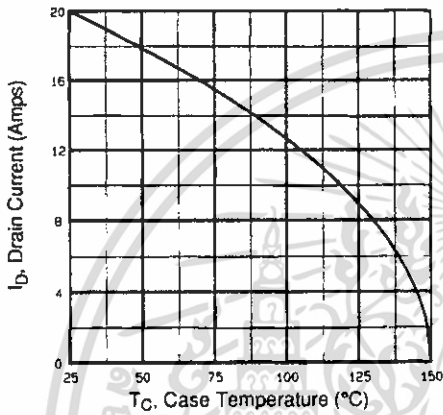


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

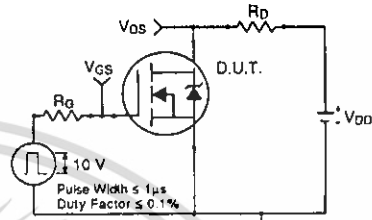


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

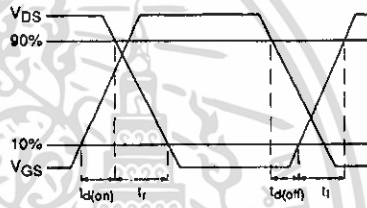


Fig 10b. Switching Time Waveforms

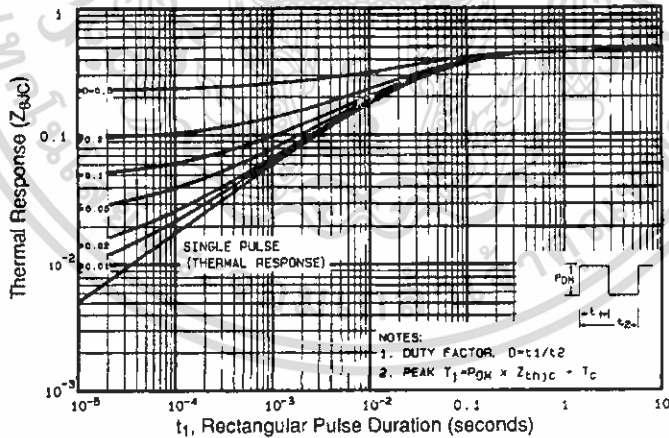


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP460

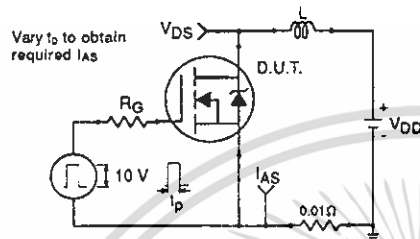


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

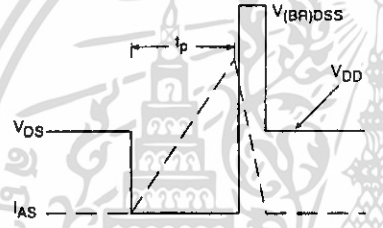


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

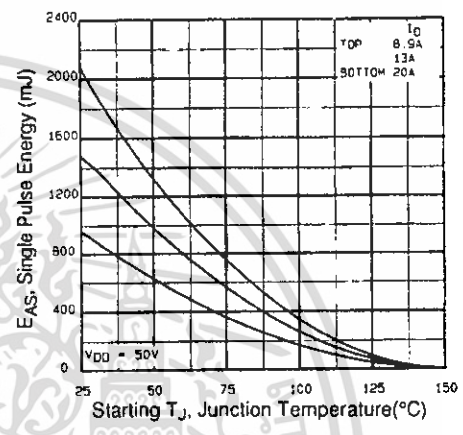


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

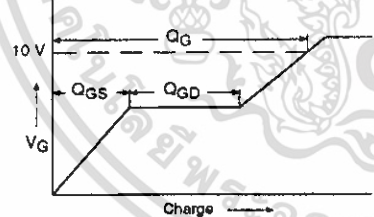


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

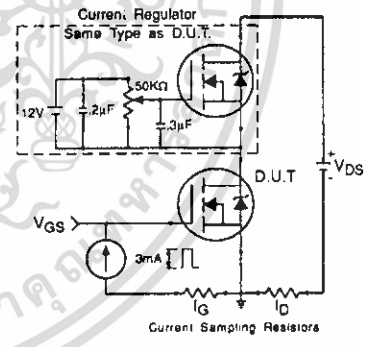


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

## SWITCHMODE™ Power Rectifiers

These state-of-the-art devices are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

### Features

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- High Voltage Capability to 600 V
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Pb-Free Packages are Available\*

### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max for 10 Seconds
- Shipped 30 Units Per Plastic Tube



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

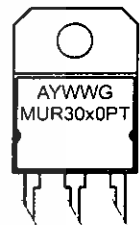
## ULTRAFast RECTIFIERS 30 AMPERES, 200-600 VOLTS



### MARKING DIAGRAM



SOT-93  
(TO-218)  
CASE 340D  
STYLE 2



A = Assembly Location  
Y = Year  
WW = Work Week  
G = Pb-Free Package  
MUR30x0PT = Device Code  
x = 2, 4, or 6

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR3020PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3020PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail
MUR3040PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3040PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail
MUR3060PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3060PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

## MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

### MAXIMUM RATINGS (Per Leg)

Rating	Symbol	MUR3020PT	MUR3040PT	MUR3060PT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current (Rated $V_R$ ) Per Leg Per Device	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$ 30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		15 @ $T_C = 30$ 145 $^\circ\text{C}$	A
Peak Rectified Forward Current, Per Leg (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz, $T_C = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{FRM}$	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz) Per Leg	$I_{FSM}$	200			A
Operating Junction and Storage Temperature	$T_J, T_{stg}$	- 65 to +175			$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS (Per Diode Leg)

Maximum Thermal Resistance, - Junction-to-Case - Junction-to-Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$		1.5 40		$^\circ\text{C/W}$
--	------------------------------------	--	-----------	--	--------------------

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per Diode Leg)

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ( $I_F = 15$ Amp, $T_C = 150^\circ\text{C}$ ) ( $I_F = 15$ Amp, $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated DC Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated DC Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$I_R$	500 10		1000 10	$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0$ A, $di/dt = 50$ A/ $\mu\text{s}$ )	$t_{rr}$	35		60	ns

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

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

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการโฆษณาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

## MUR3020PT

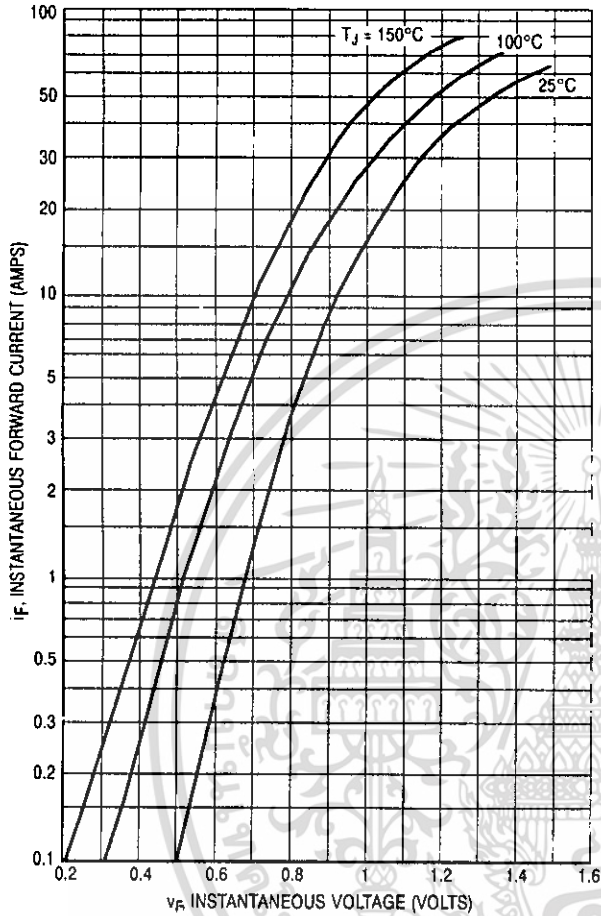


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)

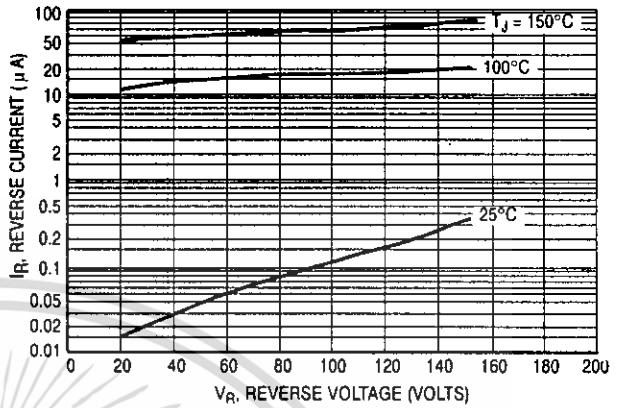


Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)

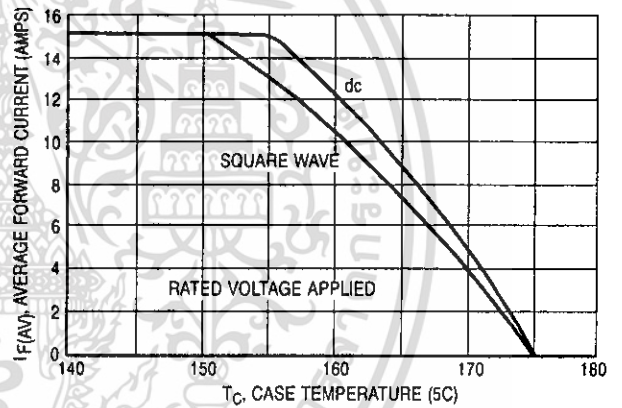


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

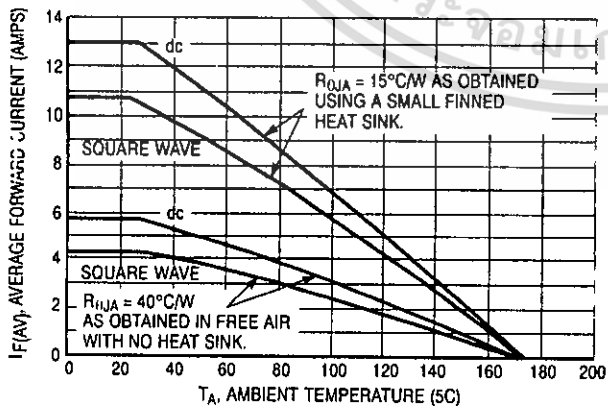


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

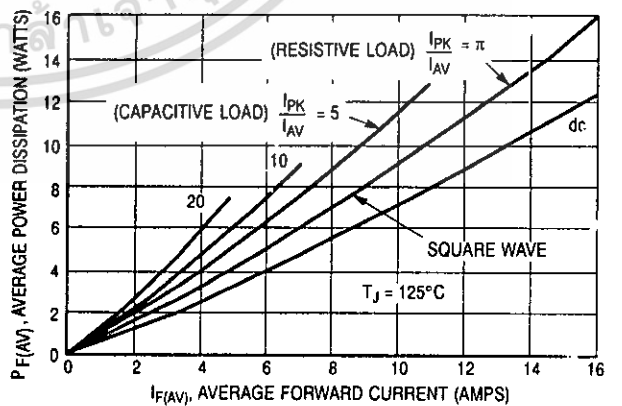


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MUR3040PT

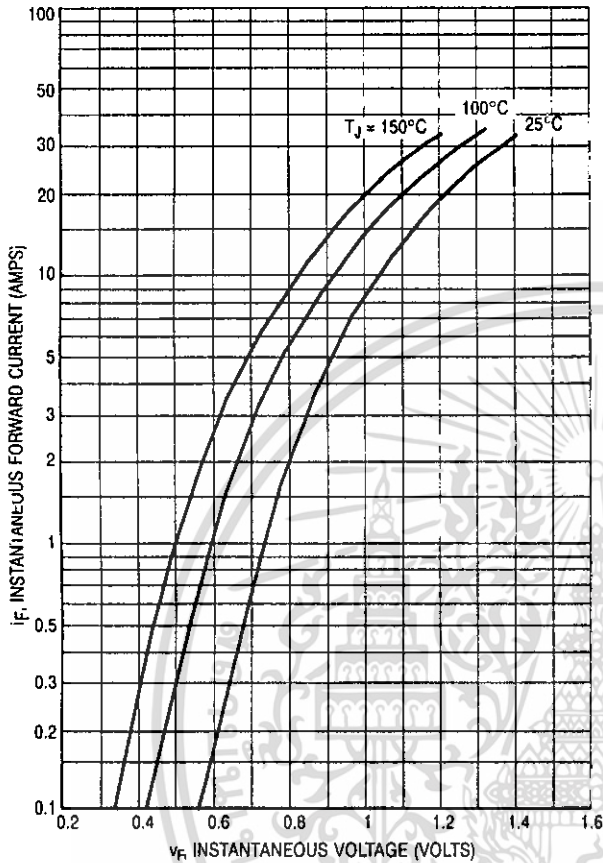


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)

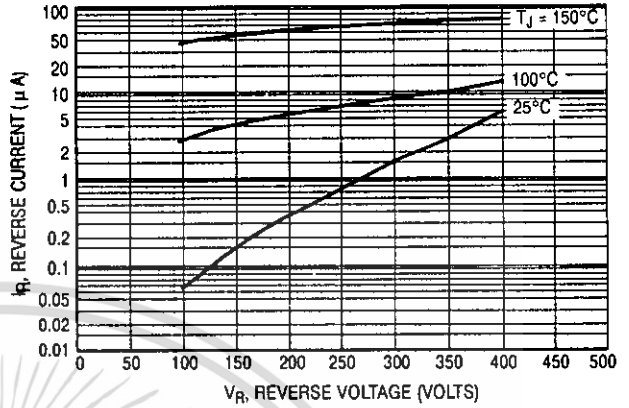


Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)

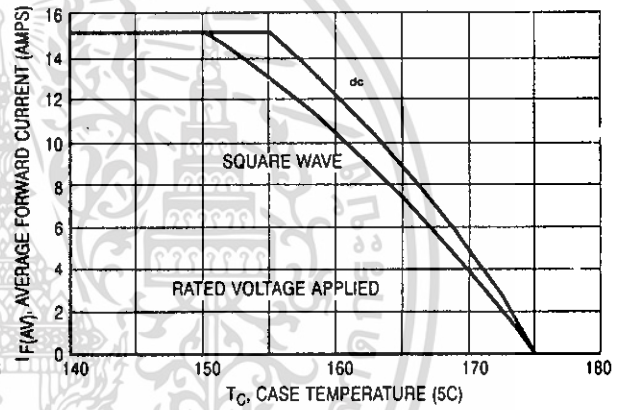


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

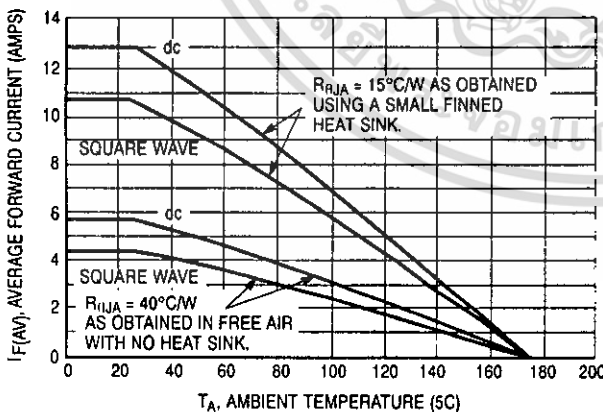


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

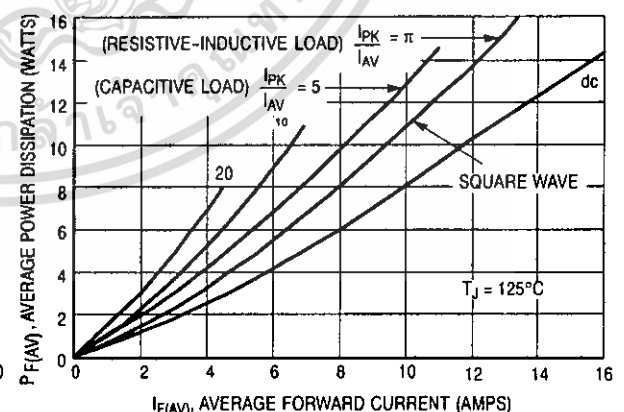


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MUR3060PT

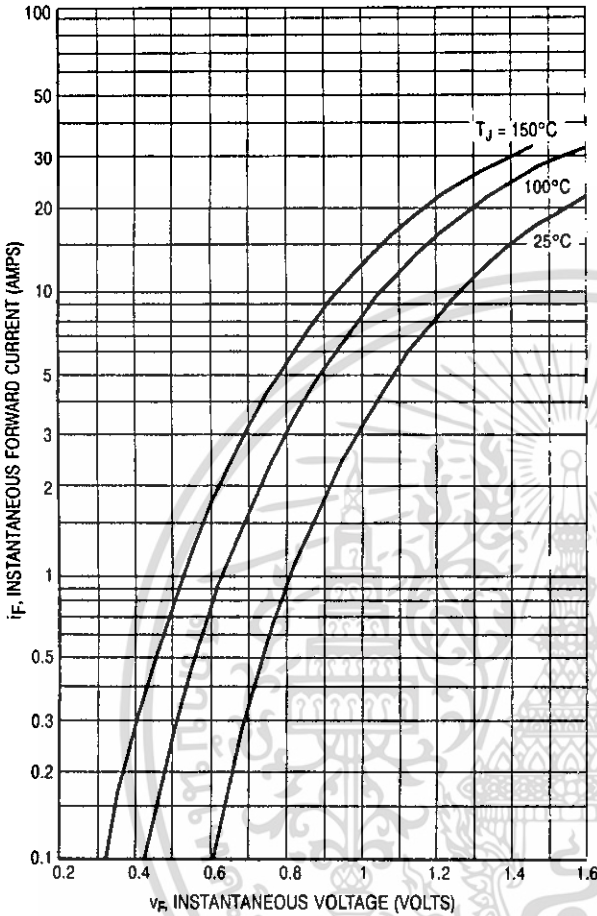


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)

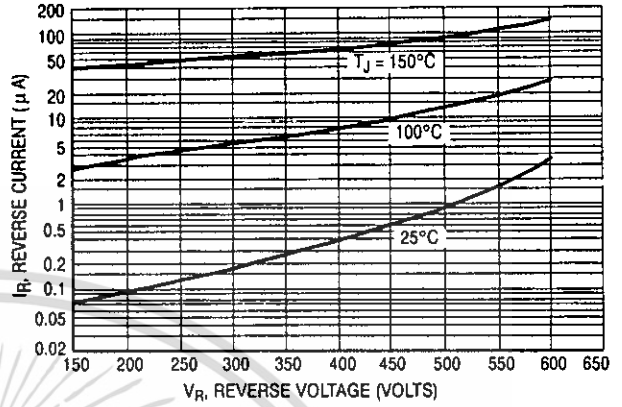


Figure 12. Typical Reverse Current (Per Leg)

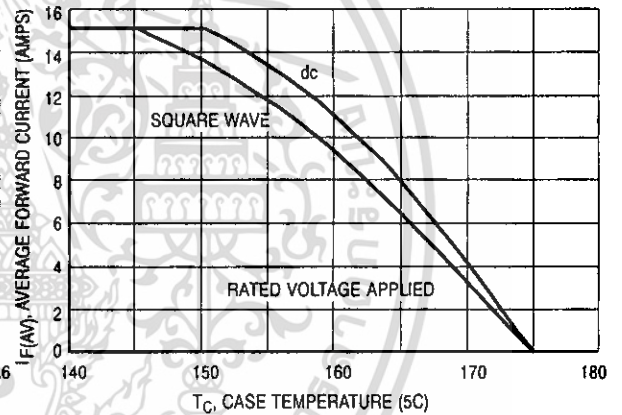


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

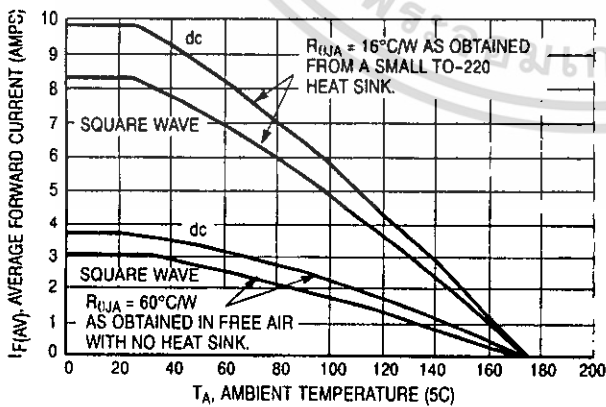


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

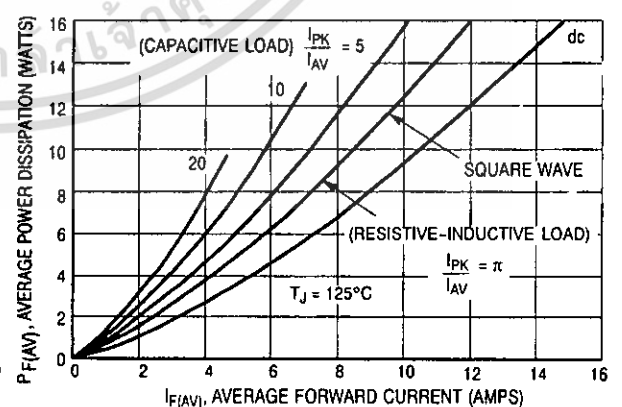


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึ๕ษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

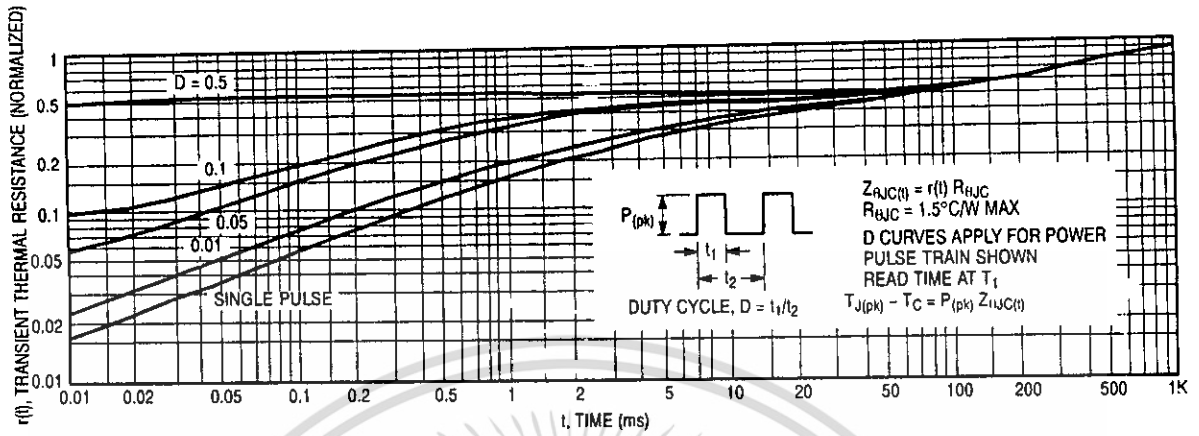


Figure 16. Thermal Response

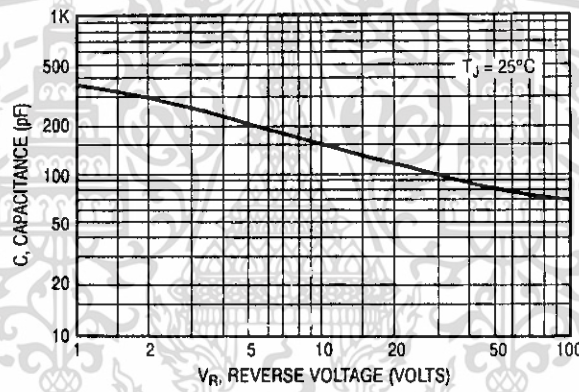
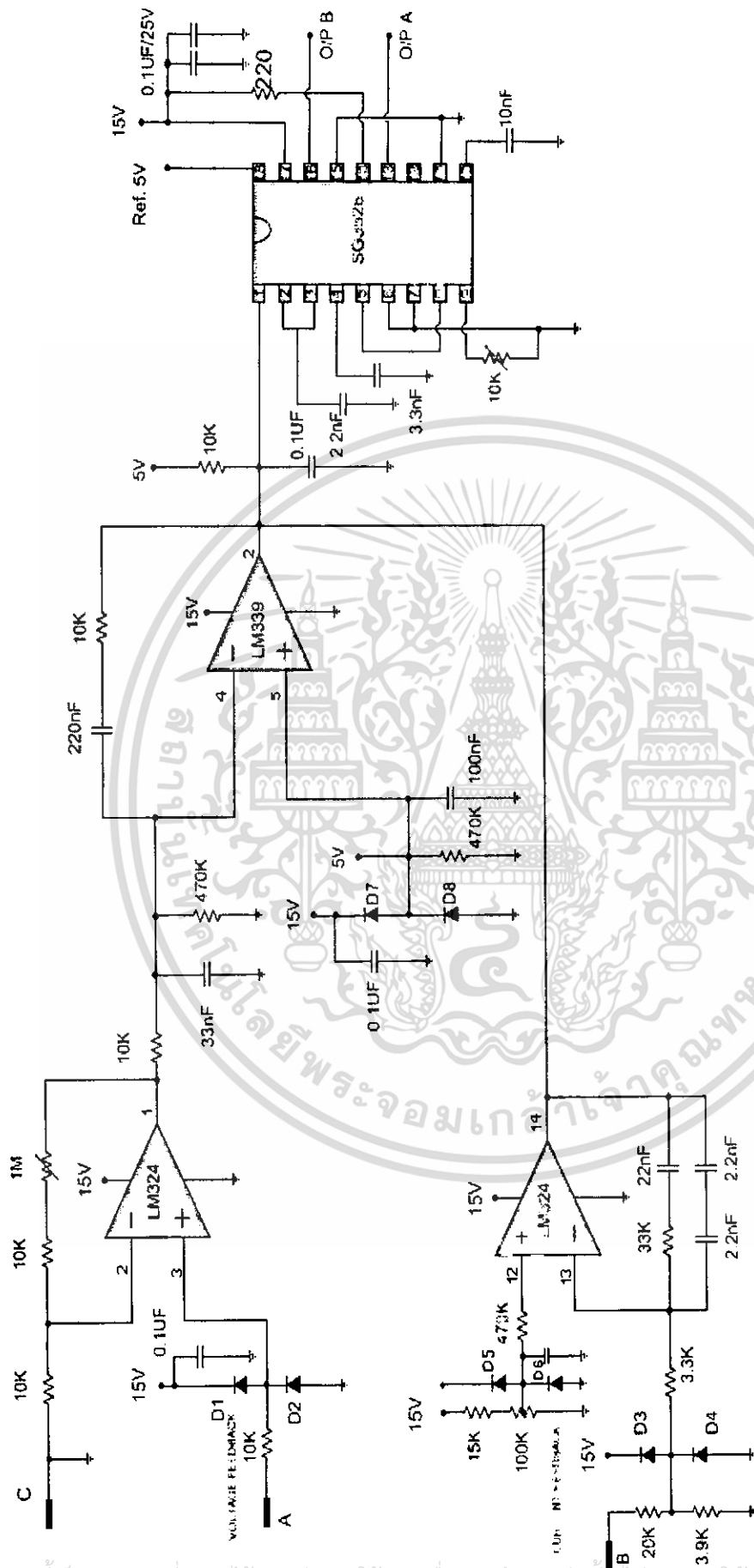


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)



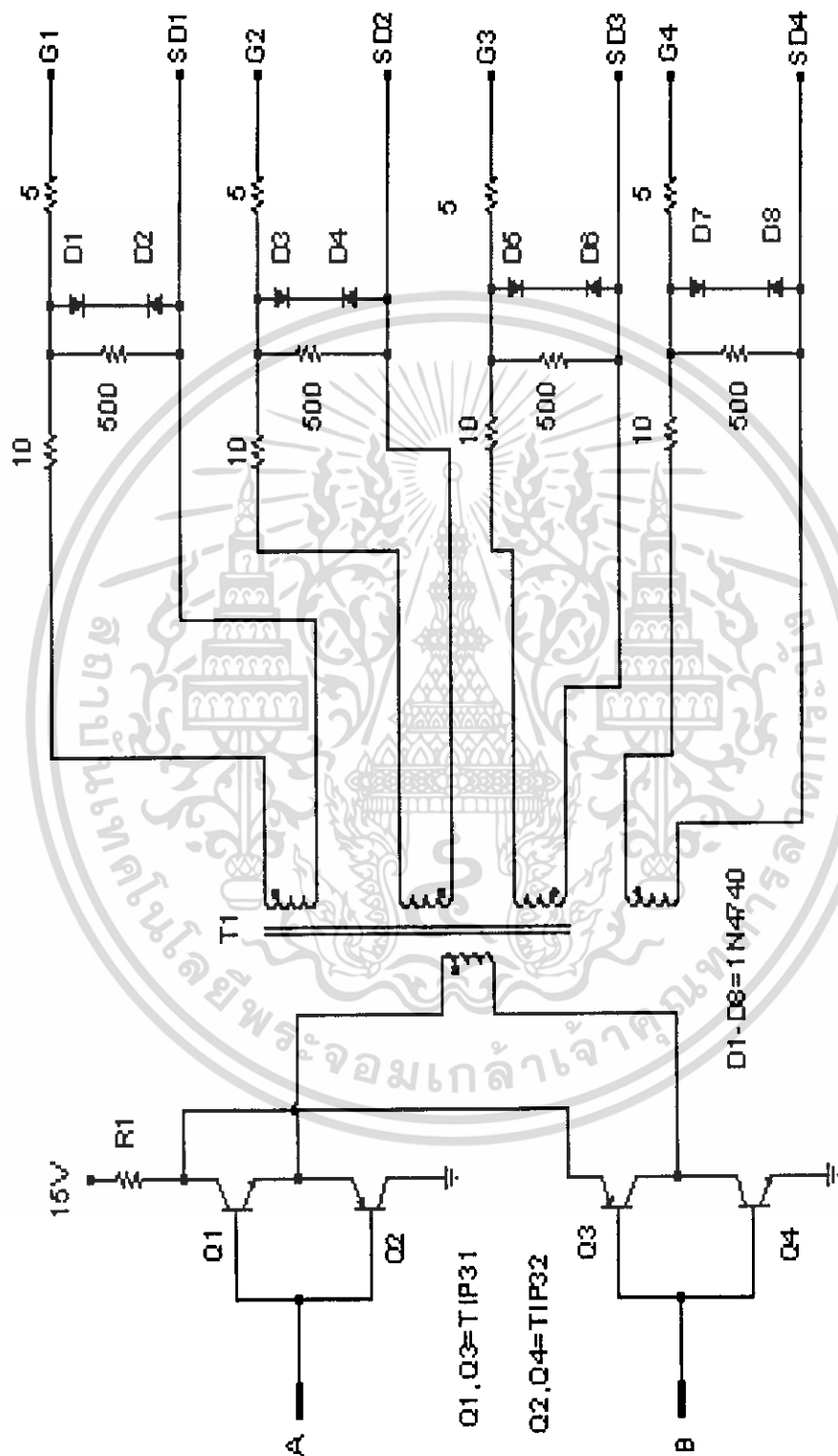
ภาคผนวก  
แสดงรายละเอียดส่วนของวงจรเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



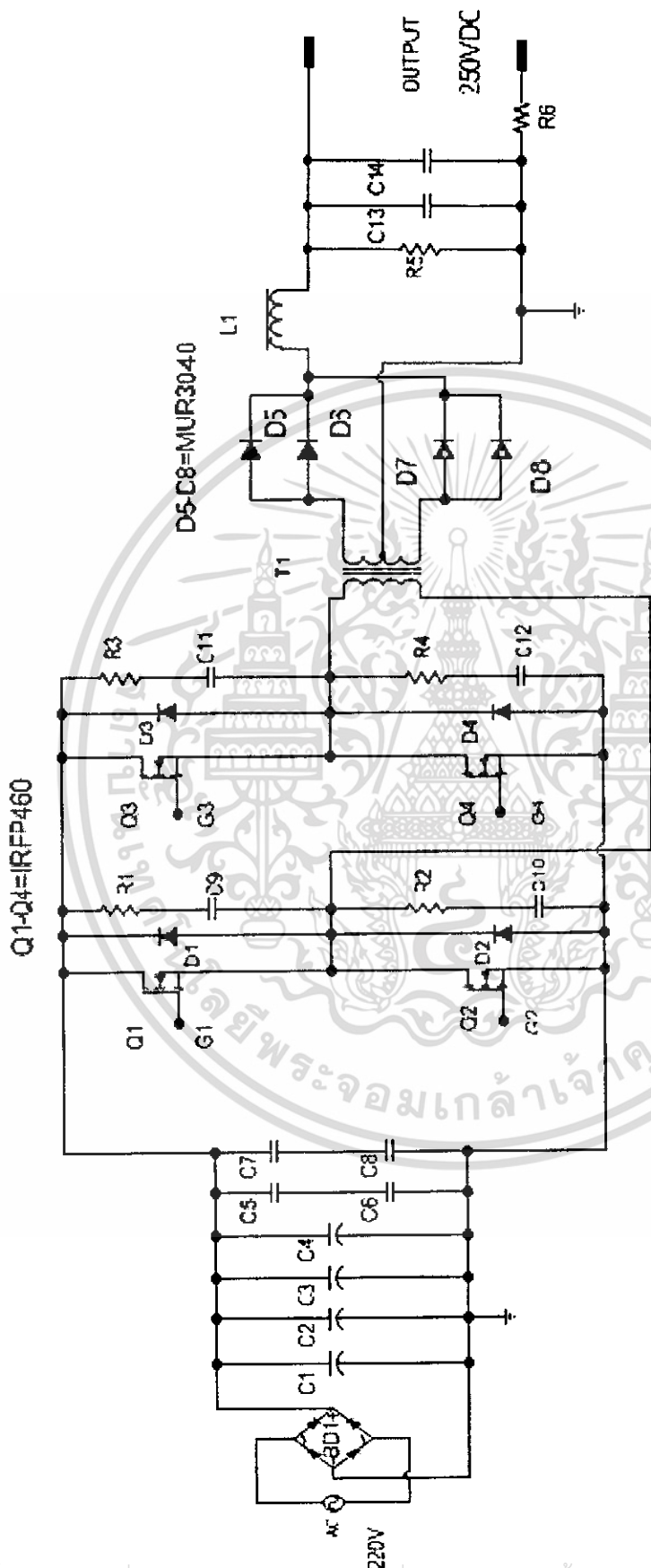
วงจร Feedback และ Pulse Width Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจร Drive Gate

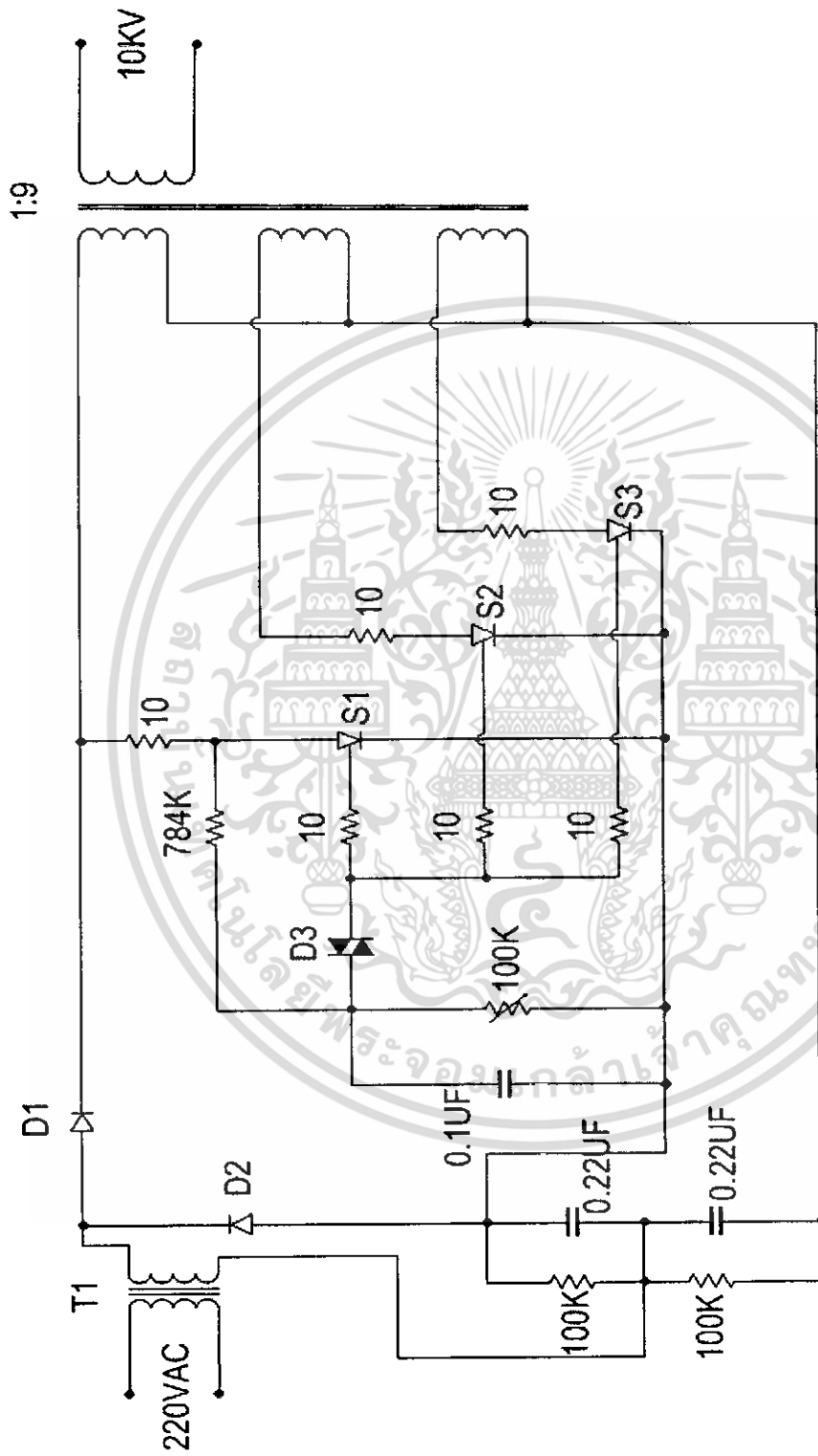
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรภาคเพาเวอร์สวิทชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





วงจรในส่วนของภาค High Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้