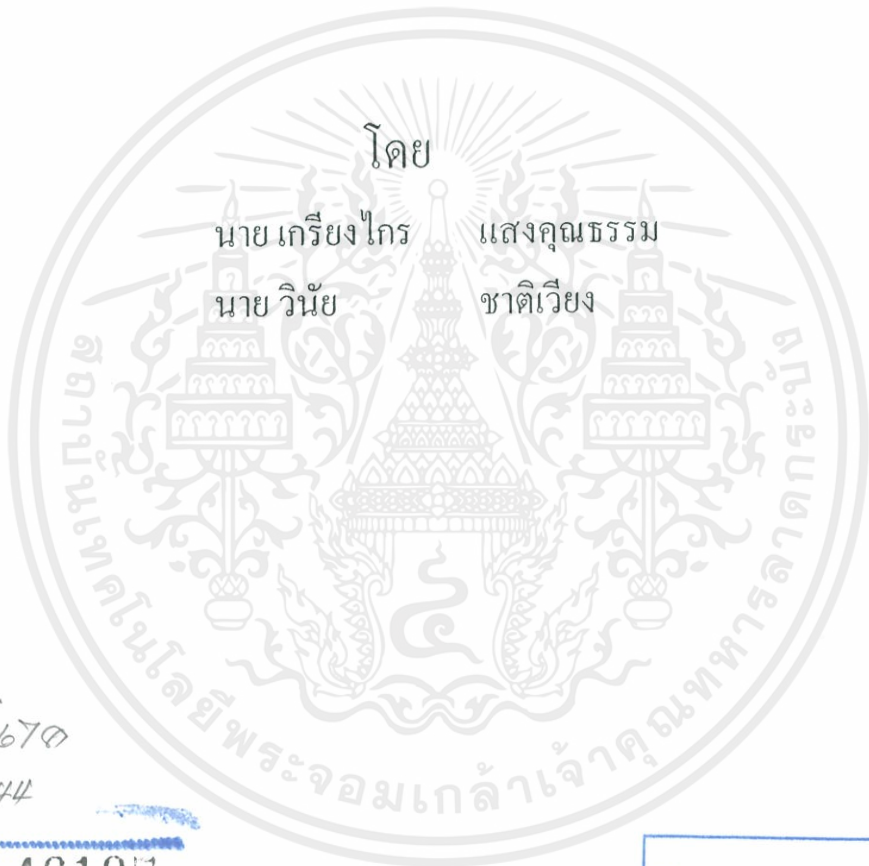


# เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน INDUCTION HEATING



รฟ.  
ก ๗๖๗๑  
๒๕๔๔

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... 46197  
จน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

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

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๕๓๓๒๑๘๓

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน  
INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย  
ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน  
INDUCTION HEATING

จัดทำโดย

นาย เกรียงไกร แสงคุณธรรม  
นาย วินัย ชาติเวียง

รหัส 42015208  
รหัส 42015236

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

โครงการฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



ลงชื่อ

อาจารย์ที่ปรึกษา

( รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล )

วันที่ 11 มีนาคม 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นาย เกรียงไกร แสงคุณธรรม รหัส 42015208

2. นาย วินัย ชาติเวียง รหัส 42015236



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# เครื่องเหนียวนำความร้อน

นาย เกรียงไกร แสงคุณธรรม

นาย วินัย ชาติเวียง

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2544

## บทคัดย่อ

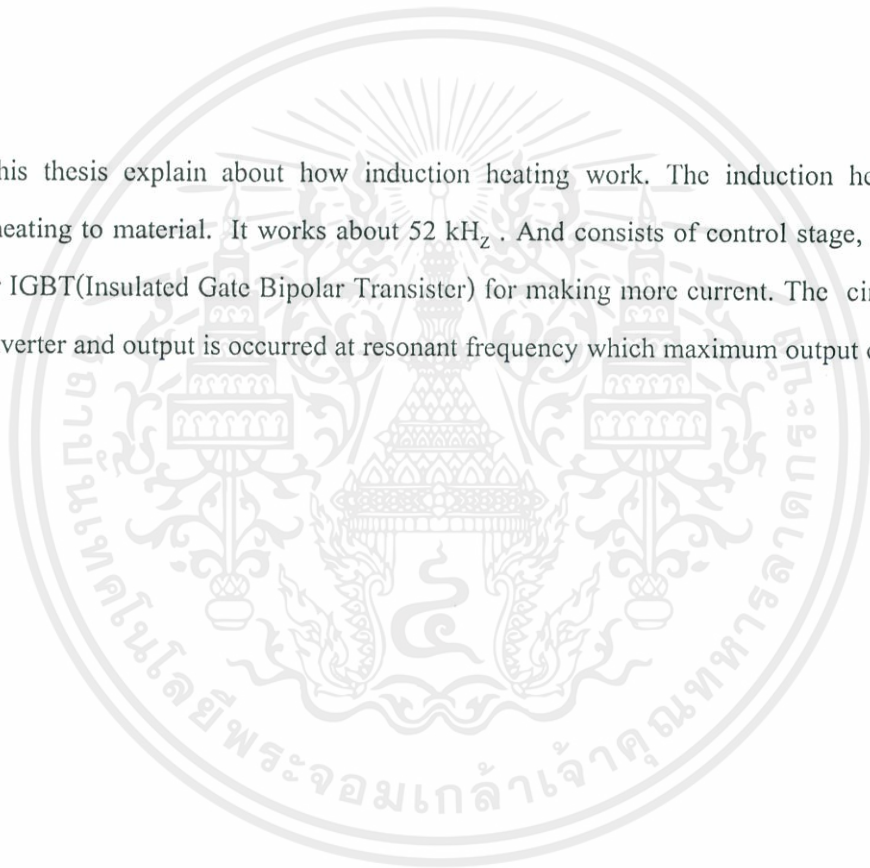
รายงานฉบับนี้ อธิบายถึงหลักการทำงานของ เครื่องเหนียวนำความร้อน ที่สามารถให้ความร้อนกับชิ้นงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยใช้ความถี่ประมาณ 52 กิโลเฮิร์ตต์ลักษณะของโครงงานประกอบด้วยภาคควบคุม วงจรขับเคลื่อน และใช้ไอจีบีที เพื่อให้จ่ายกระแสสูง วงจรที่ใช้เป็น วงจร พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และที่เอาต์พุตต้องทำให้เกิดรีโซแนนซ์ ซึ่งจะทำให้ได้กระแสที่เอาต์พุตสูงสุด และเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

# INDUCTION HEATING

Mr. Kriangkrai Saengkunnatham  
Mr. Vinai Chatwiang  
Mr. Somsak Cheersirikun (Advisor )  
2001

## Abstract

This thesis explain about how induction heating work. The induction heating give effective heating to material. It works about 52 kHz . And consists of control stage, gate driver and power IGBT(Insulated Gate Bipolar Transister) for making more current. The circuit is full bridge converter and output is occurred at resonant frequency which maximum output current and efficiency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 สภาวะรีโซแนนซ์	8
2.3 เพาเวอร์มอสเฟต	13
2.4 ไอจีบีที(Insulated Gate Bipolar Transistor)	20
2.5 คอนเวอร์เตอร์	22
2.6 วงจรสับเบอ์	26
บทที่ 3 โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร	30
3.1 โครงสร้างระบบ	30
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	30
3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์	32
3.4 วงจรควบคุม และ วงจรภาคขับ(Driver)	34
3.5 วงจรโหลด	36
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	40
4.1 วงจรขั้นการทดลอง	40
4.2 ผลการทดลอง	40
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	45

# สารบัญตาราง

		หน้า
ตารางที่ 2.1	ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้งานเหนียวนำความร้อนและ ลักษณะการนำไปใช้งาน	4
ตารางที่ 2.2	ค่าอุณหภูมิวิกฤตของโลหะแต่ละชนิด	8
ตารางที่ 4.1	แสดงผลการทดลอง	40



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ	2
รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ	3
รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ $Q$ ของปริมาณกำลังงาน	6
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.6 วงจร Series Resonance	9
รูปที่ 2.7 แสดงค่า Resonance $X_L$ , $X_C$ และ $X_L+X_C$	10
รูปที่ 2.8 แสดงค่า อิมพีแดนซ์ เฟสของอิมพีแดนซ์ และ ค่าแอดมิแตนซ์	10
รูปที่ 2.9 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์	11
รูปที่ 2.10 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve	12
รูปที่ 2.11.ก ดีฟลิกชันมอสเฟต ชนิดเอ็น	14
รูปที่ 2.11.ข ดีฟลิกชันมอสเฟต ชนิดพี	14
รูปที่ 2.12.ก เอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟต ชนิดเอ็น	15
รูปที่ 2.12.ข เอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟต ชนิดพี	15
รูปที่ 2.13 ลักษณะสมบัติไอน์ยัยของมอสเฟต	16
รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของ เอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟต ชนิดเอ็น	17
รูปที่ 2.15 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต	17
รูปที่ 2.16 ไดอะแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์ของมอสเฟต	19
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะโครงสร้างของ IGBT	21
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ ของ IGBT	21
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT	22
รูปที่ 2.20 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	23
รูปที่ 2.21 แสดงก็กษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดัน	

ตกร่อมเพาเวอร์เพาเวอร์ใช้ IGBT ขณะที่หยุดนำกระแส

รูปที่ 2.22	แสดงการต่อวงจรสับเบอรัช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	27
รูปที่ 2.23	แสดงการต่อสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	28
รูปที่ 3.1	แสดงโครงสร้างของระบบ	30
รูปที่ 3.2	วงจรจ่ายไฟตรง	31
รูปที่ 3.3	แสดงรูปวงจร คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้	32
รูปที่ 3.4	วงควบคุมของ SG 3256	34
รูปที่ 3.5	วงจรภาค Driver ที่ 1	35
รูปที่ 3.6	วงจรภาค Driver ที่ 2	35
รูปที่ 3.7	วงจรโหลด	36
รูปที่ 3.8	วงจร Control Circuit	38
รูปที่ 3.9	วงจร Driver	38
รูปที่ 3.10	วงจร ภาคจ่ายไฟ ให้กับ Driver	38
รูปที่ 3.8	วงจร Power	39
รูปที่ 4.1	รูปเปรียบเทียบสภาพของโลหะเมื่อเกิดความร้อนที่อุณหภูมิต่างๆ	41
รูปที่ 4.2	กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ $V_{IN}$ ค่าต่างๆ	42
รูปที่ 4.3	กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส (Full load) ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ $V_{IN}$ ค่าต่างๆ	42
รูปที่ 4.4	แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ขา 10 ของ SG 3526	43
รูปที่ 4.5	แสดงรูปสัญญาณพัลส์ที่ จุด A-B	43
รูปที่ 4.6	แสดงรูปสัญญาณพัลส์ขาขาเกิดที่ IGBT1 และ IGBT4	44
รูปที่ 4.7	แสดงรูปสัญญาณพัลส์ขาขาเกิดที่ IGBT3 และ IGBT2	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

ในปัจจุบันได้มีการนำหลักการของการเหนี่ยวนำกระแส ของกระแสให้เป็นแหล่งกำเนิด ความร้อนกันอย่างกว้างขวางและมักใช้กันในงานอุตสาหกรรมที่ให้ความร้อนกับโลหะ เช่น การ หลอมโลหะ (Hot working) การบัดกรีแข็ง (Brazing) ฯลฯ การทำงานของการเหนี่ยวนำกระแส อาศัยหลักการของแม่เหล็กไฟฟ้า คือเมื่อมีการการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กกับเวลา จะทำให้เกิด การเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าและเกิดกระแสไหลขึ้นในเนื้อเหล็ก ลักษณะการไหลของกระแสจะมี ลักษณะการไหลแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล และ การเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กหรือเรียกว่าความถี่ ของสนามแม่เหล็กจะมีผลต่อความถี่ของสนามแม่เหล็ก โดยที่ความถี่สูงจะทำให้สนามแม่เหล็ก ลงไปในเนื้อเหล็กได้น้อยลง

อุณหภูมิที่สูงขึ้นในเนื้อเหล็กนั้น ได้จากการเหนี่ยวนำโดยสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาทำให้เกิดปรากฏการณ์ ที่เรียกว่าสกินเอฟเฟ็คท์ (Skin Effect) ซึ่งจะเกิดความ ร้อนขึ้นเฉพาะที่ผิวของเหล็ก และโลหะที่มีความร้อนสูง เมื่อทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็วจะทำให้ เกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างในเนื้อโลหะและมีแนวโน้มที่จะทำให้โลหะมีความแข็งมากขึ้น ในทางโลหะวิทยาถือว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากร้อนไปเย็นอย่างรวดเร็วนั้นเป็นการเพิ่มความเครียด (Strain) ให้กับเนื้อโลหะ ดังนั้นในงานชุบแข็งเราจึงใช้ความถี่สูงโดยความถี่เป็นตัว กำหนดความลึกของชั้นงานที่ต้องการชุบ สมมุติว่าเราต้องการชุบเหล็กทรงกระบอกตันแท่งหนึ่ง เราจะกำหนดค่าความลึกขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเราจะถือค่าความลึกนี้เป็นค่าอ้างอิง ที่เป็นเช่นนี้เพราะ ความจริงแล้วเราไม่สามารถกำหนดความลึกของการชุบแข็งด้วยความลึกของกระแสที่ไหลได้ เพราะกระแสไฟฟ้าจะไหลแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ซึ่งเราไม่สามารถกำหนดความลึกตามนั้นได้ และความแข็งของเนื้อ โลหะที่ความลึกต่างกันจะไม่เท่ากันตลอด จึงต้องกำหนดค่าอ้างอิงขึ้นมาค่า หนึ่ง แล้วเฉลี่ยเอาว่าภายใต้ความลึกค่านี้จากผิว ความแข็งของโลหะจะประมาณเท่ากัน

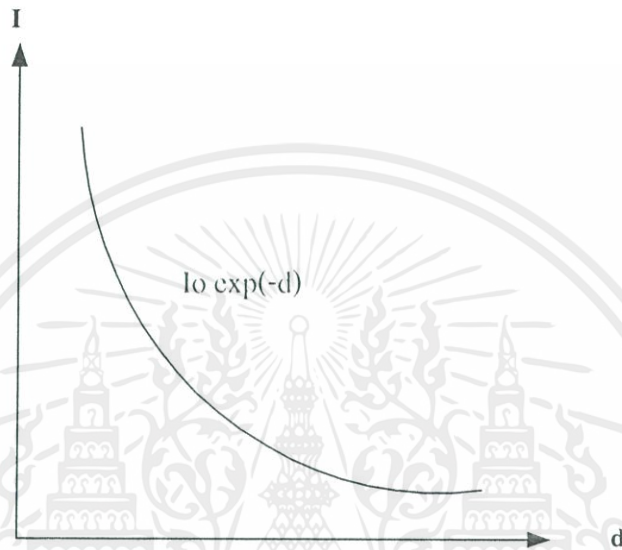
เมื่อเราได้ความลึกที่ต้องการแล้ว เราก็กำหนดความถี่ของการชุบแข็งได้จากสมการค่าความ ลึกนี้ในปัจจุบันลักษณะเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในงานชุบแข็งมีอย่างกว้างขวาง เช่น ในอุตสาหกรรมรถยนต์ใช้ชุบแข็งส่วนประกอบต่างๆของรถที่มีหน้าสัมผัสติดกับส่วนอื่น เพื่อป้องกันการ สึกหรือได้ง่าย เช่น การชุบแข็งพินเฟือง หรือส่วนประกอบที่ไม่ต้องการให้เกิดการงอ เช่น เพลารถยนต์ ข้อต่อต่างที่ต้องการความแข็ง

แต่อย่างไรก็ดี หลักการที่สำคัญอีกอันหนึ่งสำหรับการชุบแข็งคือ โดยทั่วไปชิ้นงานที่เรา นำมาชุบแข็งจะมีความสามารถนำความร้อนได้ดี ดังนั้นเราจำเป็นอย่างยั้งที่เราจะต้องอัดพลังงาน จำนวนมากเข้าไปในชิ้นงานอย่างรวดเร็วแล้วเอาออกอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้ความร้อนเข้าไปในเนื้อเหล็กได้มากนัก ซึ่งเป็นเหตุผลให้ต้องใช้พลังงานมากขึ้นในการที่จะทำให้ชิ้นงานร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นอย่างรวดเร็ว หลังจากนั้นก็ต้องทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้โครงสร้างบริเวณที่เราไม่ต้องการชุบแข็งเปลี่ยนตามไปด้วย

การให้ความร้อนแบบอินดักตีฟนี้ชิ้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงการถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส (Contact less) และชิ้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านในชิ้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



d คือ ค่าความลึกจากผิวชิ้นงานเข้าไป

รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ

ข้อได้เปรียบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน โดยอาศัยหลักการข้อสนามแม่เหล็กนี้ เมื่อเปรียบเทียบกับ การให้ความร้อนแก่เหล็กโดยวิธีแบบเก่าโดยใช้เตา มีดังนี้

- ใช้เวลาในการเดินเครื่องน้อย
- ใช้เวลาในการให้ความร้อนแก่เหล็กน้อยกว่า
- สามารถควบคุมให้เกิดความร้อนเฉพาะตำแหน่งได้
- สามารถนำมาปรับปรุงเป็นแบบระบบอัตโนมัติได้
- ลดพื้นที่ในการทำงาน
- ประสิทธิภาพสูง
- ลมคมถภาวะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับ 1



รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในงานเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อนได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. สภาพการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น ควันหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1 แหล่งจ่ายพลังงาน

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ในงาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้องเลือกใช้หม้อแปลงให้เหมาะสมและต้องใช้ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ด้วย สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10 kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะต้องสามารถรับพลังงานได้ถึง 300 kW

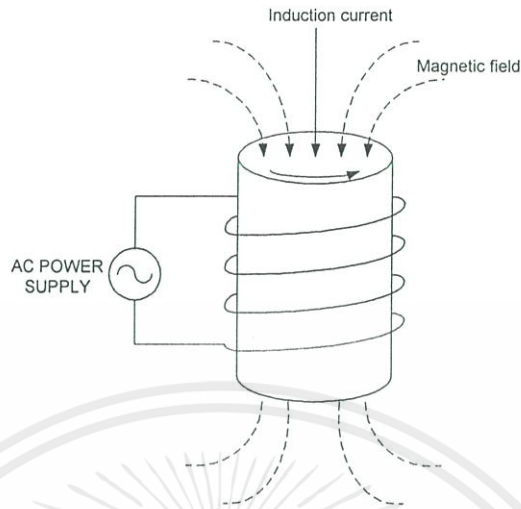
คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในงาน หลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไป จะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในปริยญาณิพจน์นี้จะใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์

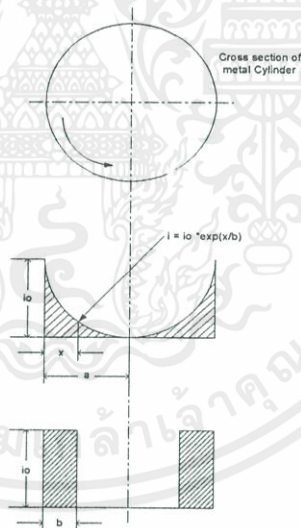
#### Frequency used in induction and dielectric heating

Frequency ( Hz )	Source of power	Used
60-960	Rotating generator or converter	Mass induction hating forging Forming extrusion
960-10,000	Motor generator	Induction heating for meltring Heat treating
10,000 - 60,000	Convertor	Inductons heating for small scale melting and sintering
200,000 - 550,000	Vaccuum – tube Oscillators	Suface induction heating for brazingsoldering and strip and wire heating
2,000,000 – 90,000,000	Vaccuum – tube Oscillators	Dielectric heating

ตารางที่2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน



รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

### 2.1.2 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.2 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจุด (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

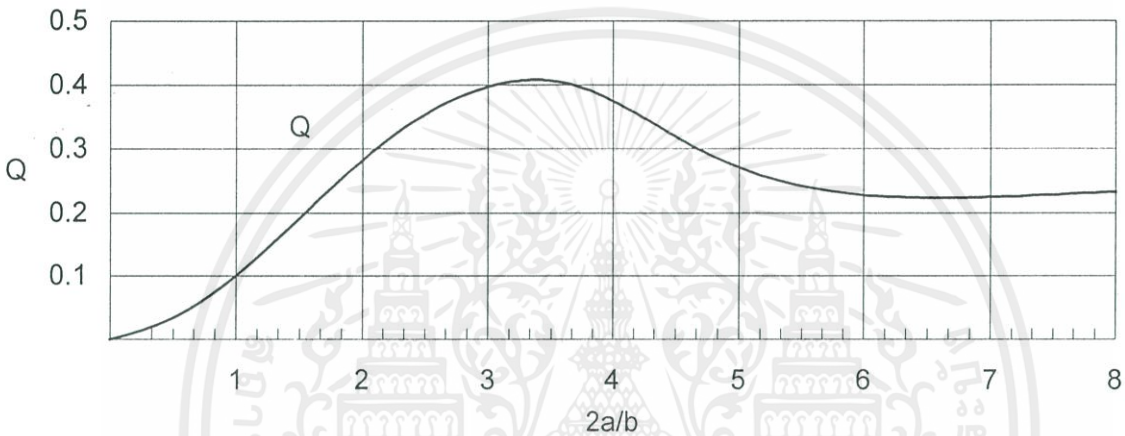
เนื่องจากผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวทุกๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

$$\delta = 5.03 \sqrt{\frac{\rho \cdot \mu_r}{f}} \dots\dots\dots(2.1)$$

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ ( Resistivity of metal )

$\mu_r$  = ค่าความซึมซาบ สัมพัทธ์ ( Relative permeability )

$f$  = ความถี่ ( frequency )



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.3 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

$$P = 2.5 f H_0^2 \mu_r L A Q * 10^8 \dots\dots\dots(2.2)$$

$H_0$  = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic files at surface of meal cylinder)

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

$A$  = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ (Cross section area) [cm<sup>2</sup>]

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

กราฟรูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ตัวแท่งทรงกระบอก โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งกลมกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.4 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆ กันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.5 เป็นกราฟที่ใช้ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกันไป

จากรูปที่ 2.5 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวนอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆ เมื่อ

$I_r$  = กระแสที่รัศมี

$I_a$  = กระแสที่ผิว (รัศมี a)

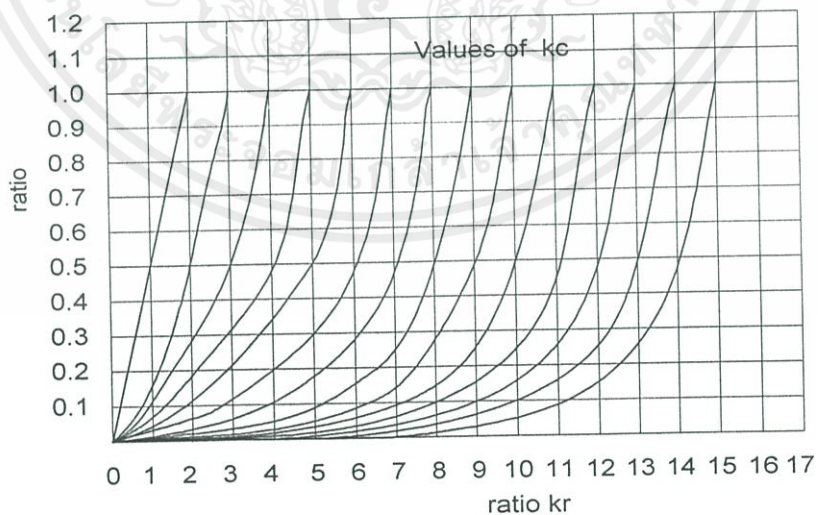
a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

$$K = 8\pi^2 f \mu / \rho \dots\dots\dots(2.3)$$

$\mu$  = ค่าความซึมซาบ (permeability)

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)

f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่ค่อนข้างแน่นอนกว่าโลหะชนิดอื่นๆที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักตัวหนึ่งของคุณสมบัติหลายด้านที่โลหะมีอยู่ก็คือ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่าเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 °F ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีค่าอ่อนมากๆ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่ามากขึ้นในขณะที่ในสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400 ถึง 1475 °F โดยลดลงถึง 100 เท่าของค่าเดิมของมัน

### 2.1.6 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) เหล่านี้เรียกว่า จุดคูรี (Curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่าโมลิบดีนัมและซิลิกอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี

ตารางค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ

ชนิด โลหะ	อุณหภูมิ (°F)
เหล็ก (Iron)	1420
โคบอลต์ (Cobalt)	2105
นิกเกิล (Nickel)	680
เหล็กผสมนิกเกิล (Nickel – Iron , 30Ni - 70Fe)	160
โลหะผสม (Permalloy , 78Ni – 22Fe)	1020
โลหะผสม (Nickel – Copper)	50 – 160
โลหะผสม (Carbon – Steel)	1330

ตารางที่ 2.2 ตาราง แสดงค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ

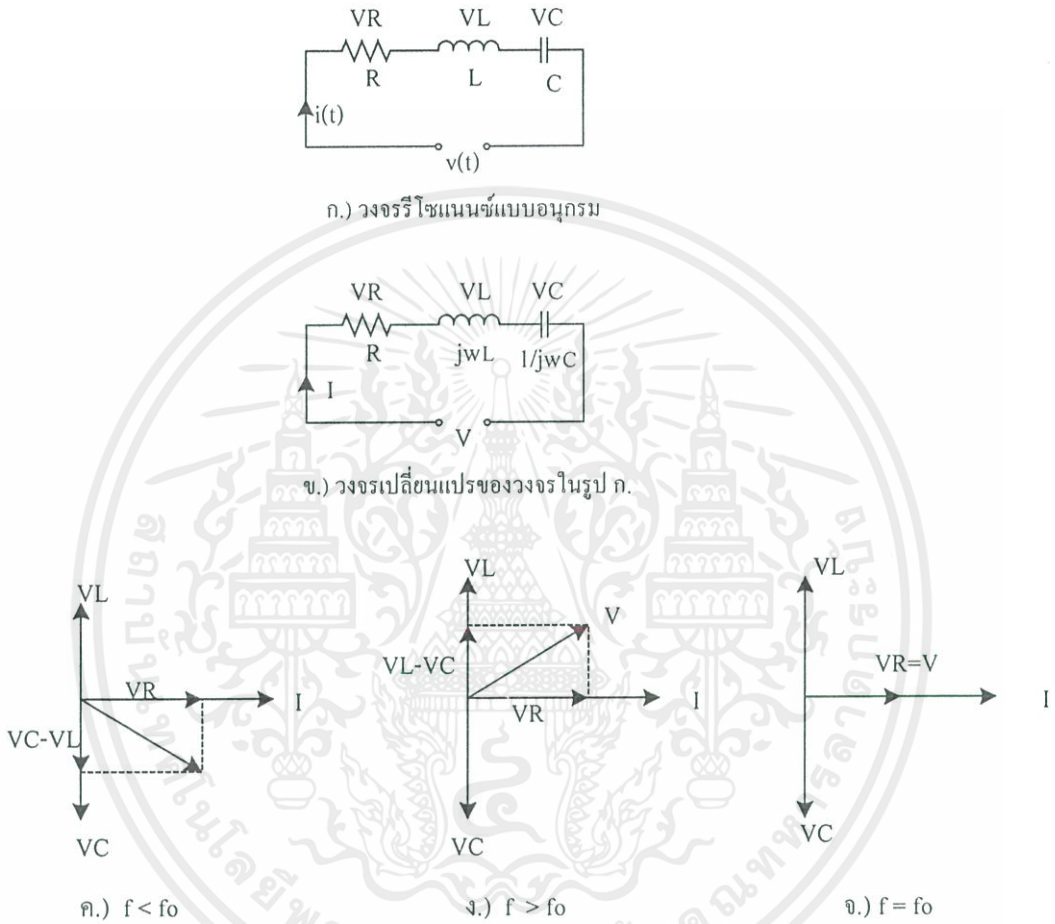
## 2.2 สภาวะรีโซแนนซ์

ในทางไฟฟ้า Resonance คือ จุดที่กระแสและแรงดัน In-phase กัน หรือ ถ้ามองจากวงจร Series Resonance เมื่อเราปรับความถี่ไปเรื่อยๆจะมีค่าหนึ่งที่ทำให้  $X_L = X_C$  ทำให้ในวงจรมีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Impedance เหลือแต่ความต้านทานเท่านั้นทำให้กระแสมีค่าสูงสุดและเป็นสาเหตุให้เราให้วงจร Induction Heating ทำงานที่จุด Resonance

2.2.1 วงจร Resonance แบบอนุกรม

การต่อวงจร Series Resonance เฟสเซอร์ของแรงดันที่ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างได้แสดงดังรูป 2.6



รูปที่ 2.6 วงจร Series Resonance

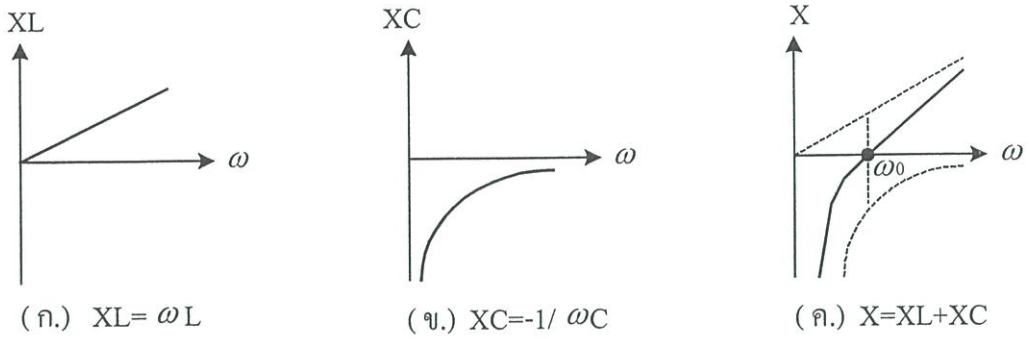
โดยที่

รูปที่ 2.6ก. แสดงวงจร Series Resonance

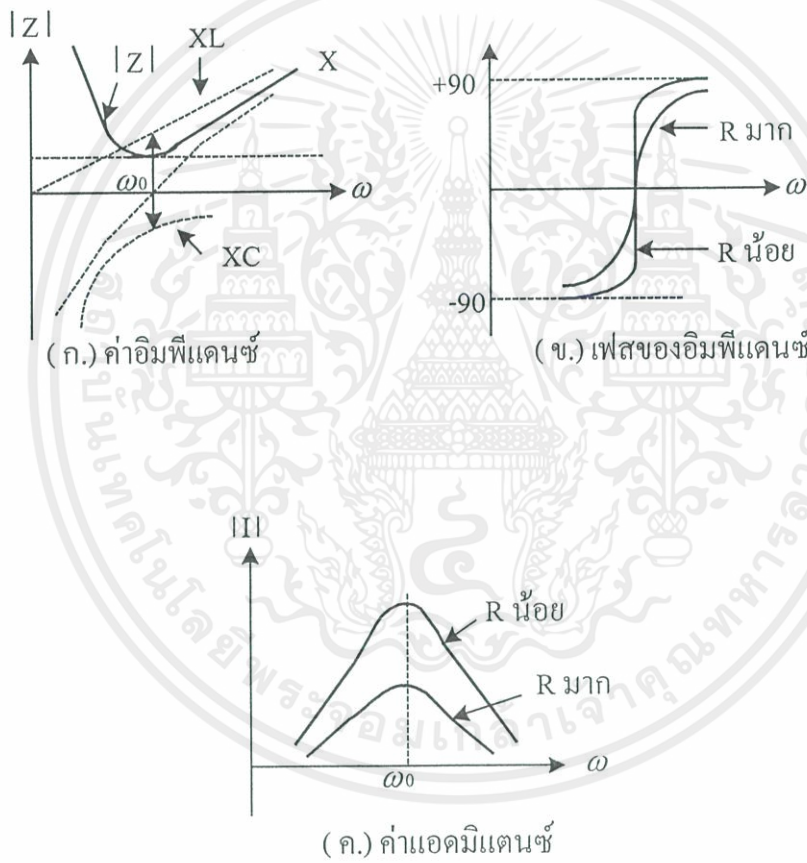
รูปที่ 2.6ข. แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทานตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.6ค, 2.6ง, และ 2.6จ แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมของแรงดันที่ความถี่ต่าง ๆ นอกจากนี้เมื่อนำค่า Reactance มา Plot Curve จะได้ดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงค่า Reactance  $X_L$ ,  $X_C$  และ  $X_L + X_C$



รูปที่ 2.8

พิจารณารูปในรูปที่ 2.8

รูป ก: แสดงขนาดของ Reactance ที่  $\omega$  ต่าง ๆ และจะเห็นว่าขนาดของ Reactance มีค่าน้อยที่สุดที่จุด Resonance

รูป ข : แสดงมุมเฟสของ Reactance ที่  $\omega$  ต่าง ๆ สังเกตว่าที่ความถี่มากกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นบวกตามตัวเหนี่ยวนำ และจะมีค่ามากขึ้นจนมีค่ามากที่สุดที่  $+ 90^\circ$  และในทางตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้ามถ้าความถี่น้อยกว่าที่ Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและจะมีค่ามากที่สุดที่  $-90^\circ$

รูป ค: แสดงขนาดของ Admittance และขนาดของกระแส พบว่ากระแสจะมีขนาดมากที่สุดที่ความถี่ Resonance และจากนิยามของ Resonance เราได้ว่าความถี่ Resonance มีค่าดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(2.4)$$

และหา  $\omega_c$  ได้จากสมการ

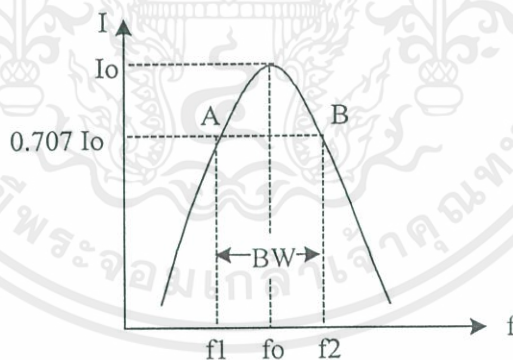
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}} \dots\dots\dots(2.5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC - (CR)^2}} \dots\dots\dots(2.6)$$

มีข้อสังเกตว่าที่ R มีค่าน้อยๆ  $\omega_0$ ,  $\omega_L$  และ  $\omega_c$  จะยังมีค่าใกล้เคียงกันมากยิ่งขึ้นและที่ R=0 จะได้  $\omega_0 = \omega_L = \omega_c$  เมื่อ  $\omega_L$  และ  $\omega_c$  เป็นความเร็วเชิงมุมที่ทำให้เกิด  $|V_c|_{max}$  และ  $|V_L|_{max}$  ตามลำดับ

**2.2.2 Resonance Curve และ Bandwidth**

เรียกกราฟของ  $|Y|$  หรือ  $|I|$  กับ  $f$  ว่า Resonance Curve ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์

รูปที่ 2.9 แสดงค่าของความต้านทานว่ามีผลต่อ Resonance Curve อย่างไร ซึ่งพบว่า ค่า R ยิ่งมากจะทำให้ Resonance Curve จะมีรูปร่างแบนมากขึ้น

ถ้า Resonance Curve มีความแบนมากเรียกว่ามี Selectivity ไม่ดี โดยค่า Selectivity สามารถหาจากสูตร

$$\text{Selectivity} = \frac{BW}{f_0} \dots\dots\dots(2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

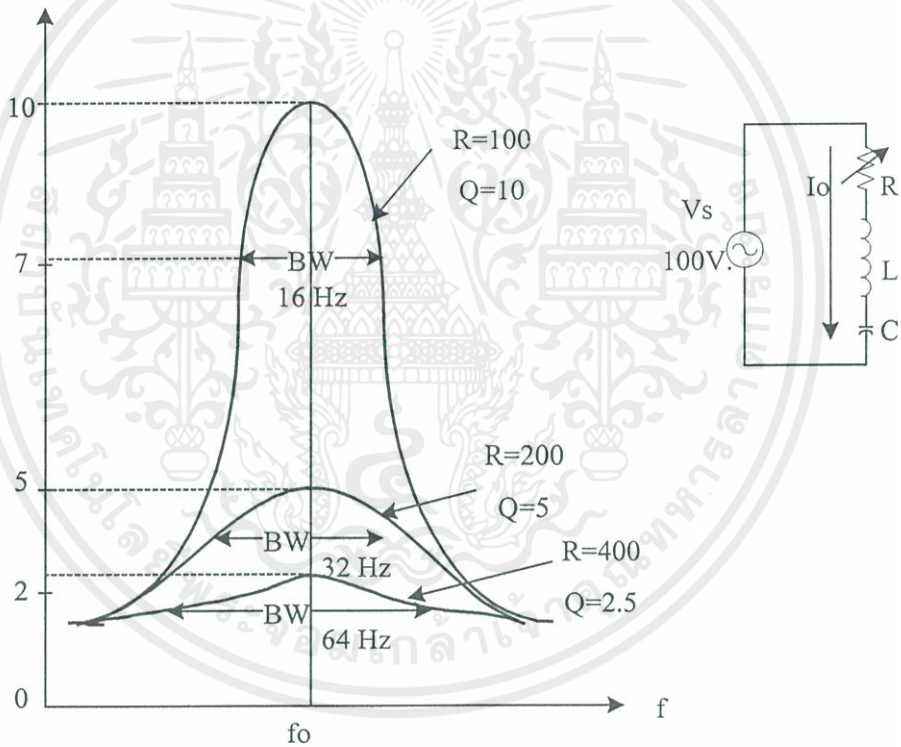
โดย B.W. คือช่วงความถี่ระหว่างจุดสองจุดซึ่งแต่ละจุดอยู่บนละข้างของ  $f_0$  และให้ค่ากระแสลดลงเหลือ  $I_0/\sqrt{2}$  ซึ่งทำให้กำลังในวงจรลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังที่ Resonance จากนิยามข้างต้นสามารถหา  $f$  ที่จุดครึ่งกำลังได้ทำให้ได้

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{R}{L} \dots\dots\dots(2.7)$$

และ Selectivity มีค่าดังนี้

$$Selectivity = \frac{R}{\omega_0 L} \dots\dots\dots(2.8)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าความต้านทานมีค่ามาก BW จะมีค่ามากด้วยและจากสมการ เมื่อ R มีค่ามาก ค่า Selectivity จะมีค่ามากทำให้ Resonance Curve แบนซึ่งไม่ดี



แสดงค่าความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

รูปที่ 2.10 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 Quality Factor (Q)

$Q = 2\pi \times$  (พลังงานเก็บสะสมสูงสุดหารด้วยพลังงานที่สูญเสียต่อวัฏจักร)

จากสมการข้างต้นเมื่อทำการพิสูจน์จะพบว่าพลังงานเก็บสะสมสูงสุดในวงจรอนุกรม RLC จะมีค่าสูงสุดขณะวงจรเกิด Resonance และมีค่าคงที่ตลอดเวลาทั้ง ๆ ที่พลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาจากศูนย์ไปยังค่าสูงสุดกลับไปกลับมาตลอดเวลาที่มีค่าเท่ากับ  $L I_m^2 / 2$  และ พลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยในวงจรต่อหนึ่งวัฏจักรเท่ากับ  $I_m^2 R / (2f_0)$  ทำให้ได้

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} \dots\dots\dots(2.9)$$

จากนิยามของ Selectivity ได้

$$Selectivity = \frac{1}{Q_0} \dots\dots\dots(2.10)$$

นอกจากนี้ในวงจร RLC Series ยังพิสูจน์ได้ว่า

$$Q_0 = \left| \frac{V_{L0}}{V} \right| = \left| \frac{V_{C0}}{V} \right| \dots\dots\dots(2.11)$$

- เมื่อ  $V_{L0}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ Resonance

$V_{C0}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุที่ Resonance

เพราะฉะนั้นเมื่อเรารู้ค่า  $Q_0$  ทำให้สามารถหาค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ได้

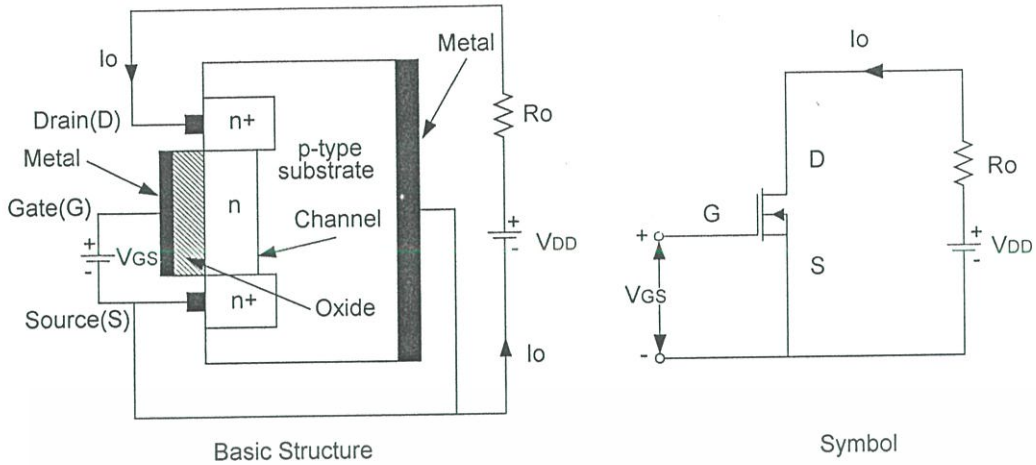
1. หาอัตราส่วน  $X_L / R = X_C / R$  ที่ Resonance
2. หา Selectivity =  $1 / Q_0$
3. หา  $|V_{L0}|, |V_{C0}|$  ได้ =  $Q_0 |V|$
4. หาพลังงานสูญเสียต่อวัฏจักร ได้ =  $(2\pi / Q_0) \times$  พลังงานเก็บสะสมสูงสุด

## 2.3 เพาเวอร์มอสเฟต

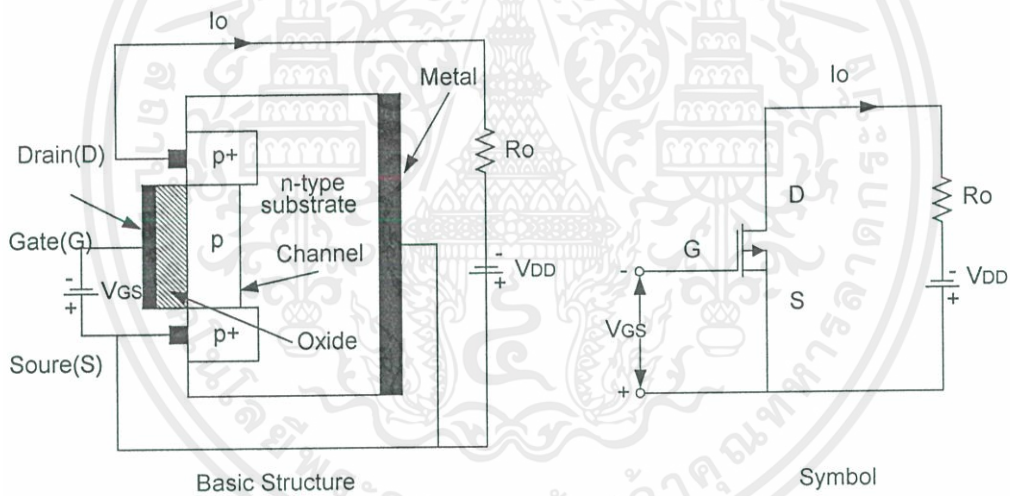
### 2.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาต์พุตด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตซ์สูง เวลาในการสวิตซ์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



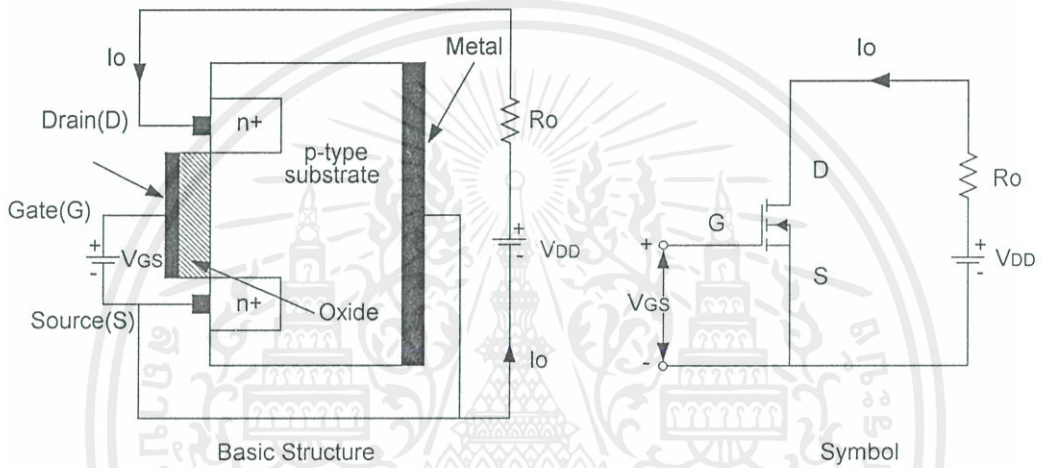
รูปที่ 2.11.(ก) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดเอ็น



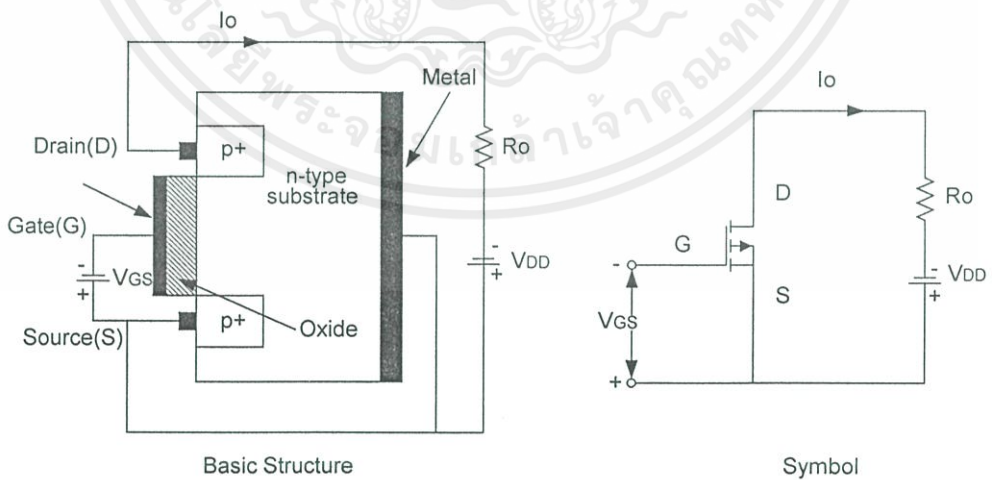
รูปที่ 2.11.(ข) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดพี

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ดีพลีชันมอสเฟต และเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต (Depletion Mosfet and Enhancement Mosfet) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิติคอนชนิดพีดังรูปที่ 2.11.(ก) และถูกโคป (dope) ด้วยซิติคอนชนิด  $n^+$  ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกตถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกต เทรน และซอร์ส แรงดันที่เกตซอร์ส ( $V_{GS}$ ) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า  $V_{GS}$  เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านต่ำของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างทรานซอร์ส  $R_{DS}$  จะสูงขึ้นถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้  $R_{DS}$  มีค่าสูงขึ้น จนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส ( $I_{DS} = 0$ ) แรงดัน  $V_{GS}$  ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage),  $V_D$  เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวกเช่นแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ  $I_{DS}$  จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก  $R_{DS}$  ตกลง สำหรับในดีพลีชันมอสเฟตชนิดพีจะมีขั้วของ  $V_{DS}, I_{DS}$  และ  $V_{GS}$  ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็น ในเอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีเช่นแนลดังรูปที่ 2.12(ก) ถ้า  $V_{GS}$  เป็นบวกอีเล็กตรอนจะถูกดูดจากชั้นสเตอร์ทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage),  $V_T$  แล้ว อีเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแนลเสมือนขึ้น และจะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดพี สภาพขั้วของ  $V_{DS}, I_{DS}$  และ  $V_{GS}$  จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.12.(ก) เอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดเอ็น



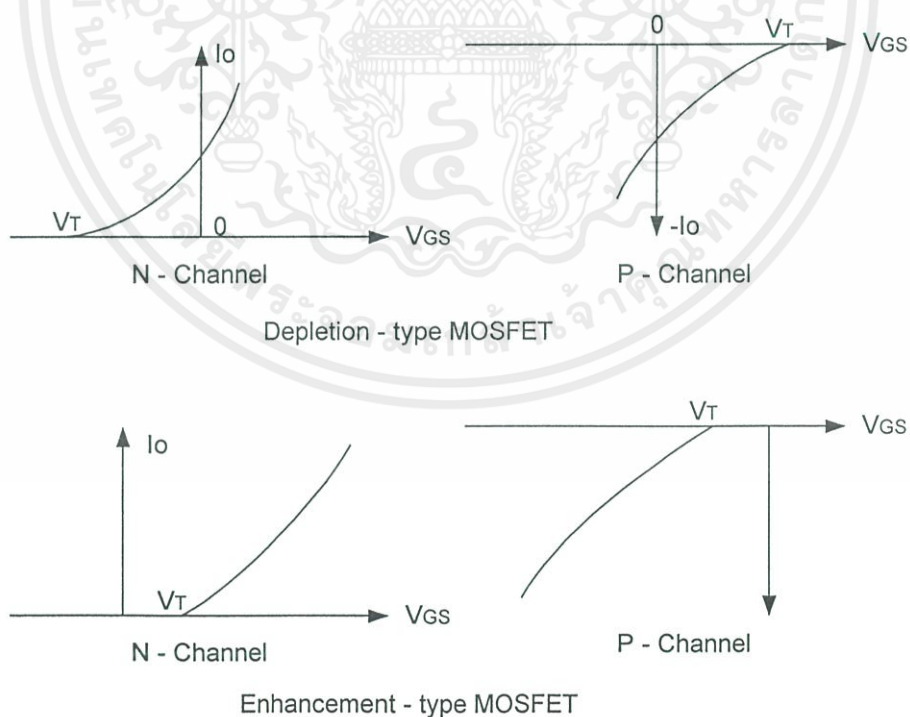
รูปที่ 2.12.(ก) เอ็นฮานซ์เมนทมอสเฟตชนิดพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟท

มอสเฟทเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน  $I_D$  กับ กระแสเกต  $I_G$  อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าพารานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

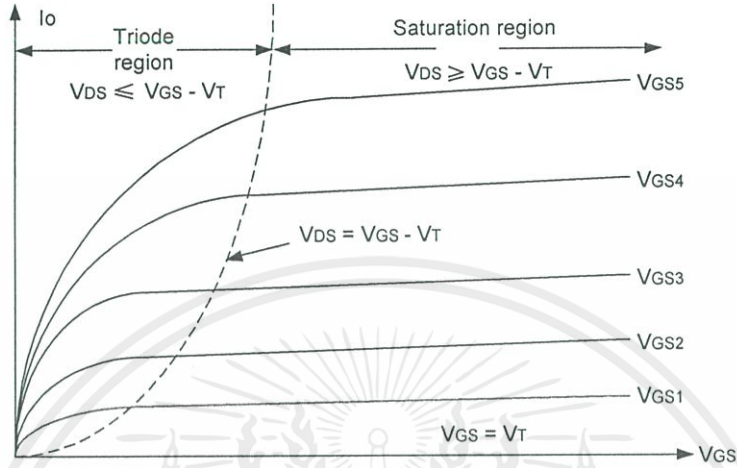
ลักษณะสมบัติไอช่ย์ของมอสเฟทชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.13 และรูปที่ 2.14 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟทชนิดเอ็นจะมทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$  และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ  $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$  การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ในบริเวณเชิงเส้น กระแส  $I_D$  จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน  $V_{DS}$  เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟททำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทซ์ในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟทจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟททั้งชนิดดีพลีชันและเอ็นฮานซ์เมนต์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.15 ค่าพารานสคอนดักแตนซ์  $G_m$  หาได้จาก  $G_m = dI_D / dV_{GS}$  เมื่อ  $V_{DS}$  คงที่และความต้านทานค่านเอาท์พุท,  $r_o = R_{DS}$  หาได้จาก  $R_{DS} = dV_{DS} / dI_D$  ( $R_{DS}$  ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)



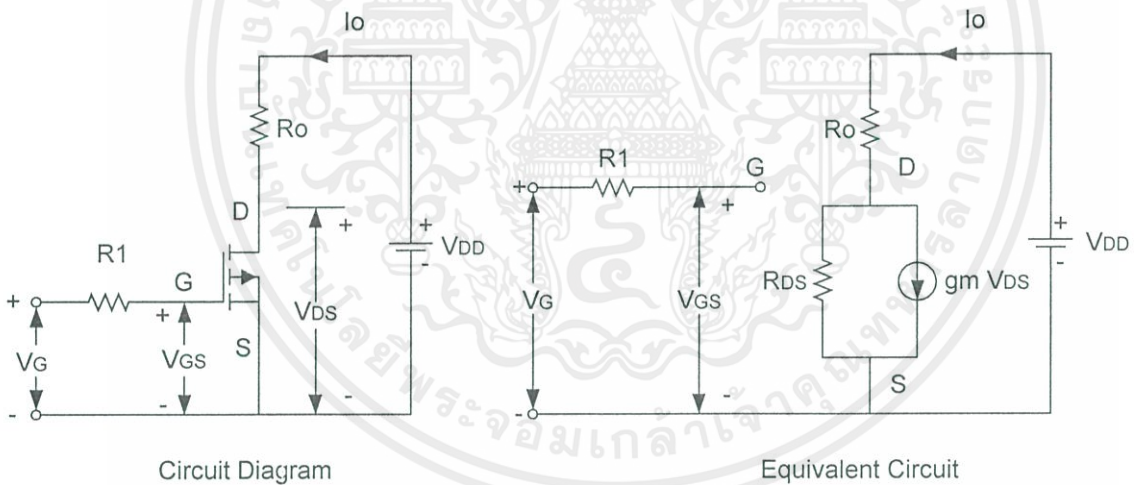
รูปที่ 2.13 ลักษณะสมบัติไอช่ย์ของมอสเฟท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับศัพท์ชั้นมอสเฟตทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์



รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต



รูปที่ 2.15 โมเดลการสวิตชิงที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

### 2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of Power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
  - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)
  - ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
  - ใช้อุปกรณ์ในการขับขาเกตน้อย (Few driver circuit components)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (Very fast switching times)
  - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
  - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
  - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
  - มีค่าแบนวิดท์ของอัตราขยายสูง (High gain bandwidth product)
3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส (Positive temperature coefficient of on resistance)

## 2.2.4 การทำงาน

### แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage), $V_T$

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ถึงซอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวสามารถหาได้โดยกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัว ค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอนจนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150 °C

### ความต้านทานขณะปิดวงจร (On-Resistance), $r_{DS(on)}$

ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสเดรนไหล กระแสเดรนจะไหลจากขาเดรนไปหาซอร์ส จากรูปที่ 2.16  $r_{DS(on)}$  ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัวคือ อินเวอร์สชันแซนแนล (The inversion channel),  $r_{CH}$ , บริเวณเกต-เกรนแอคคิวมูลชัน (The gate-strain Accumulation region),  $r_{ACC}$ , บริเวณพินช์จังก์ชันเฟต (The junction FET pinch region),  $r_{JFET}$  และบริเวณเดรนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region),  $r_D$  ตามสมการ

$$r_{DS(on)} = r_{CH} + r_{ACC} + r_{JFET} + r_D \quad \dots\dots\dots(2.12)$$

$r_{CH}$  ขึ้นอยู่กับความยาวของช่อง (channel)

$r_{ACC}$  ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้น โพลี (Poly width)

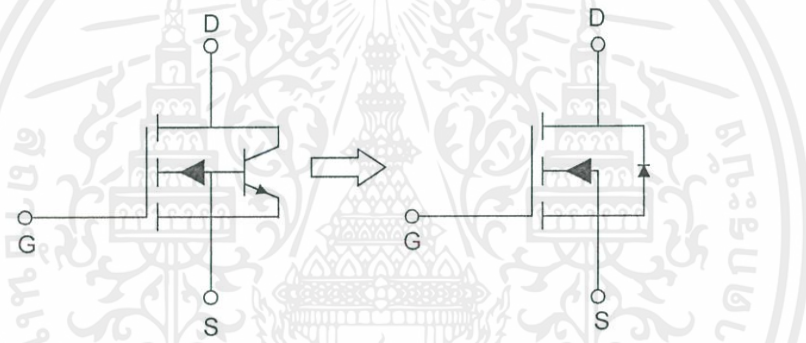
$r_{JFET}$  ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (epi resistivity)

ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกณฑ์ถึงซอร์ส

$r_D$  ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้น โพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

### แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage), $V_{(BR)DSS}$

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อด้านของเพาเวอร์มอสเฟต มีลักษณะเหมือน  $V$  ของไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวาลานช์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดันไปอัสกลับให้แก่รอยต่อพีเอ็นจนได้รับพลังงานจลน์เพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพหุคูณกรรมของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นเดรน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field รูปที่ 2.16 เป็นวงจรไฟฟ้าของโครงสร้างจะเห็นว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า  $V_{(BR)DSS}$  ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ  $V_{(BR)CES}$  ของไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสคอลเลกเตอร์ นั่นคือไดโอด (diode) ที่ต่อคร่อมขาเดรนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.16 ไดโอดแอมวจรเทียบภายในอุปกรณ์

### ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจากโครงสร้างของมอสและรอยต่อพีเอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจากโครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance),  $C_{GS}$  และค่าความเก็บประจุของเกต-เดรน (gate-drain capacitance),  $C_{GD}$  ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองขึ้นอยู่กับโครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อพีเอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุเดรนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยต่อบริเวณดีพลีชันที่เกิดการป้อนไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region) ฉนวนไดอิเล็กตริกของ  $C_{GD}$  และ  $C_{GS}$  มักใช้แก้ว จึงเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้เขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก้วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.5 ข้อดีของเพาเวอร์ MOSFET

#### ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์ MOSFET เป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (minority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาดำรงค่า (storage time) มากขึ้น ทำให้เวลาดำรงค่า (storage time) มากขึ้น ความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์ MOSFET จะขึ้นอยู่กับกระแสและคาบประจุของค่าความเก็บประจุภายในเพาเวอร์ MOSFET แต่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน

#### คุณสมบัติทางด้านอินพุต (Input characteristics)

เกทของเพาเวอร์ MOSFET แยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์ สามารถแทนด้วยค่าความต้านทานมีค่ามากถึง 40 MΩ เพาเวอร์ MOSFET สามารถจะรับไบอัสปิดวงจร (biased-off) ที่ขาเกตได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้

เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสโหลด จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

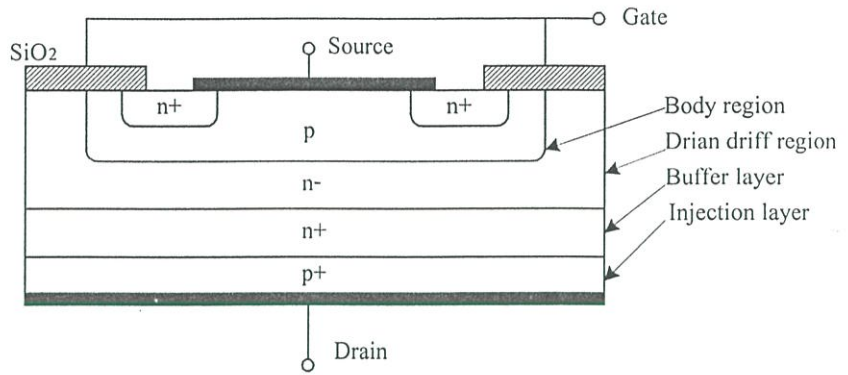
#### พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

เพาเวอร์ MOSFET จะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสับเบรคหรือใช้ค่าตัวเก็บประจุเล็กๆ ในวงจรสับเบรค

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

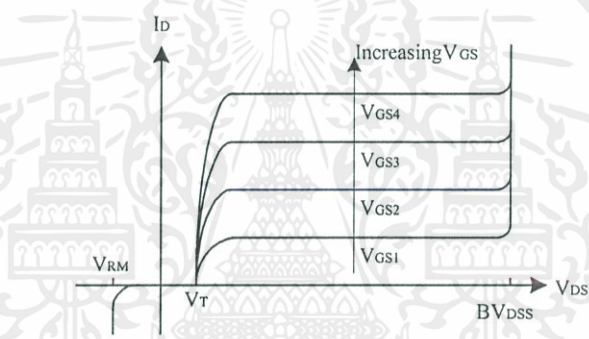
### 2.4 โครงสร้างพื้นฐาน ของ IGBT

เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า Conduction loss ต่ำ เวลาในการสวิตช์ช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่า  $V_{np}$  สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูงขึ้น สำหรับ MOSFET กำลังจะมีค่า Conduction loss สูงซึ่งขึ้นกับค่า  $(R_{ds})$  เวลาในการสวิตช์ซึ่งเร็ว แต่มีค่าศักดาพังทลาย  $V_{BD}$  ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาขึ้นมา โดยรวมข้อดีของ BJT และ MOSFET รวมกันเป็นตัวอุปกรณ์ขึ้น ซึ่ง IGBT กำลัง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT นั้น เหมือนกับ MOSFET กำลังแต่เพิ่มขึ้น  $p^+$  ที่ฐานรองให้เป็นรอยต่อ  $p^+ n^+$  สำหรับการ Inject Minority Carrier เข้าไปใน Drift Region  $n^+$

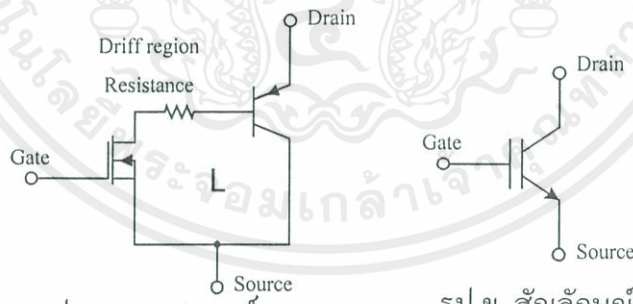


รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะโครงสร้างของ IGBT

สำหรับคุณสมบัติไฟฟ้า  $I_D, V_{DS}$  จะเหมือนทรานซิสเตอร์แต่ใช้ศักดา Bias  $V_{GS}$  โดยจะเริ่มทำงานเมื่อ  $V_{GS} > V_T$



รูป ก. คุณสมบัติ ทางไฟฟ้าของ IGBT



รูป ค. วงจรสมมูลย์ของ IGBT

รูป ข. สัญลักษณ์ของ IGBT

รูปที่ 218 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ ของ IGBT

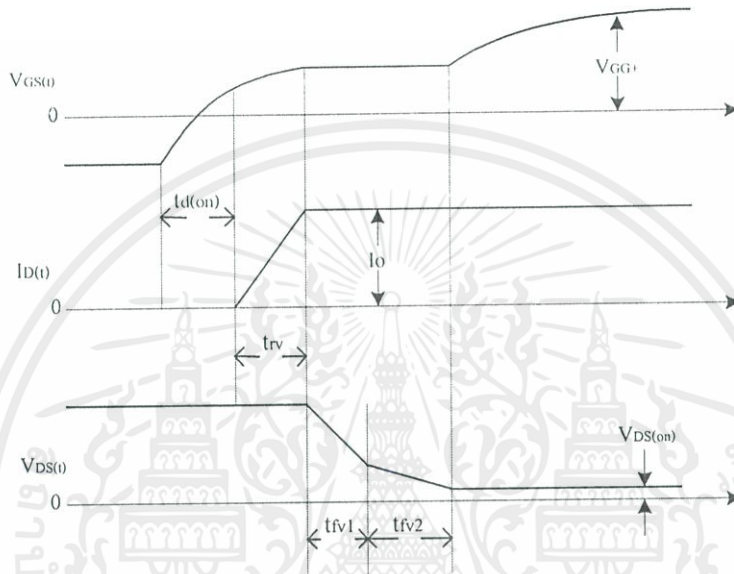
การทำงานในสถานะ On State

เมื่อศักดา  $V_{gs}$  มีค่าสูงกว่า  $V_T$  ทำให้เกิด Inversion Layer ที่ขาเกต ของ IGBT ดังนั้นจึงเกิดช่วงกระแสไหลผ่าน Inversion Shot ไปยัง  $n^-$  Drift Region และต่อไปยัง  $n^+$  Source จึงทำให้อิเล็กตรอนไหล และประจุ Hole หนีจาก  $p^+$  ไปยัง  $n^-$  ขณะเดียวกันจะเกิดช่องกระแส Hole หนี ข้าม Drift

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Region โดยการ Drift และ Diffusion ไปยัง P-type body region และ กักอิเล็กตรอนจาก Source Metallization ที่บริเวณ  $n^+p$  จึงทำให้กระแส Minority ไหลได้

ถ้าบริเวณ Source โลหะกับ p มีศักดาตกคร่อมสูงเกินไปจะทำให้มีการฉีดอิเล็กตรอน จาก โลหะไปยังชั้น p ทำให้ทรานซิสเตอร์แฝง npn เกิดทำงานขึ้น ซึ่งทำให้ทริสเตอร์แฝง turn on เรียกว่า เกิด Latch up



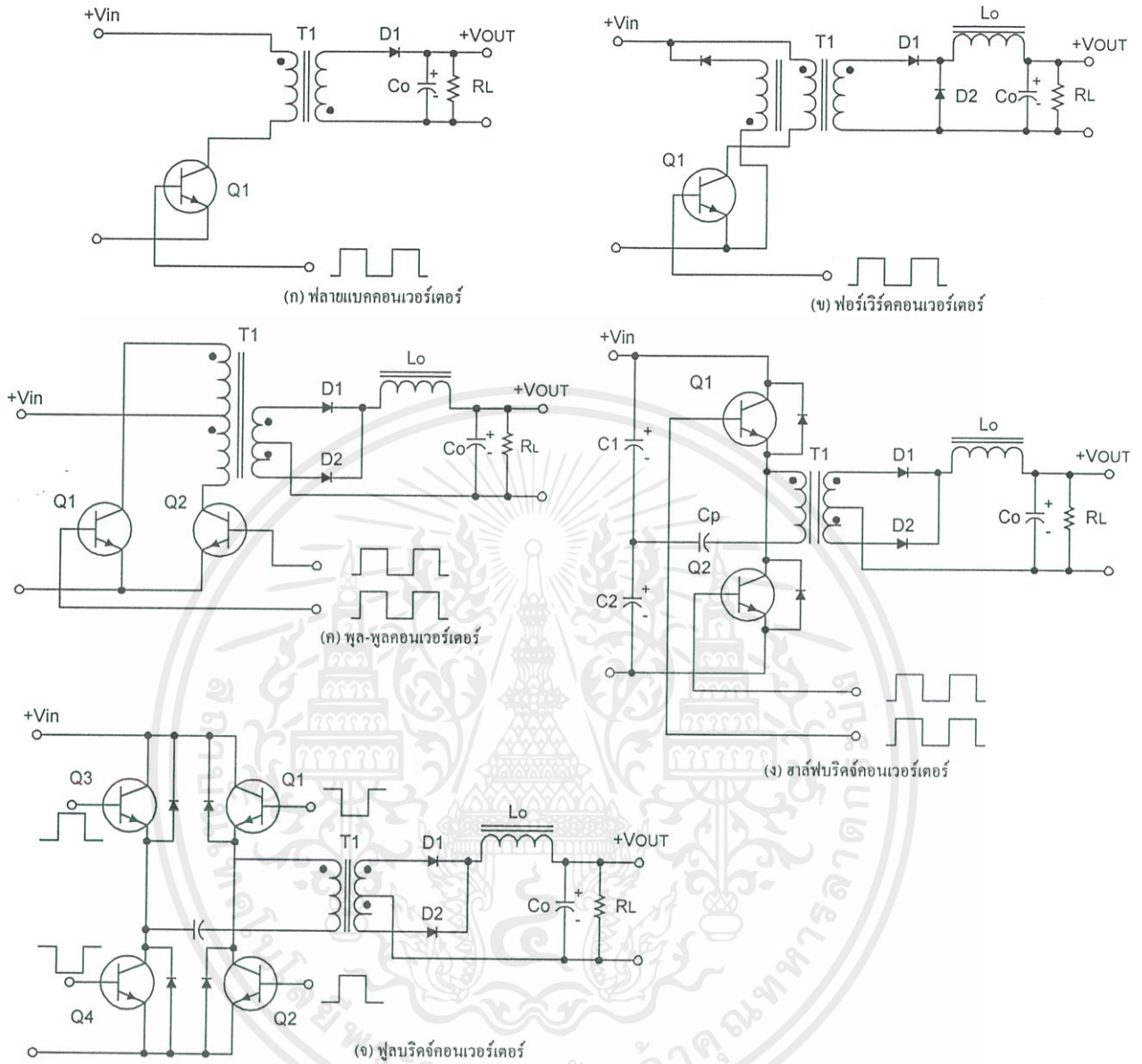
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT

## 2.5 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI / EMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half bridge Converter)

5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา

### 2.5.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.20.(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนไปมาให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมารี่และเซคคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมารี่ของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมารี่และเซคคันดารี D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังเซคคันดารีและมีกระแสไหลผ่านไคโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_0$  และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ทำให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

### 2.5.2 ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.20.(ข) จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมารี่และขดเซคคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไคโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ  $L_0$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_0$  และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน  $L_0$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคคันดารี สนามแม่เหล็กใน  $L_0$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไคโอด D2 ก็ จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง  $L_0$  จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่ามีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุต ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าแต่ตัวอุปกรณ์มีราคาสูงกว่า

### 2.5.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

จากรูปที่ 2.20.(ค) Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ D2 จะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะถูกไบแอสกลับ และ D1 ถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลได้ต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

### 2.5.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุชพูลและให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง มีข้อดีคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.20.(ง) จะเห็นได้ว่าหากทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันคร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.5.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.20.(จ) มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัวแต่ละทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไฟโรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันที่อินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์

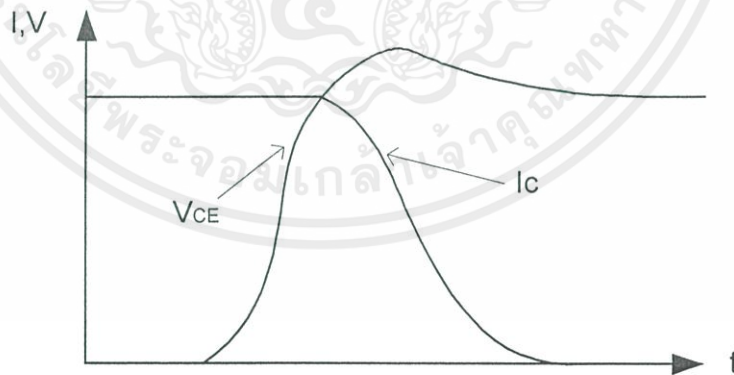
## 2.6 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ (Snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) และวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber) วงจรสับเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD สับเบอร์

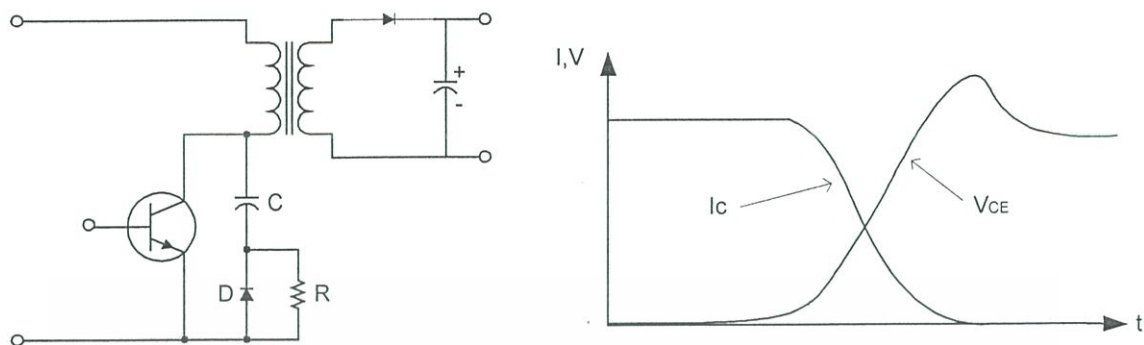
### 2.6.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอสและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรสับเบอร์ทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.22 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอสจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอสจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

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

$$C1 = \frac{Ip(pk) * toff}{2Vin} \dots\dots\dots(2.12)$$

$$R1 = \frac{ton}{2.3 * C1} \dots\dots\dots(2.13)$$

- เมื่อ Ip(pk) คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- Vin คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์
- ton คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

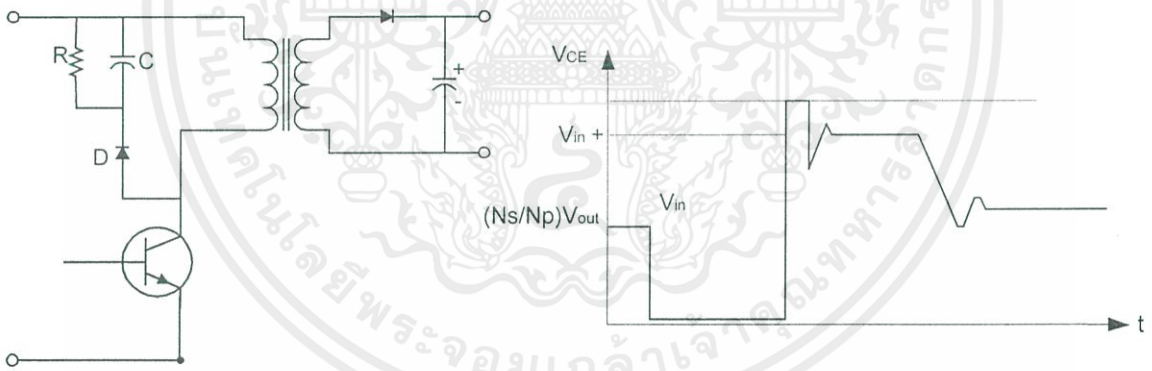
การคายประจุของ C1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R1 อาจหาได้จาก

$$P_d = \frac{C1 * (2V_{in})^2}{2T} \dots\dots\dots(2.14)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

**2.6.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน**

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย SBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสก็ทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.23 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอสขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอสจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแผ่นอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทน นั่นคือ

$$C_1 V_c^2 = L_i I_p^2 (pk) \quad \dots\dots\dots(2.16)$$

เนื่องจาก  $V_c$  จะมีค่าได้ไม่เกิน  $V_{cc0} - V_{clamp}$  ดังนั้น

$$C = L_i I_p^2 (pk) / (V_{cc0} - V_{clamp})^2 \quad \dots\dots\dots(2.17)$$

เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟโรมารี่ (Leakage inductance )

$I_p(pk)$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{cc0}$  คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R1 อาจหาได้จาก

$$R1 = t_{off}(min) / 2.3 C1 \quad \dots\dots\dots(2.18)$$

กำลังงานสูญเสียใน R1 มีค่าเท่ากับ

$$Pd = L_i I_p^2 (pk) / T \quad \dots\dots\dots(2.19)$$

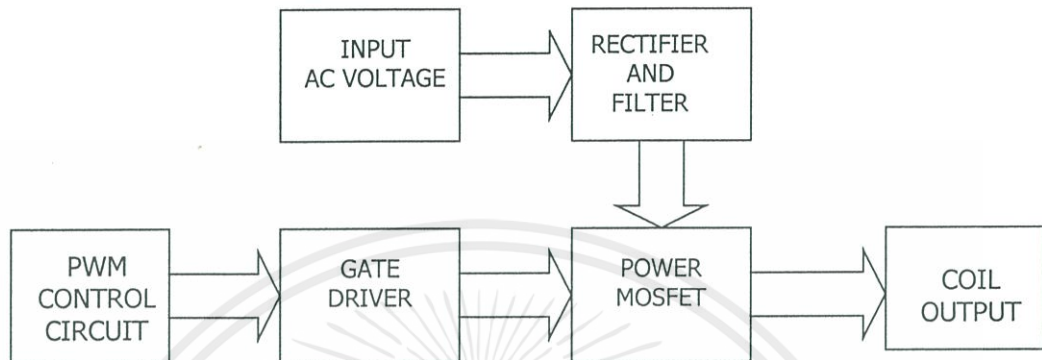
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## บทที่ 3

### โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร

#### 3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. Rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดดไทม์ ควบคุมดิวิตี ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกทโดยเฉพาะ เพื่อเป็นช่วยในการสวิตช์ของ IGBT ให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. IGBT เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยัง กระแสเอาต์พุท
5. Coil Output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

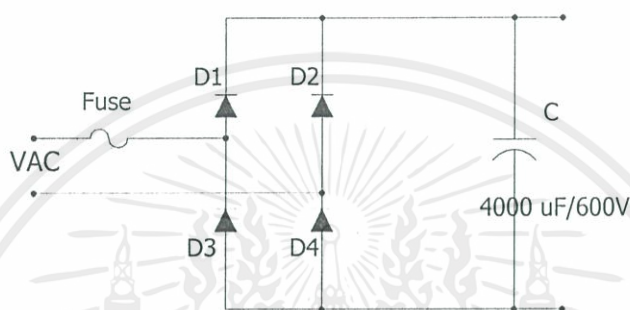
#### 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือรับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตเพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจร L-C FILTER กรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดัน กระเพื่อม (Ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือก ใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้ รับไบอัสตรงของค่ากระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรกดาวน์ (Breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการเรกติไฟร์ในปริญญาณิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของเพาเวอร์ไดโอด เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงจากไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาเพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสองตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 4000 uF/ 600V ต่อขนานกันเพื่อเป็นการเพิ่มค่าความจุ จะได้ความจุประมาณ 4000 uF เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกับของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการ ลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าน้อยลง



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

### 3.2.1 ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก  $I_{ism}$  (Maximum Surge Current) กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่
2. ค่ากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรง  $I_{fm}$  (Average Forward Current) ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5 - 2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจรเพื่อความปลอดภัยแลยืดอายุการใช้งาน
3. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด  $V_m$  ของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

### 3.2.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

### 3.2.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดตามที่ Inverter ต้องการโดยลดแรงดันกระแสเฟื้อม ซึ่งอาศัยการชาร์จและคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_o * t_{on(max)}}{V_r} \dots\dots\dots(3.1)$$

โดยที่  $I_o$  คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

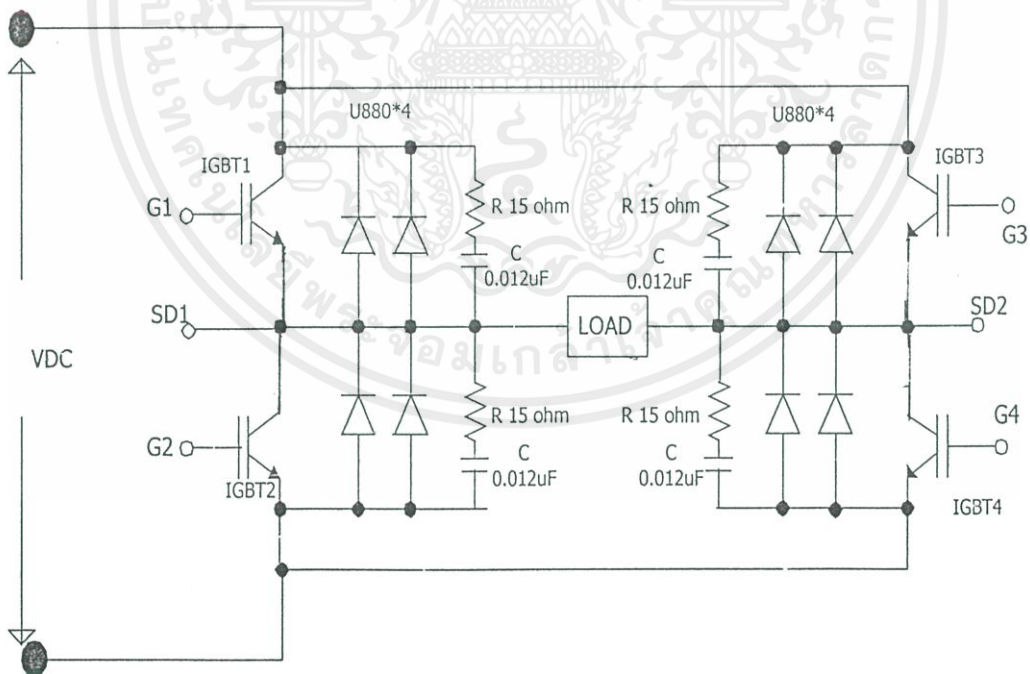
$t_{on(max)}$  คือช่วงเวลาที่ C คายประจุ

$V_r$  คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเฟื้อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส

จากสมการพบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระแสเฟื้อมน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อแรงดันกระแสเฟื้อมของแรงดันไฟตรงได้ โดยปรกติการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระแสเฟื้อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

## 3.3 คอนเวอร์เตอร์

### 3.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร



รูป 3.3 แสดงวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้ IGBT

เพาเวอร์ IGBT ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา IGBT 1 และ IGBT4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส IGBT IGBT3 และ IGBT2 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริคคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีจะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - 2V_{CE(SAT)}$  ส่วน U880 เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ช่วยในการป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ IGBT เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วย คอมมิวเตตติ้งไดโอด และช่วย ในขณะที่เพาเวอร์ IGBT1 เริ่มหยุดนำกระแสขดไพรมารี จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มี คอมมิวเตตติ้งไดโอด IGBT2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่ ขาเดรนเป็นลบ ในกรณีนี้ไดโอด ที่คร่อม IGBT2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารีและลดค่าแรงดันนี้ลงไป ไดโอดที่นำมาใช้เป็น คอมมิวเตตติ้งไดโอด ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัพเพอเรอร์ และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้น้อยๆ 2 เท่า ของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ IGBT ขณะหยุดนำกระแส และ R-C ที่คร่อมระหว่าง ขาเดรนและขาซอร์ส เป็น R-C สนับเบอร์

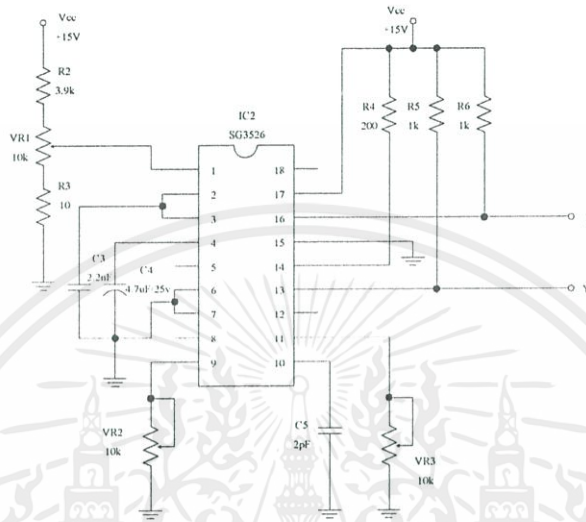
### 3.3.2 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ ( Snubber network ) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับ IGBT ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส ( Turn off snubber ) และวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน ( Clamp snubber ) วงจรสับเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD สับเบอร์ ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยวงจรวงจรสับเบอร์ จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส

### 3.4 วงจรควบคุม (Control Circuit)

ในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้ายๆกัน ดังเช่นในปริยญาณิพนธ์นี้ได้เลือกเบอร์ SG 3526 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุกต์ใช้งานได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกล่าวเฉพาะรายละเอียดของตัวไอซีเบอร์ SG 3526 นี้เท่านั้น ซึ่งข้อมูลต่างๆที่ภาคผนวก



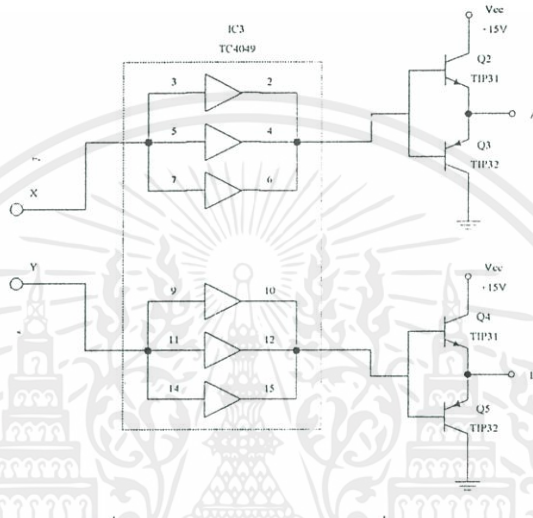
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526

SG3526 เป็นวงจรไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้างที่ได้รับความนิยมส่วนที่จำเป็นสำหรับการควบคุมสวิตช์ ภายในตัวของ SG3526 นี้มีส่วนของการสร้างออสซิลเลเตอร์ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์ภายนอก คือ  $R_T$  (VR3) และ  $C_T$  (0.002 uF) ตามลำดับ ซึ่งวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 52 kHz

ขา 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเรา คงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่าเคดใหม่คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 2 จะต่อ ค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 5 เป็นขาเรชเช็ต ขา 6,7 เป็น Current Sense ซึ่งในวงจรไม่มีการป้อนกลับ เราจึงต่อลงกราวด์เอาไว้ ขา 8 เป็นขาสำหรับการชั้ดคาวร์นจากภายนอก ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุต A และ B ขา 14 เป็นไฟเลี้ยงวงจร ขา 15 เป็นกราวด์ ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง ( 5 โวลท์ ) ก่อนเพื่อให้ทำงานเต็มที่ ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน

### 3.4.1 วงจรภาค Driver

วงจรภาค Driver จะประกอบด้วย IC Buffer เบอร์ TC 4049 ซึ่งมี 8 ตัวประกอบในตัวเดียวกันซึ่งขา 3,5,7 ต่ออยู่กับขา 13 ของ SG 3526 และขา 9,10,14 ต่อกับขา 16 ของ SG3526 ส่วน ขา 2,4,6 ต่อที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP ซึ่งใช้เบอร์ TIP 31 และ TIP 32 ตามลำดับ ต่อกับแบบคอมพิเมนทารี ( Complementary ) ชุดที่ 1 คือ Q1 , Q2 และขา 10,12,15 ต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3,Q4 โดยเอาที่พู่ทของวงจรคอมพิเมนทารีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลส์เพื่อที่จะส่งพลังงานไปยังขดทุติยภูมิ

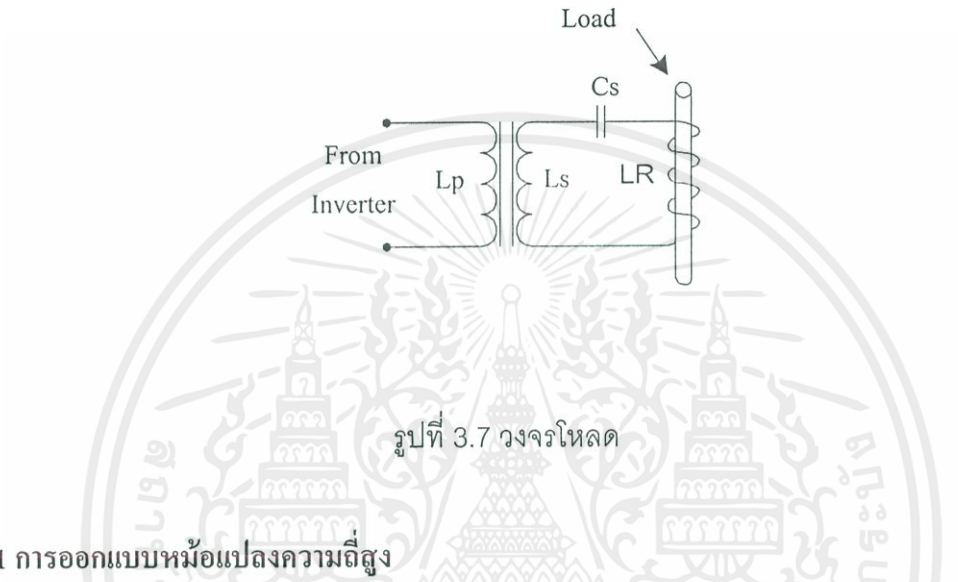


รูปที่ 3.5 วงจรภาค Driver ที่ 1

จากนั้นก็นำสัญญาณมาทำการขยายให้สูงขึ้น ใน ภาค Driver ช่วงที่ 2 ต่อ โดยจะต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร แยกจากกัน เพื่อไปขับเกตคนละชุด และมี R 10 ohm เพื่อ มิให้กระแสเข้าไปชาร์จที่เกต มากเกินไป

### 3.5 วงจรโหลด ( Load Circuit )

วงจรโหลด เป็นวงจรที่ต่อมาจากภาคอินเวอร์เตอร์ ตามรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบไปด้วย หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้สำหรับส่งถ่ายพลังงาน ไปยัง Coil Output เพื่อให้เกิดความร้อนที่ใช้งาน โดยแกนที่เราใช้คือแกนเฟอร์ไรท์ และที่ต่อจากหม้อแปลงนั้นเราต่อค่าตัวเก็บประจุเอาไว้ด้วย เพื่อให้ได้วงจรรีโซแนนท์ เพื่อที่จะให้ได้กระแสสูงสุดในการใช้งาน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ นั้นจะต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถทนกระแสได้สูง ดังนั้นเราจึงต้องนำ ค่าตัวเก็บประจุมาทำการขนานกัน



#### 3.5.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ Induction Heating ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต และกระแสอินพุตที่มีมากหลายแอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ ( U- Core ) 60 ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิมตัวประมาณ 3300 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจุดอิมตัว ประมาณ 3000 เกาส์

คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_S V_P = N_P V_S$$

และ

$$N_S I_S = N_P I_P$$

โดยที่  $N_P$  คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

$V_P$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด

$I_S$  คือ กระแสทางทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_p$  คือ กระแสทางอินพุท  
แทนค่า

$$1 * 180 = N_p * 8$$

$$N_p = 22 \text{ รอบ}$$

### 3.5.2 ค่าความถี่รีโซแนนซ์ ( $f_0$ )

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_S}}$$

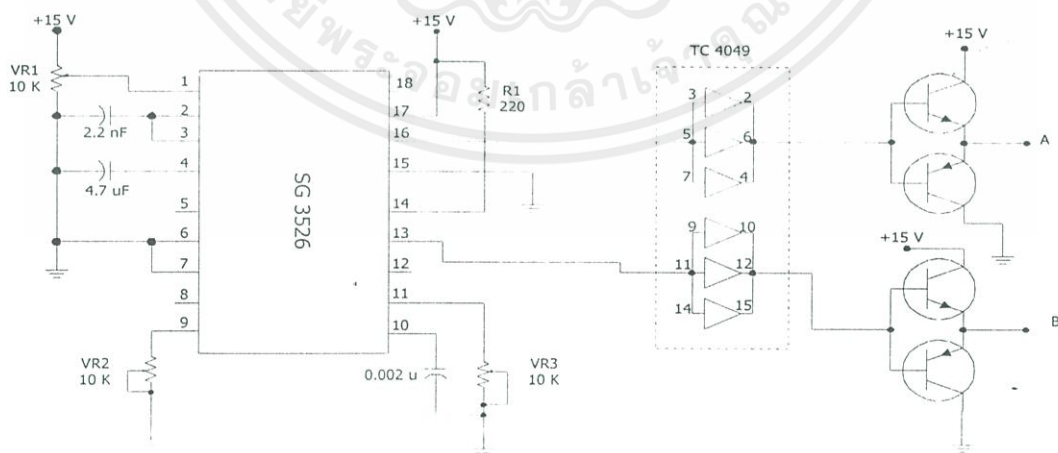
โดย

$f_0$  = ความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์

$L_R = L_{\text{coil}} + \text{Load } (\Phi 10\text{ มม.}) = \text{ค่าความเหนี่ยวนำรวม มีค่าเท่ากับ } 1.9 \mu\text{H}$

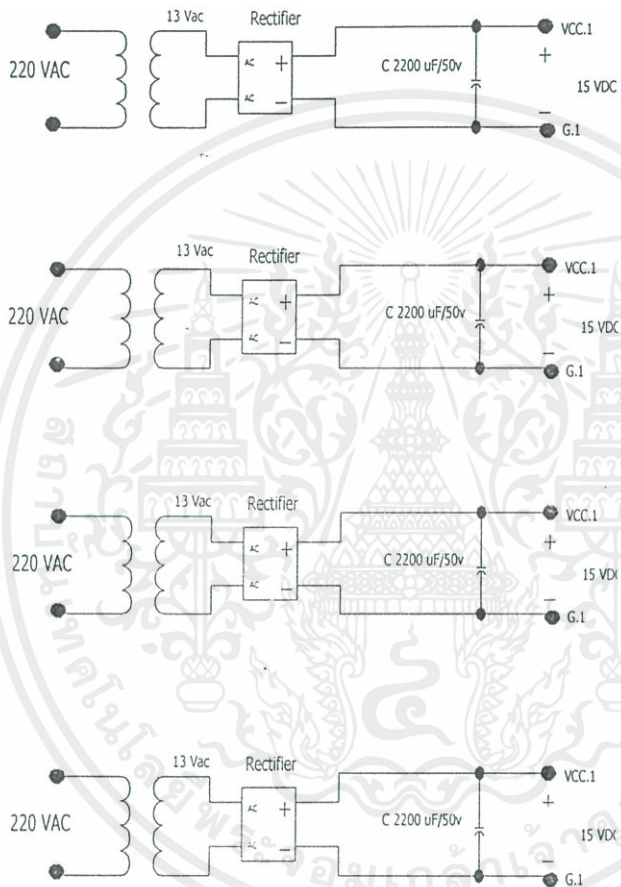
$C_S = \text{ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ } 4.5 \mu\text{F}$

ในการปรับค่าความถี่รีโซแนนซ์ จะทำการปรับความถี่ไว้ที่ต่ำกว่าจตุรีโซแนนซ์ เพื่อในการใส่โหลดหรือชิ้นงานนั้นทำงานที่จตุรีโซแนนซ์ คือ กระแส มีค่าสูงสุด และเวลา ไม่มีโหลดกระแสที่ไหลในวงจรนั้นมีค่าต่ำ



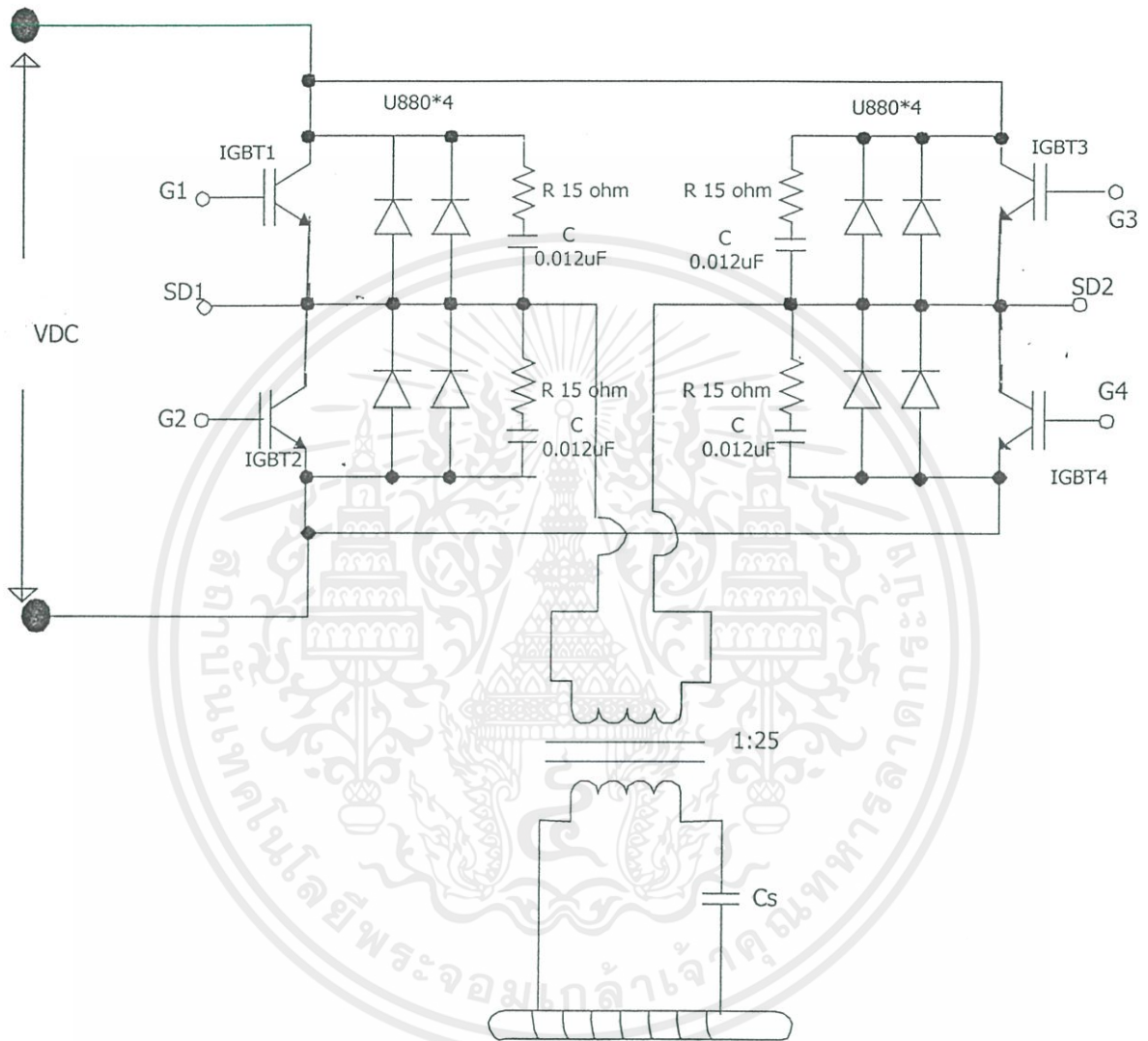
รูปที่ 3.8 วงจร Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 ภาคจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 ภาค Power

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

#### 4.1 ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆมีดังต่อไปนี้

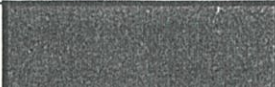
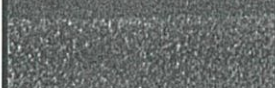
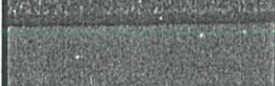
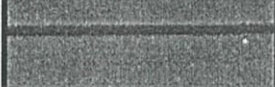
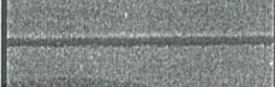


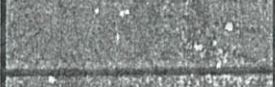
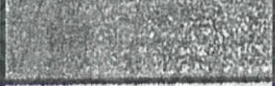




1. ปรับความถี่จากภาคออสซิลเลเตอร์ไว้ที่ประมาณ 52 กิโลเฮิร์ต
2. ปรับเคดไทม์ไว้คงที่ ประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์
3. วัดสัญญาณที่ภาคคอนโทรล (ขา 10,13,16 Buffer 4049 จุด A,B และหลังหม้อแปลงพัลส์)
4. ป้อนไฟสลับที่อินพุตแรงดันต่างๆ
5. นำชิ้นงานใส่ในคอยล์ ซึ่งมีขนาดต่างๆกัน
6. ทำการจับเวลาจนชิ้นงานร้อนแดง

#### ผลการทดลอง

ตารางผลการทดลอง

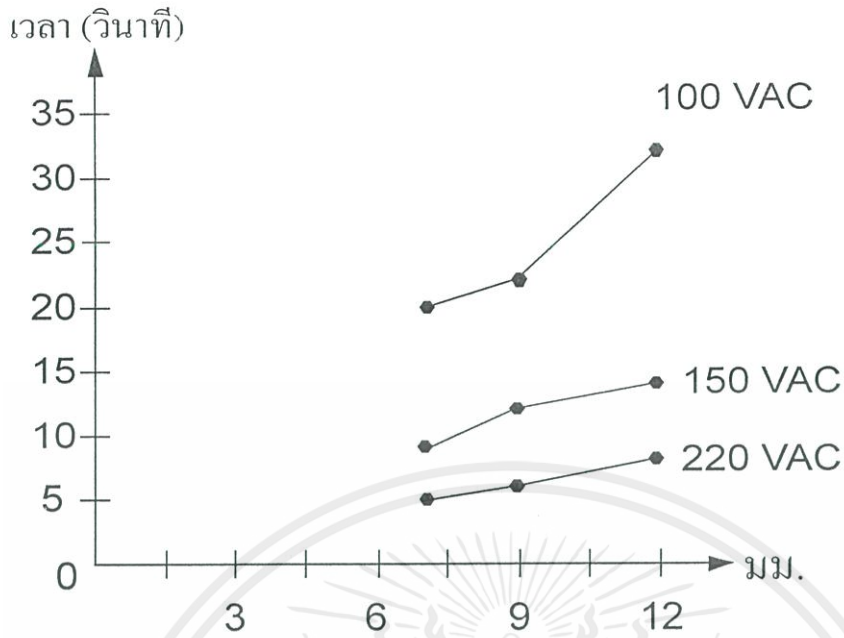
Vac	No Load		ขนาด $\phi$ 7 มม.		ขนาด $\phi$ 9 มม.		ขนาด $\phi$ 12 มม.	
	เวลา	กระแส	เวลา	กระแส	เวลา	กระแส	เวลา	กระแส
100	-	2.5 A	20 Sec	5 A	22 Sec	5.25 A	32 Sec	5.5 A
150	-	3.5 A	9 Sec	6.5 A	12 Sec	7.25 A	14 Sec	7.5 A
220	-	4.5 A	5 Sec	7.5 A	6 Sec	8 A	8 Sec	8 A

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง

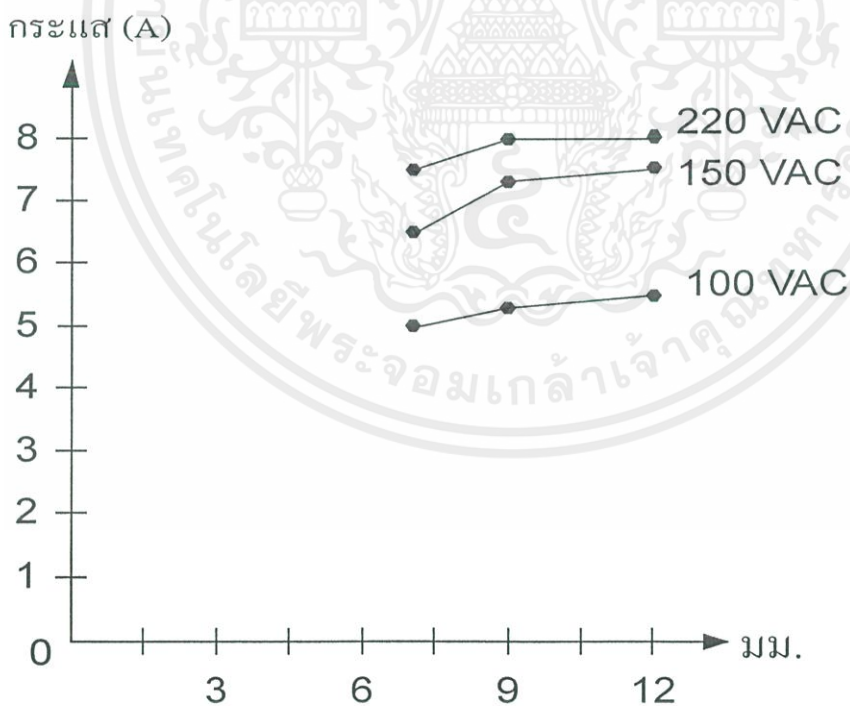
Annealing colours		Temperature
Dark Brown		550 c
Brownish Red		630 c
Dark Red		680 c
Dark Cherry Red		740 c
Cherry Red		780 c
Light Cherry Red		810 c
Light Red		850 c
Very Light Red		900 c
Yellowish Red		950 c
Light Yellowish Red		1000 c
Yellow		1100 c
Light Yellow		1200 c
Yellow White		1300 c

รูปที่ 4.1 รูปเปรียบเทียบสภาพของโลหะเมื่อเกิดความร้อนที่อุณหภูมิต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



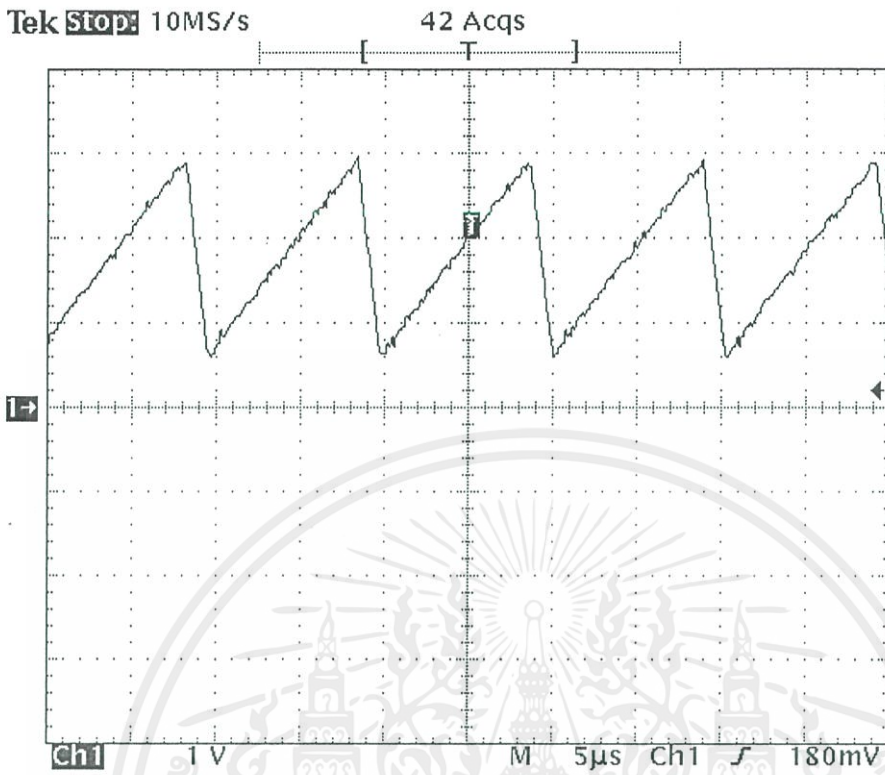
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่  $V_{IN}$  ค่าต่างๆ



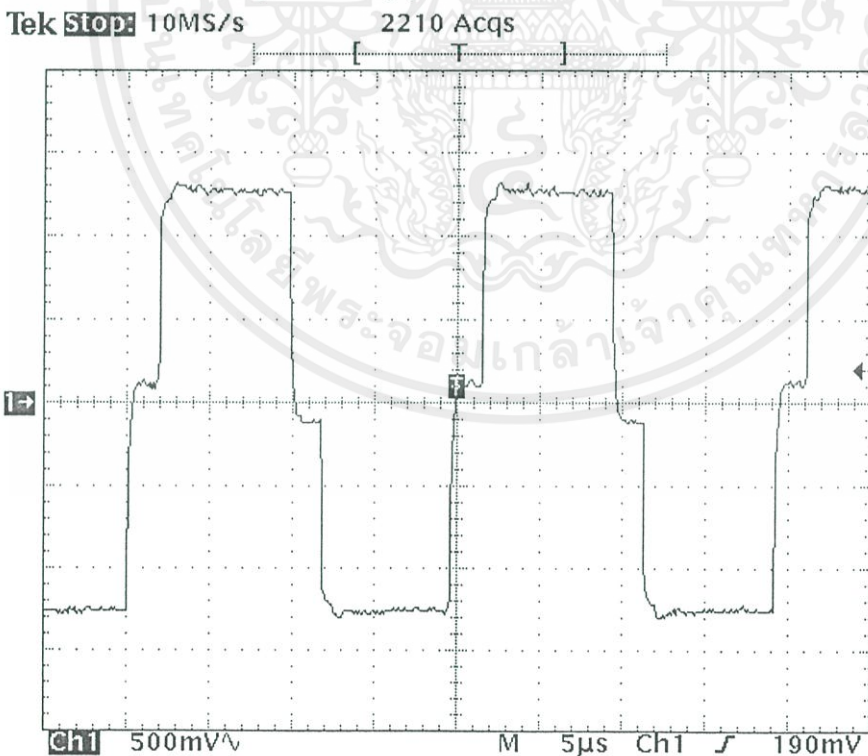
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส (Full load) ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่  $V_{IN}$  ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2 สัญญาณที่จุดต่างๆ



รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่ขา 10 ของ SG 3526

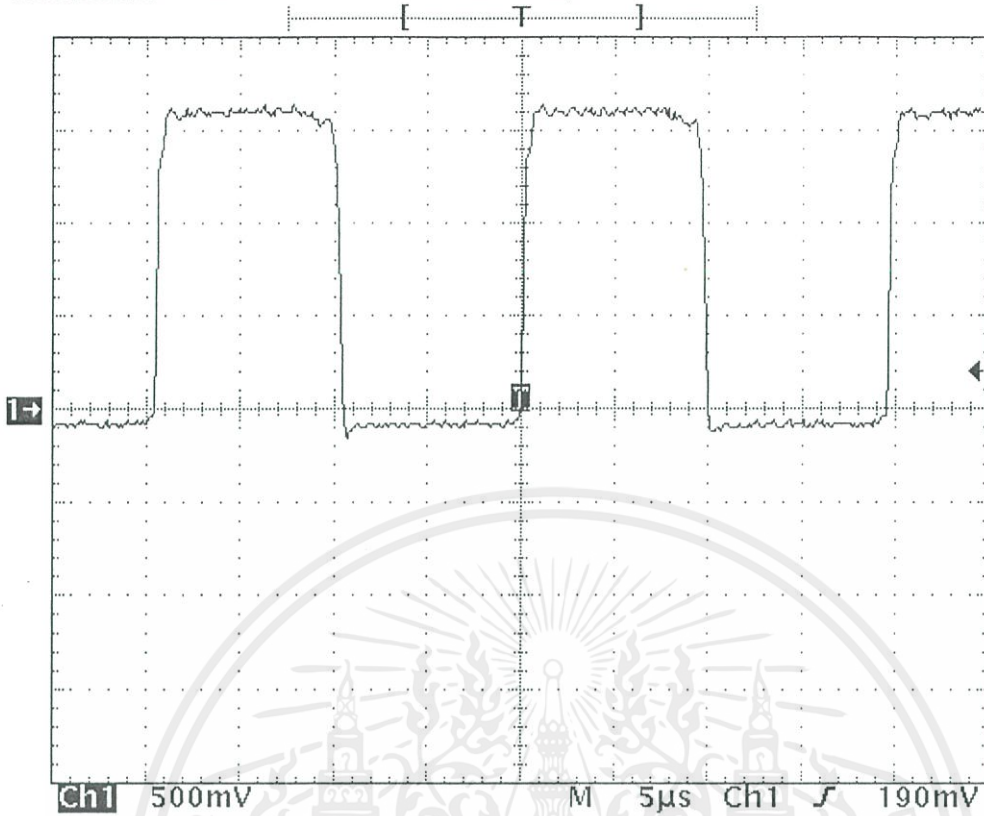


รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์ที่ขา 13,16 ของ SG 3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: 10MS/s

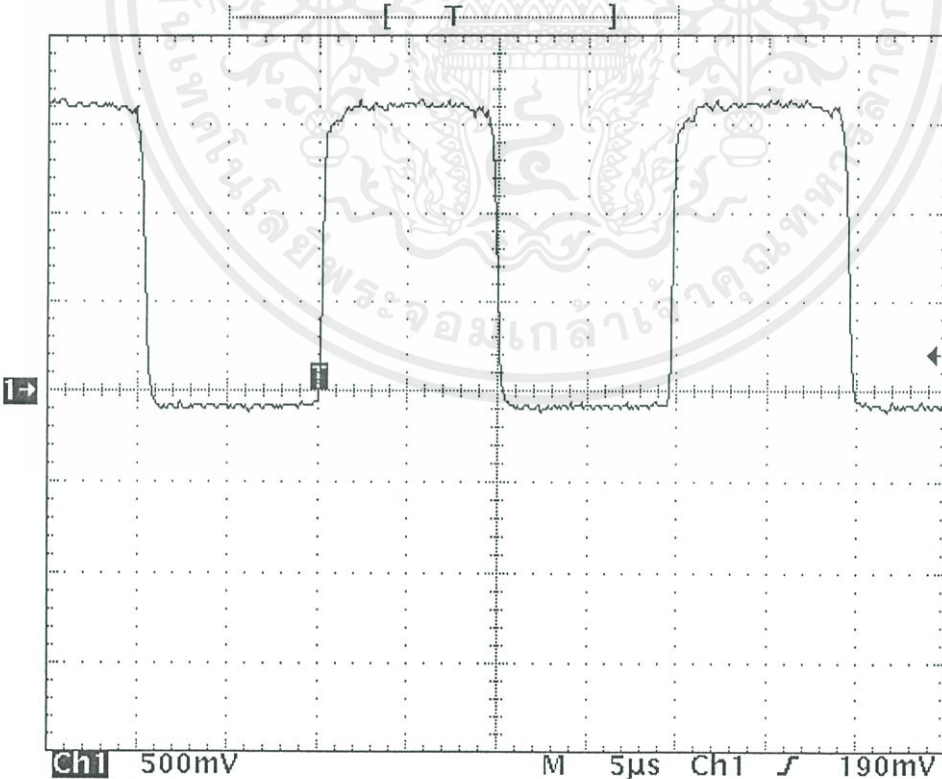
161 Acqs



รูปที่ 4.6 ขั้วขาเกตที่ IGBT1 และ IGBT4

Tek Stop: 10MS/s

971 Acqs



รูปที่ 4.7 ขั้วขาเกตที่ IGBT2 และ IGBT3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

โครงการนี้ได้ศึกษาและออกแบบเครื่องให้ความร้อนที่ผิวแบบเหนียวนำความถี่สูงโดยอาศัยหลักการสนามแม่เหล็ก การเหนียวนำจะเกิดเมื่อชิ้นงานตัดกับสนามแม่เหล็ก มีผลทำให้เกิดการเหนียวนำศักดาไฟฟ้า เกิดกระแสไหลวนขึ้นในชิ้นงานเกิดความร้อนได้รวดเร็ว

จากผลการทดลองที่ผ่านมา จะกำหนดค่า L หรือ C (คิดที่ load) ขึ้นมาเพื่อให้ได้ค่าความถี่รีโซแนนซ์ ที่ประมาณ 52 กิโลเฮิร์ต ซึ่งก็คือ การทำให้กระแสมีค่าสูงสุด ดังนั้นจึงทำให้กำลังงานเกิดขึ้นสูงสุด

จากผลการทดลอง เมื่อแรงดันอินพุท (Vac) มีค่าน้อยและโหลดมีค่าเปลี่ยนไป คือที่ขนาดชิ้นงานมีขนาดเล็กเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงก็จะมีค่าน้อย แต่ถ้าขนาดของชิ้นงานนั้นมีขนาดใหญ่เวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็จะมีค่ามากขึ้น แต่ถ้าแรงดันอินพุท (Vac) นั้นมีค่าสูงและโหลดมีค่าเปลี่ยนไป คือ ที่ขนาดชิ้นงานใหญ่ขึ้นเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็จะมีค่ามากขึ้น แต่เวลาที่ใช้นั้นก็จะมีค่าน้อยกว่าที่แรงดันอินพุทต่ำ และที่แรงดันไฟสลับอินพุท (Vac) มีค่าต่ำ ค่ากระแส full load ) จะมีค่าเปลี่ยนแปลง ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของชิ้นงาน คือ เมื่อขนาดของชิ้นงานมีขนาดเล็กค่ากระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่าต่ำ แต่เมื่อขนาดของชิ้นงานมีขนาดใหญ่ค่ากระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่ามากขึ้น ถ้าแรงดันอินพุท (Vac) นั้นมีค่าเพิ่มมากขึ้นกว่าที่แรงดันอินพุทต่ำ ดังนั้นที่ชิ้นงานมีขนาดเล็กค่ากระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่าน้อยกว่าชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่กว่า

#### ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองวัดสัญญาณแรงดันตกคร่อม IGBT จะเห็นว่าเกิดแรงดันสไปค์สูงมาก ถ้าแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ จ่ายชุดอินเวอร์เตอร์โดยตรงนั้น ควรเลือกใช้อุปกรณ์ Switching ที่สามารถทนแรงดันอย่างน้อยที่สุด 600 โวลต์ เนื่องจากกำลังงานของเครื่องให้ความร้อนที่ผิวแบบเหนียวนำมีกำลังวัตต์สูงๆ ซึ่งมีผลทำให้อุปกรณ์ในชุดอินเวอร์เตอร์ ชุดสแน็บเบอร์ ขดลวดให้ความร้อน ตัวคาปาซิเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับขดลวดให้ความร้อน เกิดความร้อนด้วย การระบายความร้อนจึงจำเป็นมาก ขดลวดให้ความร้อนใช้เป็นท่อทองแดงสามารถให้น้ำผ่านเพื่อระบายความร้อนได้ และมีพัดลมระบายอากาศ การเลือกใช้คาปาซิเตอร์ที่ใช้ต่ออนุกรมกับขดลวดให้ความร้อน จำเป็นต้องใช้ค่าความจุต่างๆ ต่อขนานกันให้ได้ค่าความจุที่ต้องการ จะช่วยให้ทนกระแสได้สูง ควรใช้คาปาซิเตอร์ที่สามารถทนแรงดันได้สูงขณะที่ใช้งานที่ความถี่สูงด้วย

### ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. เมื่อทดลองนานๆ ที่ Coil จะร้อน
2. ที่ภาคคอนโทรล(CONTROL) สัญญาณพัลส์(PULSE) ที่ใช้ในการขับ(IGBT) หลังหม้อแปลง Coupling นั้นจะเป็นพัลส์ที่ไม่ค่อยสมบูรณ์
3. เมื่อเวลาทดลองนานๆ จะทำให้ C ที่รีโซแนนซ์ และ ส่วนต่างๆ ที่ภาค OUTPUT ร้อน เนื่องจากกระแสไหลสูง

### แนวทางการแก้ไข

1. ต้องทำการระบายความร้อน โดยใช้ น้ำหล่อใน Coil
2. ต้องไปแก้ไขที่วงจรชุด SG 3526 และที่หม้อแปลง Coupling ต้องทำการพันให้ดี
3. ต้องหาค่า C ที่ค่าต่ำกว่ามาขนานกับเพื่อให้ได้ค่า C ที่จุดรีโซแนนซ์ค่าเดิมเพื่อให้ทนกระแสได้มากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการ INDUCTION HEATING นี้ประสบความสำเร็จได้เนื่องจาก ได้รับคำแนะนำ  
จาก ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล และเพื่อนๆ จึงขอบคุณมา ณ โอกาสนี้

หากรายงานนี้ผิดพลาดประการใด ทางผู้จัดทำขออภัยและขออภัยมา ณ โอกาสนี้ด้วย

.....  
( นายเกรียงไกร แสงคุณธรรม )

.....  
( นายวินัย ชาติเวียง )



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. คำารณ มະนาวหวาน, เอกนริน พ่วงโสภา “ ปรินญาณินพนธ์ ” ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. สุวัฒน์ คั่น “ สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ”
3. Motorola, “ Linear IC data ” ,1989
4. Harris, “ Power Mosfer data ” , 1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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.

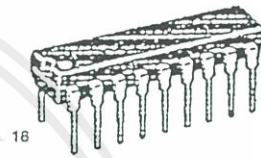
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

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

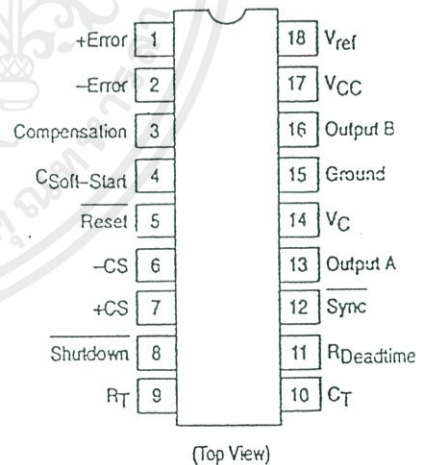
## PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

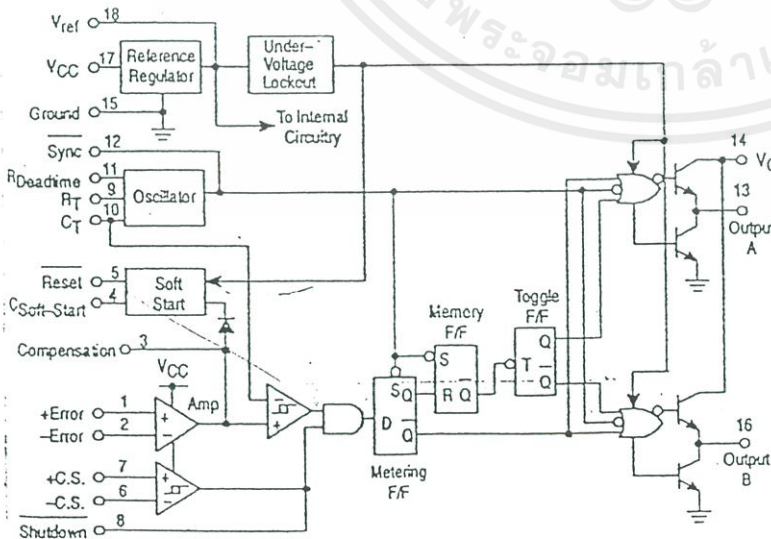


N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 707

### PIN CONNECTIONS



### Representative Block Diagram



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	T <sub>J</sub> = 0° to +125°C	Plastic DIP

# SG3526

## MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	$V_{CC}$	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	$V_C$	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to $V_{CC}$	V
Output Current, Source or Sink	$I_O$	$\pm 200$	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	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C/W}$
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)	$T_{Solder}$	$\pm 300$	$^\circ\text{C}$

- NOTES: 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 $^\circ\text{C}$ .

## 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	$^\circ\text{C}$

# SG3526

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)</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 9)</b>					
Sense Voltage ( $R_{\text{S}} \leq 50 \Omega$ )	$V_{\text{sense}}$	80	100	120	mA
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_{\text{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, $V_{\text{C}} = +40 \text{ V}$	$I_{\text{C(leak)}}$	—	50	150	$\mu\text{A}$
Rise Time ( $C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$ )	$t_{\text{r}}$	—	0.3	0.6	$\mu\text{s}$
Fall Time ( $C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$ )	$t_{\text{f}}$	—	0.1	0.2	$\mu\text{s}$
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$ , $R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega$ )	$I_{\text{CC}}$	—	18	30	mA

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

Figure 1. Reference Stability over Temperature

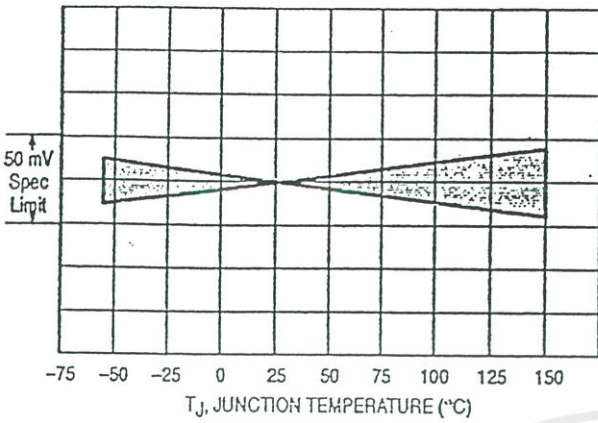


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

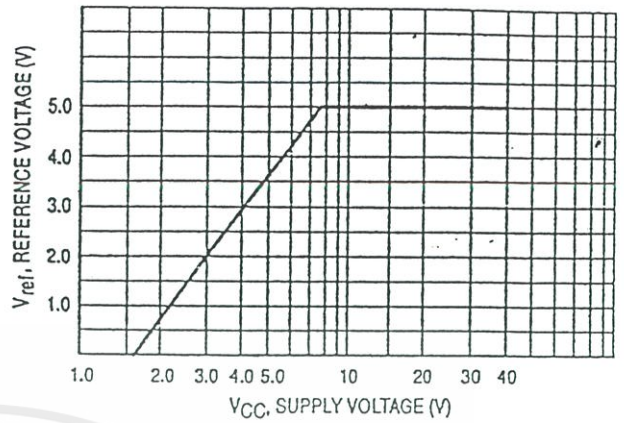


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

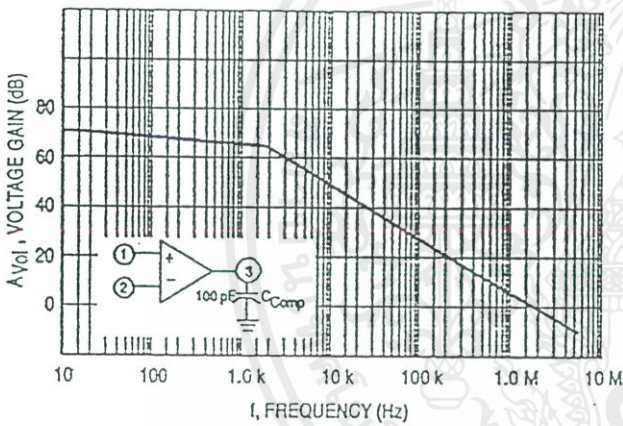


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

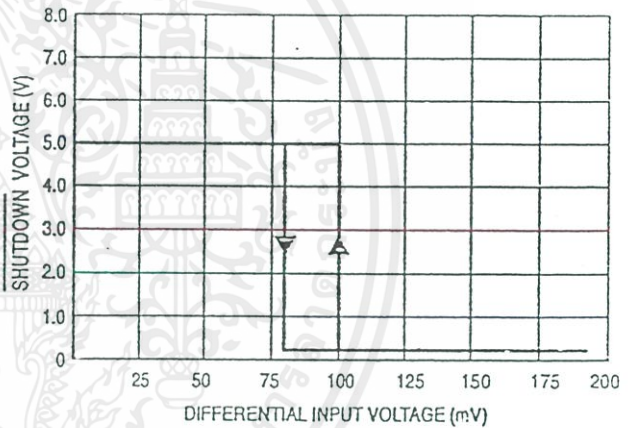


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

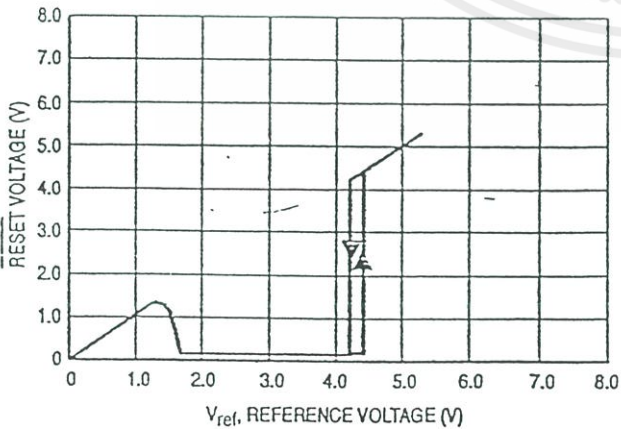


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

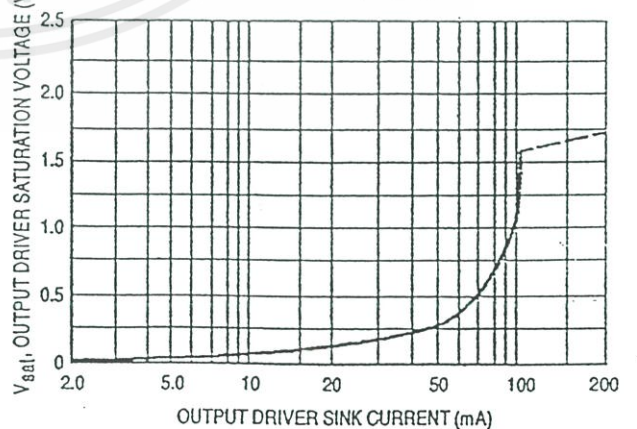


Figure 7.  $V_{CE}$  Saturation Voltage as a Function of Sink Current

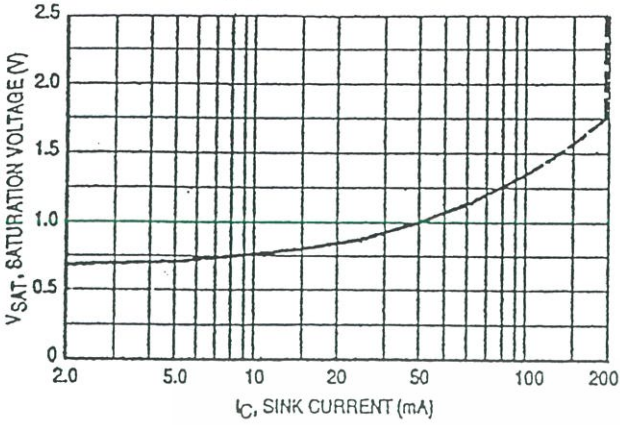


Figure 8. Oscillator Period

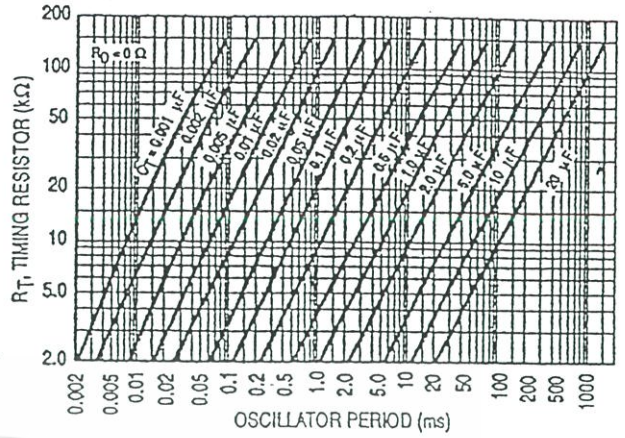


Figure 9. Error Amplifier

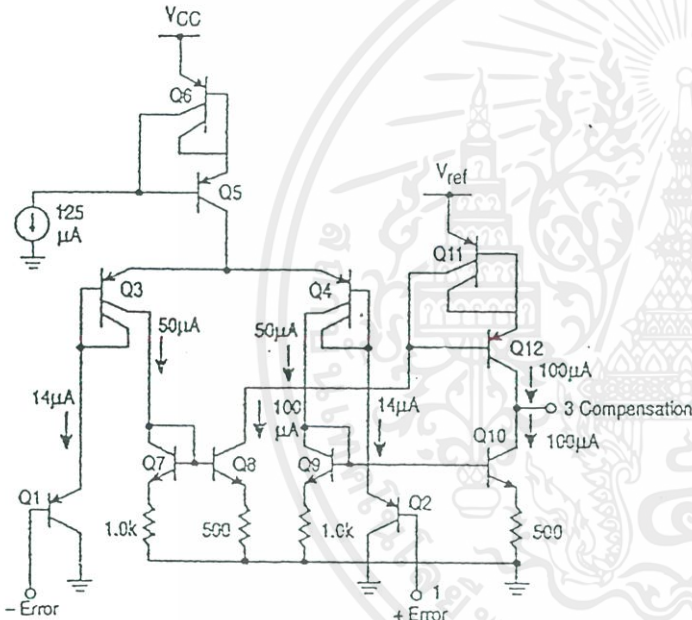


Figure 10. Undervoltage Lockout

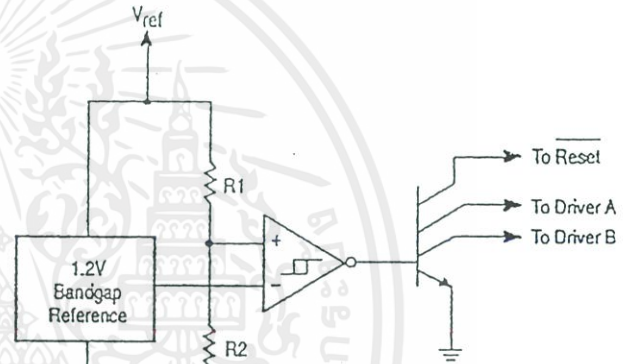
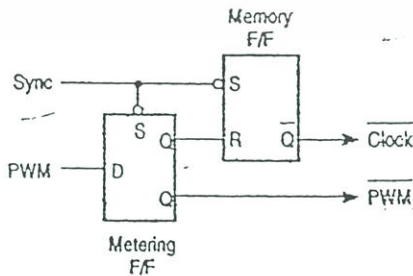


Figure 11. Pulse Processing Logic

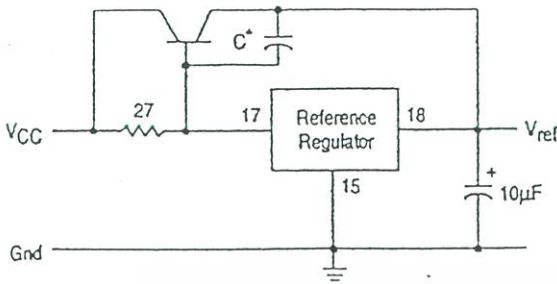


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



\* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections

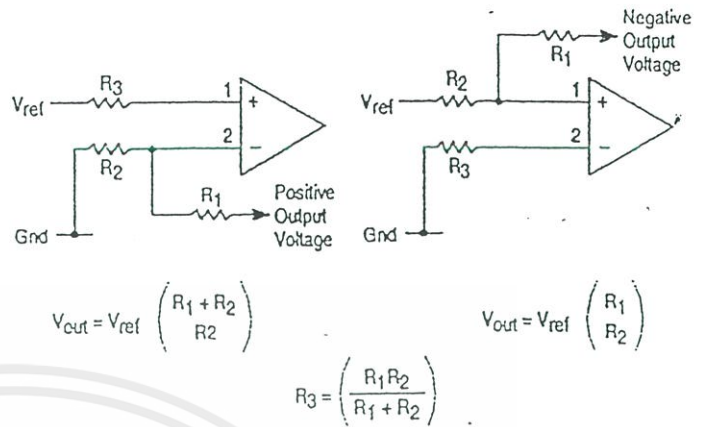


Figure 14. Oscillator Connections

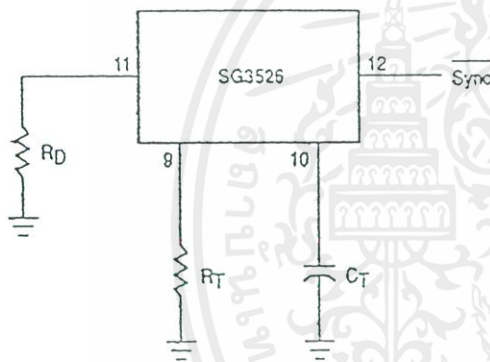


Figure 15. Foldback Current Limiting

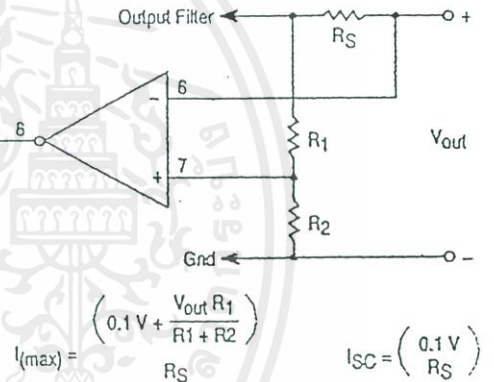


Figure 16. Soft-Start Circuitry

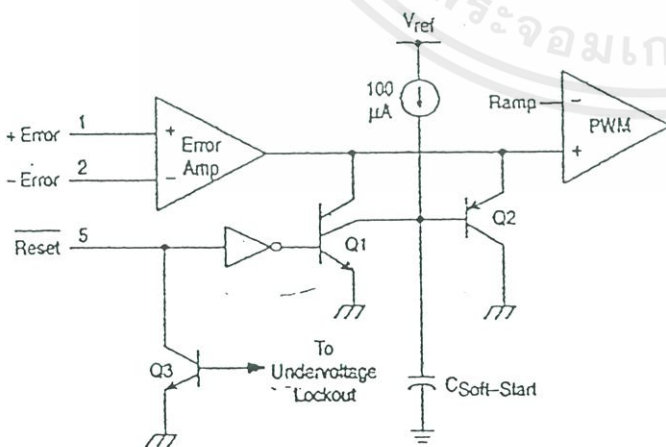
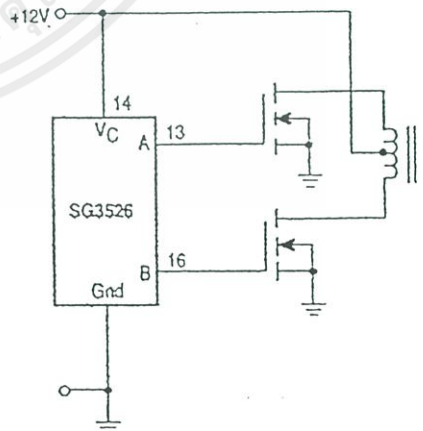


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

Figure 18. Half-Bridge Configuration

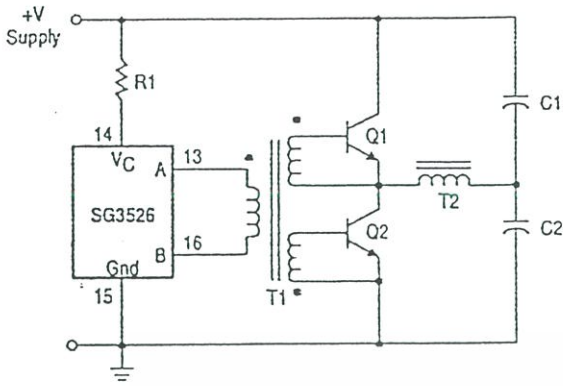
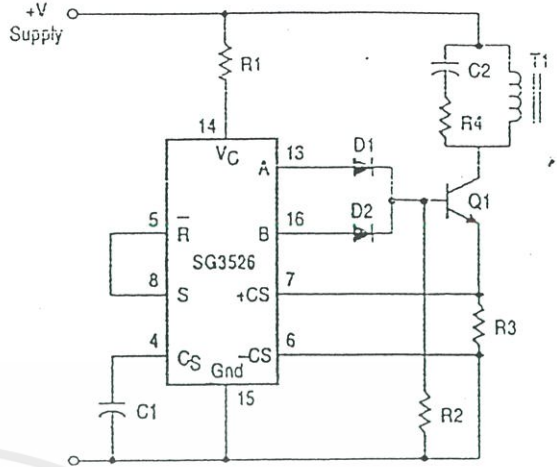


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

Figure 20. Single-Ended Configuration

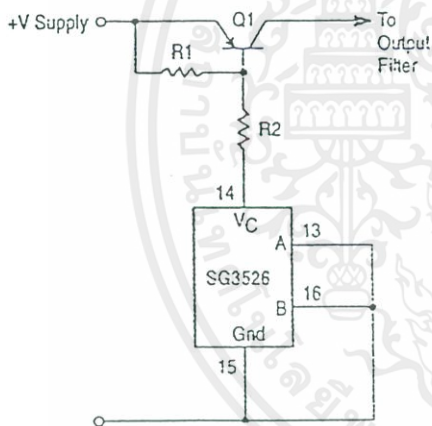
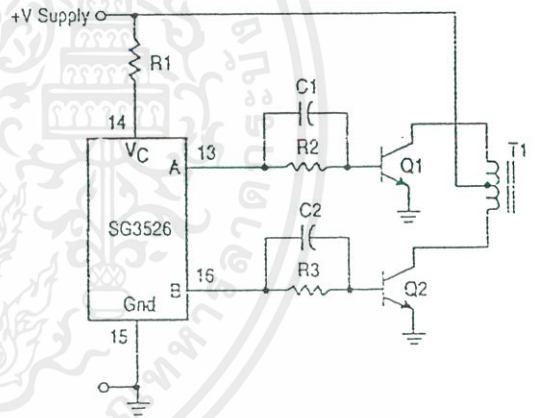
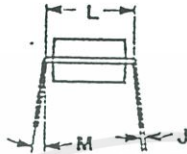
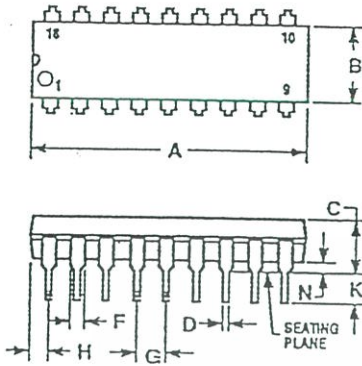


Figure 21. Push-Pull Configuration



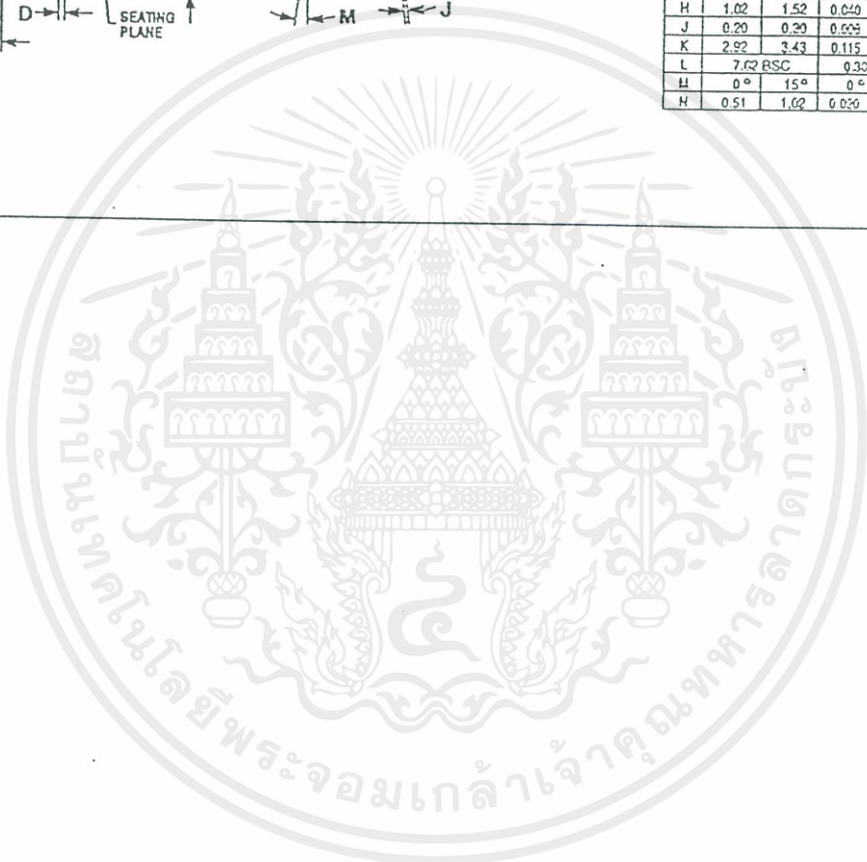
# SG3526 OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 707-02  
ISSUE C



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

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





# MC14049B MC14050B

## HEX BUFFER

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

The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic level conversions. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as a CMOS-to-TTL/DTL converter ( $V_{DD} = 5.0$  V,  $V_{OL} \leq 0.4$  V,  $I_{OL} \geq 3.2$  mA).

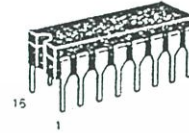
Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

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

### MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup> (Voltages referenced to $V_{SS}$ )

Characteristic	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	$V_{DD}$	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage (DC or Transient)	$V_{IN}$	-0.5 to +18	Vdc
Output Voltage (DC or Transient)	$V_{out}$	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	Vdc
Input Current (DC or Transient), per pin	$I_{in}$	$\pm 10$	mA
Output Current (DC or Transient), per pin	$I_{out}$	+45	mA
Power Dissipation, per Package <sup>2</sup> (Plastic/Ceramic) (SOIC)	$P_D$	825 740	mW
Storage Temperature	$T_{stg}$	-65 to +150	°C
Lead Temperature (8-Second Soldering)	$T_L$	260	°C

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



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648

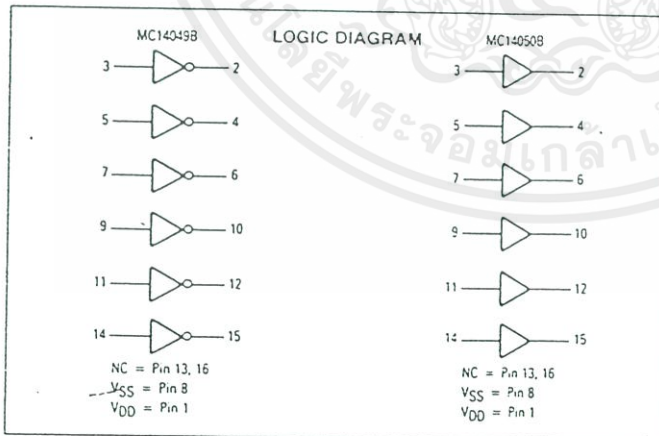


D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751B

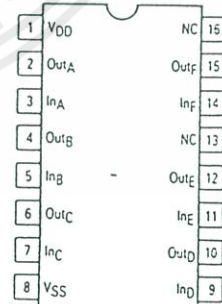
### ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBSP Plastic  
MC14XXXBD SOIC

$T_A = -55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  for all packages



### PIN ASSIGNMENT



# MC14049B • MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>dC</sub>	-55°C		+25°C			+125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ <sup>1</sup>	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub>  V <sub>in</sub> = 0	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	V <sub>dC</sub>
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	V <sub>dC</sub>
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V <sub>O</sub> = 4.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 9.0 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 13.5 V <sub>dC</sub> )	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V <sub>dC</sub>
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V <sub>dC</sub>
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>OH</sub> = 9.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>OH</sub> = 13.5 V <sub>dC</sub> )	Source I <sub>OH</sub>	5.0	-1.6	—	-1.25	-2.5	—	-1.0	—	mA <sub>dC</sub>
		10	-1.6	—	-1.30	-2.6	—	-1.0	—	
		15	-4.7	—	-3.75	-10	—	-3.0	—	
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.6	—	mA <sub>dC</sub>
		10	10	—	8.0	16	—	6.6	—	
		15	30	—	24	40	—	19	—	
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA <sub>dC</sub>
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	10	20	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μA <sub>dC</sub>
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60	
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120	
Total Supply Current <sup>2,3</sup> (Dynamic plus Quiescent, per package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.8 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							μA <sub>dC</sub>
		10	I <sub>T</sub> = (3.5 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (5.3 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

<sup>1</sup> Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.  
<sup>2</sup> The formulas given are for the typical characteristics only at +25°C.  
<sup>3</sup> To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V_{ik}$$

Where: I<sub>T</sub> is in μA (per Package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>ik</sub> = (V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub>) in volts, f in kHz is input frequency and k = 0.002.

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

# MC14049B • MC14050B

AC SWITCHING CHARACTERISTICS<sup>1</sup> ( $C_L = 50$  pF,  $T_A = -25^\circ\text{C}$ )

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

<sup>1</sup> The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

<sup>2</sup> Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

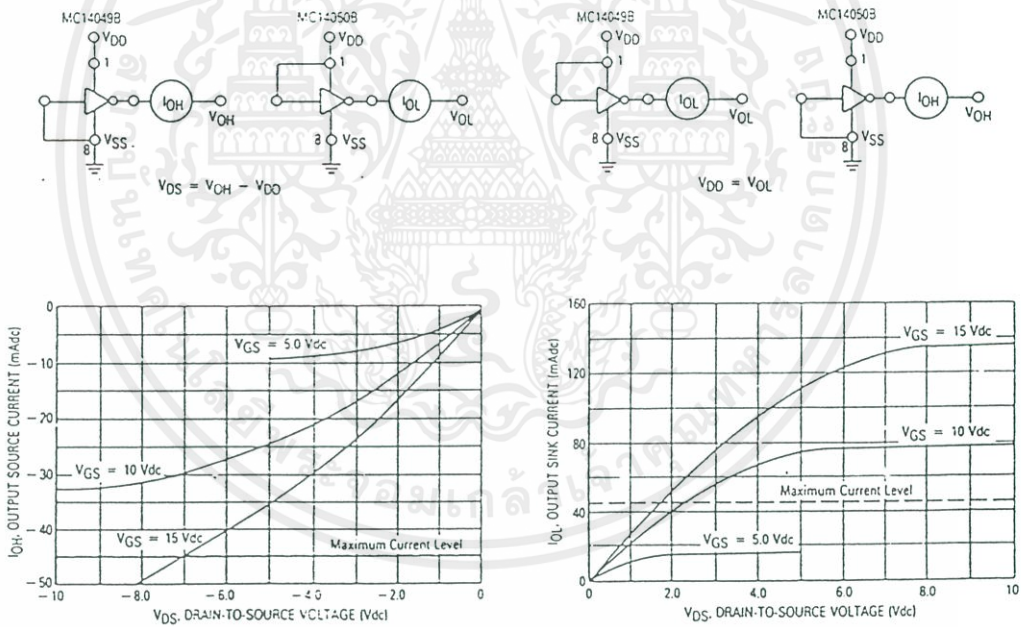


FIGURE 1 — TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

FIGURE 2 — TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B • MC14050B

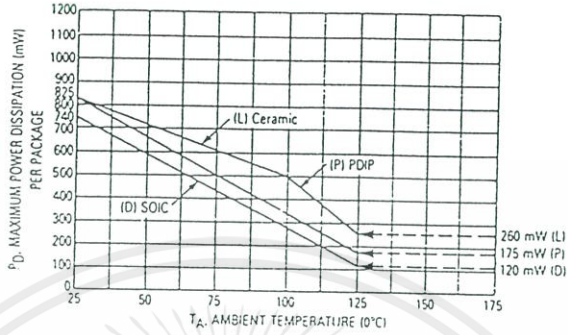


FIGURE 3 — AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

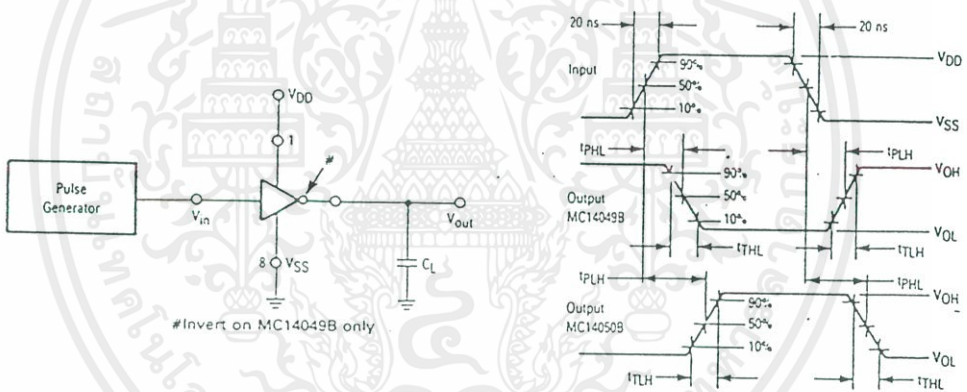


FIGURE 4 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

6

## Complementary Silicon Plastic Power Transistors

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

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

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

\*Motorola Preferred Device

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

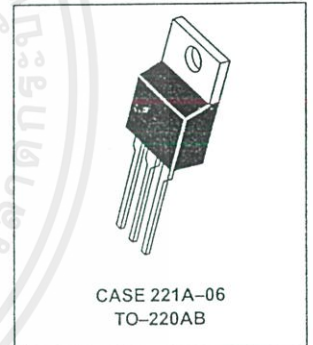
### \*MAXIMUM RATINGS

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

### THERMAL CHARACTERISTICS

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

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



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

REV 1

© Motorola, Inc. 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C**

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 30\text{ mAdc}$ , $I_B = 0$ )	$V_{CE0(sus)}$	60 80 100	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30\text{ Vdc}$ , $I_B = 0$ ) ( $V_{CE} = 60\text{ Vdc}$ , $I_B = 0$ )	$I_{CEO}$	— — —	0.3 0.3 0.3	mAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 60\text{ Vdc}$ , $V_{EB} = 0$ ) ( $V_{CE} = 80\text{ Vdc}$ , $V_{EB} = 0$ ) ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}$ , $V_{EB} = 0$ )	$I_{CES}$	— — —	200 200 200	$\mu\text{Adc}$
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	1.0	mAdc
<b>ON CHARACTERISTICS (1)</b>				
DC Current Gain ( $I_C = 1.0\text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 3.0\text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	25 10	— 50	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 3.0\text{ Adc}$ , $I_B = 375\text{ mAdc}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.2	Vdc
Base-Emitter On Voltage ( $I_C = 3.0\text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$V_{BE(on)}$	—	1.8	Vdc
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
Current-Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 500\text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f_{test} = 1.0\text{ MHz}$ )	$f_T$	3.0	—	MHz
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 0.5\text{ Adc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	20	—	—

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

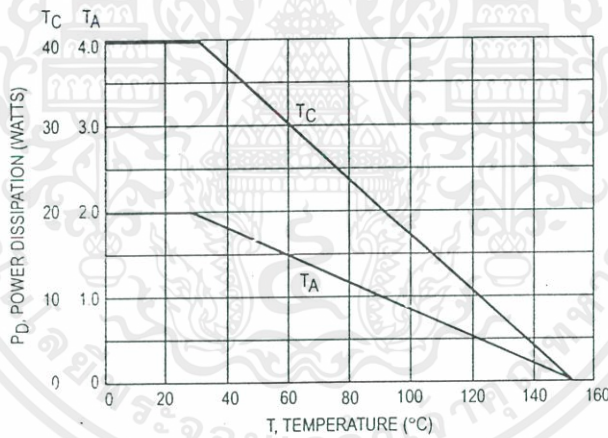
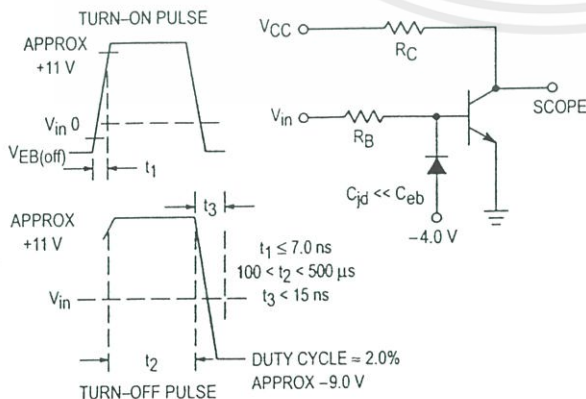


Figure 1. Power Derating



$R_B$  and  $R_C$  VARIED TO OBTAIN DESIRED CURRENT LEVELS.  
Figure 2. Switching Time Equivalent Circuit

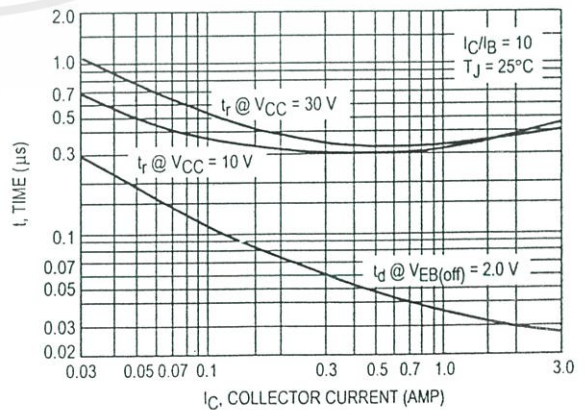


Figure 3. Turn-On Time

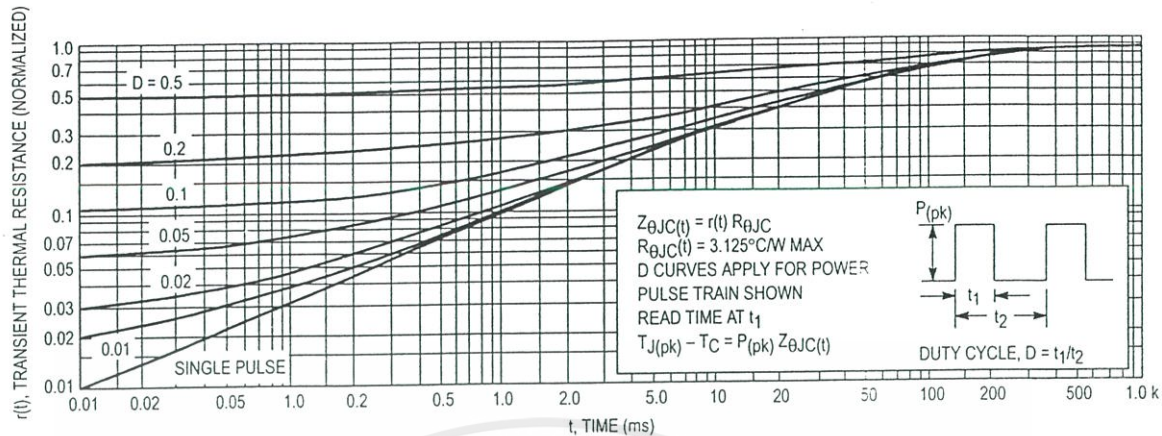


Figure 4. Thermal Response

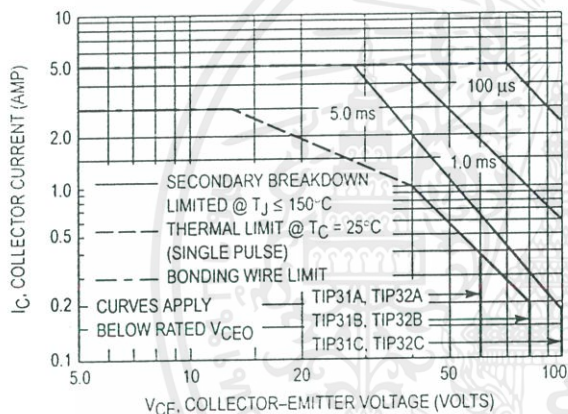


Figure 5. Active Region Safe Operating Area

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

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

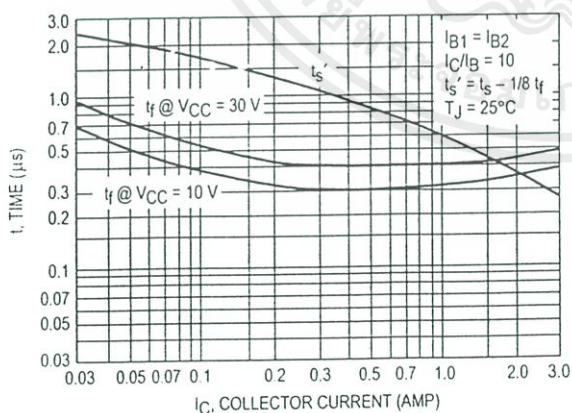


Figure 6. Turn-Off Time

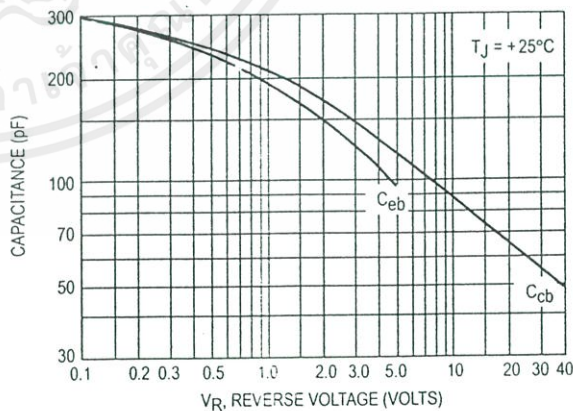


Figure 7. Capacitance

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

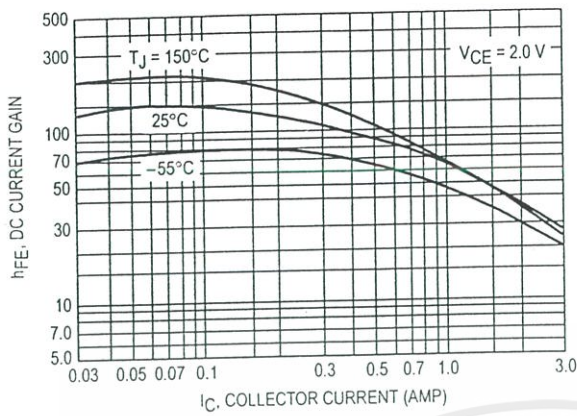


Figure 8. DC Current Gain

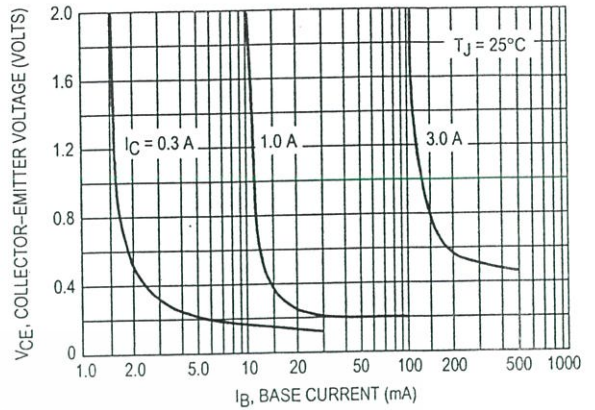


Figure 9. Collector Saturation Region

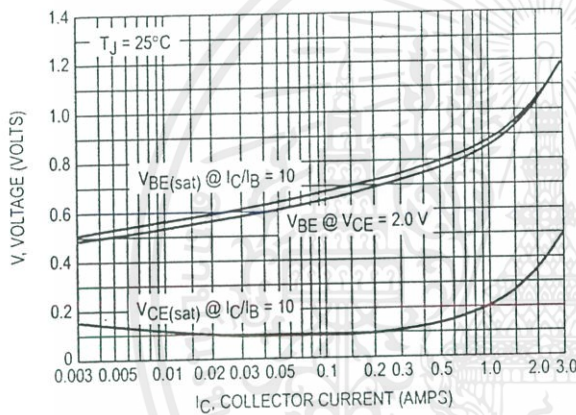


Figure 10. "On" Voltages

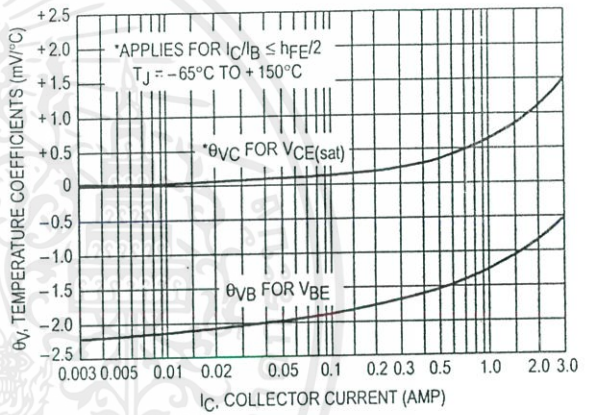


Figure 11. Temperature Coefficients

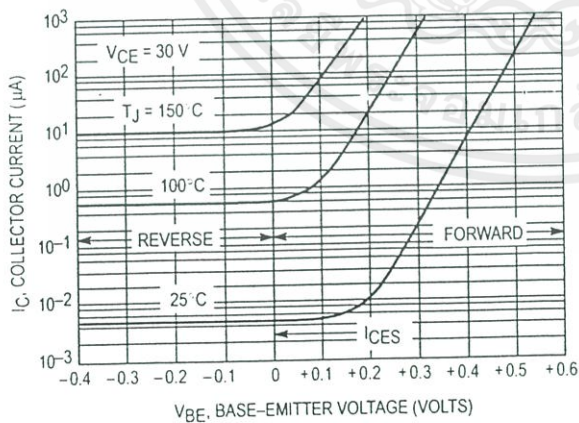


Figure 12. Collector Cut-Off Region

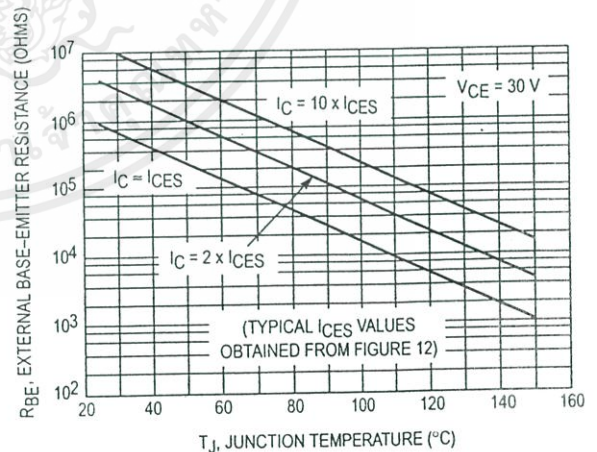
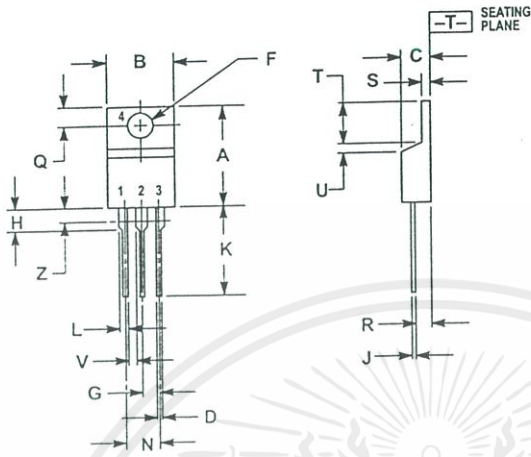


Figure 13. Effects of Base-Emitter Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

PACKAGE DIMENSIONS



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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.150	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	—	1.15	—
Z	—	0.080	—	2.04

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

CASE 221A-06  
 TO-220AB  
 ISSUE Y

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

Medium Power Linear Switching Applications

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



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

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

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

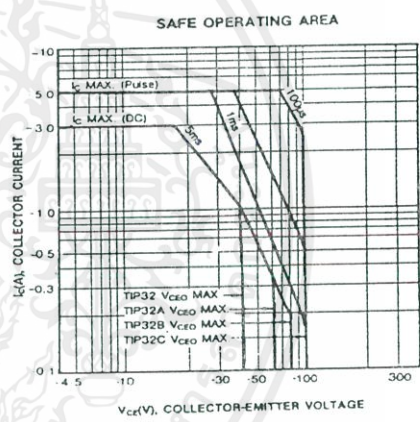
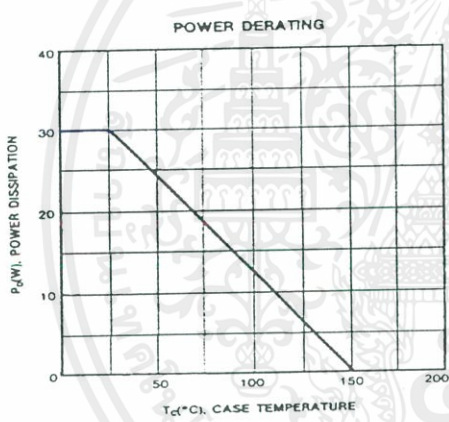
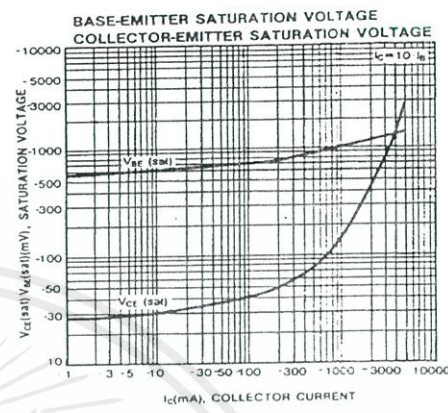
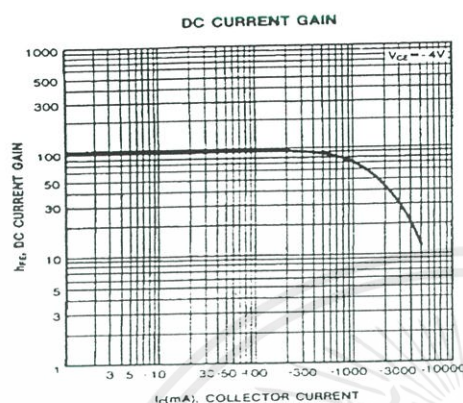
Electrical Characteristics  $T_C=25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

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

\* Pulse Test: PWs300 $\mu\text{s}$ , Duty Cycles2%

Rev. A, February 2000

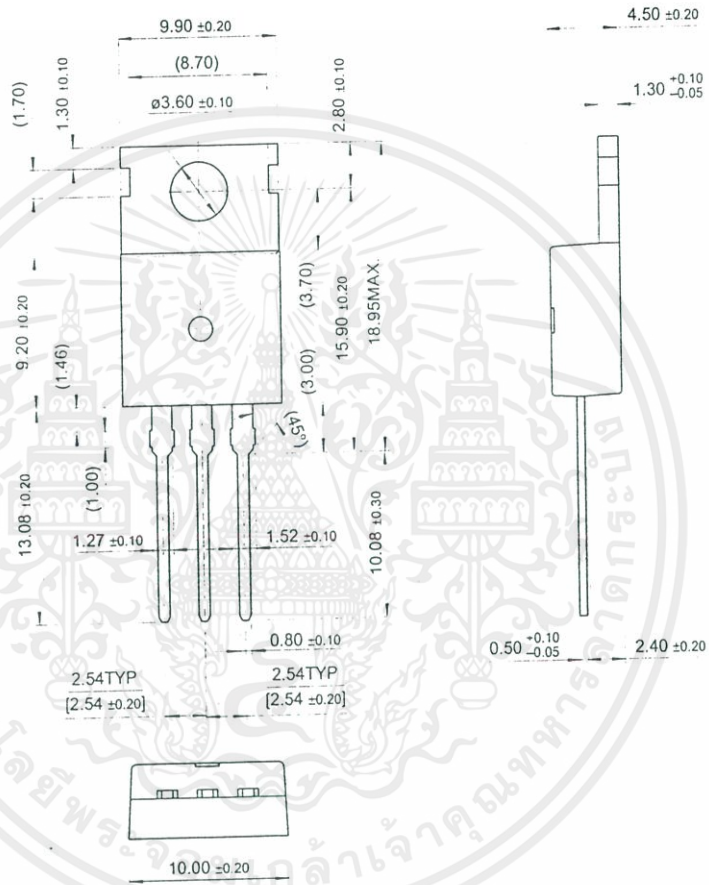
## Typical Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TRADEMARKS

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

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

## DISCLAIMER

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

## LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

### Definition of Terms

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