

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การแก้ค่าตัวประกอบกำลังวงจรเรียงกระแสสามเฟส
Power Factor Correction of Three Phase Rectifier



โดย
นายเทวินทร์ ใจวังโลก
นายธนวัฒน์ สุขเกษม
นายธนัทพงศ์ ปราโมทย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

๒๕๔

๒๕๔

๒๕๔

๒๕๔

เลขหน้.....
เลขทะเบียน..... 34173
วัน, เดือน, ปี..... 6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารของสถาบันฯ ใช้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ผู้ดูแลเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

การแก้ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

Power Factor Correction of Three Phase Rectifier



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

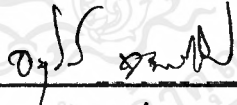
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การแก้ค่าตัวประกอบกำลังวงจรเรียงกระแสตามเฟส


ผู้จัดทำ

1. นายเทวินทร์ ใจวังโลก
2. นายธนวัฒน์ สุขเกษม
3. นายธนัทพงศ์ ปราโมทย์



(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแก้ตัวประกอบกำลังวงจรเรียงกระแสสามเฟส

นายเทวินทร์ ใจวังโลก

นายธนวัฒน์ สุขเกษม

นายธนัทพงศ์ ปราโมทย์

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ปริยญาณิพนธ์เล่มนี้จะเป็นการเสนอแนวทางใหม่ ซึ่งนับเป็นแนวทางหนึ่งในการแก้ค่าตัวประกอบกำลังวงจรเรียงกระแสสามเฟส โดยวิธีการในการแก้ค่าตัวประกอบกำลังโดยวิธีนี้จะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังในวงจรเรียงกระแสสามเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิม 0.70 เป็นประมาณ 0.95 ได้ ซึ่งนับได้ว่าวิธีการนี้ สามารถแก้ค่าตัวประกอบกำลังที่มีประสิทธิภาพวิธีหนึ่ง ในขณะที่ต้นทุนมีราคาถูก อุปกรณ์ในการติดตั้งง่ายสามารถเข้าใจในหลักการได้ง่าย และมีขนาดเล็ก

ในการแก้ค่าตัวประกอบกำลังนี้จะมีการนำสวิตช์มาใช้ในการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง โดยสวิตช์ที่ใช้นี้จะทำงานในลักษณะของ สวิตช์ที่ทำงานในลักษณะแบบสองทิศทาง โดยสวิตช์นี้จะทำงานตามความถี่ปกติที่เราใช้ในสายส่ง โดยทั่วไปคือ 50 Hz และอุปกรณ์ที่ได้นำมาใช้เป็นสวิตช์คือ มอสเฟต(Mosfet) หรือ ไอจีบีที(IGBT) ก็ได้ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันควบคุม และวงจรควบคุมจะทำงานตามแรงดันของสายเพื่อทำการสร้างสัญญาณในการสั่งให้สวิตช์นี้ทำงาน ซึ่งสวิตช์นี้จะทำงานเมื่อมีแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งวิธีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังนี้จะสามารถนำไปใช้ในระบบไฟฟ้าที่แรงดันในสายมีค่า 220 V_{rms} 50 Hz ได้ และสามารถนำไปใช้งานในลักษณะของโหลดกระแสตรงทั่วไปได้ทั้ง โหลด ความต้านทาน และ โหลดความเหนี่ยวนำในวงจรเรียงกระแสสามเฟสได้

Power Factor Correction of Three Phase Rectifier

Taywin Jaiwangloke

Thanawat Sukkasame

Thanatpong Pramote

Anuwat Jangwanitlert Adviser

Asst. Prof. Prapas Prisuwanna

1998

ABSTRACT

This Project presents a new method to improve the power factor of three phase rectifiers . The main feature of the proposed circuit are low cost , small size and simplicity . This method can improve the power factor of three phase rectifiers from 0.70 to 0.95 , so this method has a high efficiency too.

Power factor improvement is achieved with three bi-directional active switches rated at small fraction of total processed power . Switchs that used in this thesis is Mosfet or IGBT . Because the control of these switchs is voltage control , It's easy to control of these switchs . These switch gated at line frequency when zero voltage crossing to improve power factor of the system . This method can use in line voltage $220 V_{rms}$ 50 Hz at load of the system is resistive or inductive.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 เฟสเซอร์	3
2.1 การพิจารณา SINUSIODS ในรูปของเฟสเซอร์	3
2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสไฟฟ้าในรูปเฟสเซอร์	3
2.3 กำลังไฟฟ้าสลับ	7
2.4 กำลังงานจริง และกำลังงานรีแอกทีฟ	8
บทที่ 3 เพาเวอร์แฟคเตอร์	2
3.1 Complex Power	12
3.2 Power factor	14
3.3 แนวความคิดพื้นฐานในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์	15
3.4 ประโยชน์ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์	16
บทที่ 4 วงจรเรียงกระแสสามเฟส และ ไดโอดก้ำกึ่ง	17
4.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟส	17
4.2 ไดโอดก้ำกึ่ง	22
บทที่ 5 ไอจีบีที และ มอสเฟต	27
5.1 ไอจีบีที	27
5.2 มอสเฟต	42
บทที่ 6 การออกแบบวงจรควบคุม	51
6.1 ภาคทริกเกอร์ และวงจรควบคุม	51
6.2 ภาคเพาเวอร์สวิตช์พลาซ	52
6.3 ลักษณะเฉพาะของ TCA 785	52
6.4 หน้าที่การทำงานต่างๆ ของ TCA 785	52

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 ทฤษฎี และหลักการทำงานของการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ในวงจรเรียงกระแสสามเฟส	55
7.1 หลักการ และทฤษฎีของการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	55
7.2 หลักการทำงานของเครื่องแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	56
7.3 สวิตช์ที่ใช้ในการเปิด-ปิด	60
7.4 วงจรควบคุมการทำงานของสวิตช์	60
บทที่ 8 การทดลองและผลการทดลอง	62
8.1 การทดลองโดยใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลองระบบ	62
8.2 ขั้นตอนการทดลองโดยวงจรที่สร้างขึ้น	66
บทสรุปและวิจารณ์	89
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสในตัวต้านทาน	
(a) โดเมนเวลา	4
(b) โดเมนความถี่	4
รูปที่ 2.2 รูปคลื่นของแรงดัน และ กระแส ของตัวต้านทาน	4
รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสในตัวเหนี่ยวนำ	
(a) โดเมนเวลา	5
(b) โดเมนความถี่	5
รูปที่ 2.4 รูปคลื่นแรงดัน และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ	5
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของตัวเก็บประจุ	
(a) โดเมนเวลา	6
(b) โดเมนความถี่	6
รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของตัวเก็บประจุ	6
รูปที่ 2.7 กระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าที่แปรตามเวลา	7
รูปที่ 2.8 กระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานซึ่งขนานกับตัวเหนี่ยวนำ	8
รูปที่ 2.9 กระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าของตัวต้านทาน	9
รูปที่ 2.10 แสดงรูปคลื่นแรงดัน และ กระแส ของตัวเหนี่ยวนำ	9
รูปที่ 2.11 วงจร ไฟฟ้าที่มีความต้านทาน อนุกรมกับตัวเก็บประจุ	10
รูปที่ 3.1 แผนภาพแสดงเฟสเซอร์ของ V_{rms} และ I_{rms}	13
รูปที่ 3.2 แผนภาพ Complex Power	13
รูปที่ 3.3 วงจร Power Factor Correction 1 เฟส	15
รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสครึ่งคลื่น เมื่อ โหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ	18
รูปที่ 4.2 กราฟช่วยในการหาค่ากระแสในกรณี โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ	19
รูปที่ 4.3 วงจรบริดจ์ 3 เฟสและคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ โหลดเป็นตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ	20
รูปที่ 4.4 แสดงช่วงมุมนำกระแสของ ไดโอดรอบ 1 วงจักร	21
รูปที่ 4.5(ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ ฟอสตริ์ โดเวอร์รี ไดโอด	24
รูปที่ 4.5(ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส ของอัลตราฟาสต์ รี โดเวอร์รี ได โอด	24

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.6 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของชอตต์กีไดโอด และกระแสรั่วไหลของชอตต์กีไดโอด	25
รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลย์ค่าความเหนี่ยวนำแฝงและตัวเก็บประจุที่รอยต่อของ ชอตต์กีไดโอด	26
รูปที่ 4.8 แสดงการต่อ R-C สนับเบอร์คร่อมชอตต์กีไดโอดเพื่อป้องกันทรานเซียนต์	26
รูปที่ 5.1(a) ภาพตัดแฉวตั้งของ IGBT	28
รูปที่ 5.1(b) ภาพ โครงสร้างของ IGBT	28
รูปที่ 5.2(a) คุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์ ลักษณะเอาท์พุท	30
รูปที่ 5.2(b) Tranfer Characteristic	30
รูปที่ 5.2(c) สัญลักษณ์ของ IGBT ชนิด N-Channel แบบ MosFET	30
รูปที่ 5.2(d) สัญลักษณ์ของ IGBT ชนิด N-Channel แบบ Transister	30
รูปที่ 5.3 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลขณะนำกระแส	32
รูปที่ 5.4(a) แสดง โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน	34
รูปที่ 5.4(b) วงจรสมมูลย์สำหรับการทำงานสถาปปกติของ IGBT	34
รูปที่ 5.4(c) วงจรสมมูลย์แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ภายใน IGBT	34
รูปที่ 5.5 โครงสร้างที่มีการป้องกันการแลทซ์ใน IGBT	35
รูปที่ 5.6 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันขณะ On	37
รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันขณะ Off	39
รูปที่ 5.8(a) พื้นที่การทำงานปลอดภัยในสภาวะ ไบอัสตรง	40
รูปที่ 5.8(b) พื้นที่การทำงานปลอดภัยในสภาวะ ไบอัสกลับ	40
รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่ม นำกระแสและหยุดนำกระแส	43
รูปที่ 5.10 รูปสัญญาณในการสวิตชิงของมอสเฟต	44
รูปที่ 5.11 ตัวเก็บประจุที่แฝงต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในเพาเวอร์มอสเฟต	45
รูปที่ 5.12(ก) แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส	46
รูปที่ 5.12(ข) ผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของ Power MosFET	46

สารบัญภาพ (ต่อ)

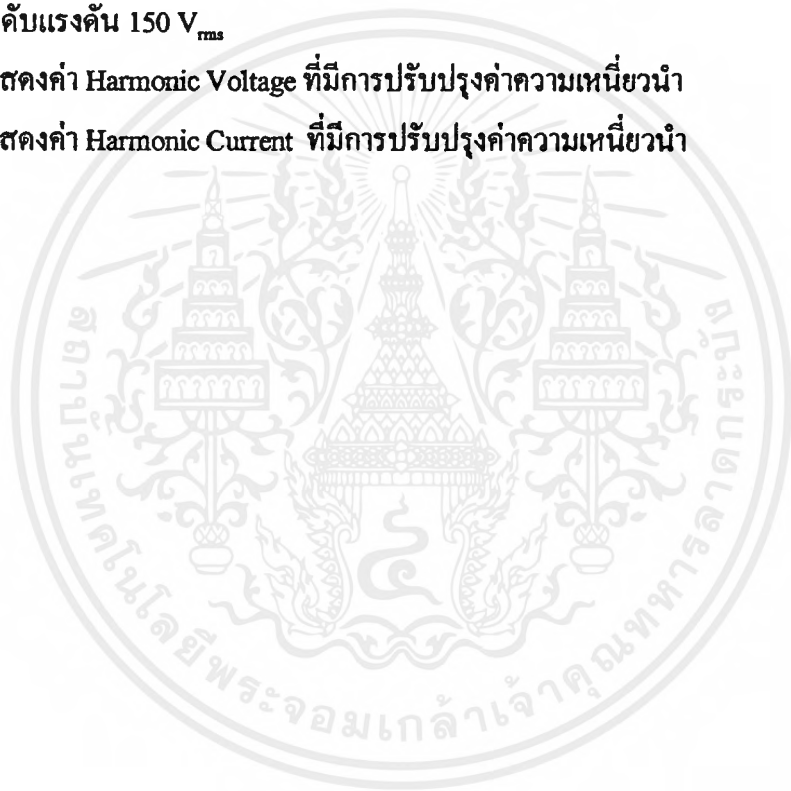
	หน้า
รูปที่ 5.13(ก) แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปอดคภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	48
รูปที่ 5.13(ข) แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปอดคภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	48
รูปที่ 5.14(ก) ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเพาเวอร์มอสเฟต	49
รูปที่ 5.14(ข) ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเพาเวอร์มอสเฟต	49
รูปที่ 5.15(ก) เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์	49
รูปที่ 5.15(ข) เอาท์พุทของเพาเวอร์มอสเฟต	49
รูปที่ 7.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟส	55
รูปที่ 7.2 รูปร่างของกระแสและแรงดันของรูปที่ 7.1	56
รูปที่ 7.3 รูปวงจรเรียงกระแส และสวิทช์แก้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์	56
รูปที่ 7.4 จังหวะการทำงานของสวิทช์	57
รูปที่ 7.5 อธิบายหลักการทำงาน	59
รูปที่ 7.6 รูปการต่อมอสเฟตเข้ากับชุดควบคุม	60
รูปที่ 7.7 รูปแสดงสัญญาณที่ใช้กับตัว มอสเฟต	61
รูปที่ 7.8 การแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง	61
รูปที่ 8.1 รูปวงจรเรียงกระแสสามเฟส	62
รูปที่ 8.2 ผลจากการ Simulation ของวงจรในรูป 8.1	63
รูปที่ 8.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ทำการแก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว	64
รูปที่ 8.4 รูปสัญญาณที่นำไปทำการปิดเปิดสวิทช์	64
รูปที่ 8.5 รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ทำการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	65
รูปที่ 8.6 รูปวงจรจริงที่ต่อตามทฤษฎีโดยเปลี่ยน โหลด R และ R-L	67
รูปที่ 8.7 (a) รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ระดับแรงดัน 30 V _{rms} โหลด R	68
รูปที่ 8.7 (b) รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ระดับแรงดัน 60 V _{rms} โหลด R	68
รูปที่ 8.7 (c) รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ระดับแรงดัน 30 V _{rms} โหลด R	68
รูปที่ 8.8 (a) รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ระดับแรงดัน 30 V _{rms} โหลด R-L	69
รูปที่ 8.8 (b) รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ระดับแรงดัน 60 V _{rms} โหลด R-L	69
รูปที่ 8.8 (c) รูปร่างของกระแสและแรงดันที่ระดับแรงดัน 30 V _{rms} โหลด R-L	69
รูปที่ 8.9 รูปแสดงค่าฮาร์โมนิกของแรงดันของโหลด	71
ที่ระดับแรงดัน 30,60,120 V _{rms}	

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 8.10 รูปแสดงค่า ฮาร์โมนิกของกระแสของโหลด R ที่ระดับแรงดัน 30,60,120 V _{rms}	71
รูปที่ 8.11 แสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของแรงดัน ที่ 30 V _{rms} ของโหลด R และ R-L	72
รูปที่ 8.12 แสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของกระแส ที่ 30 V _{rms} ของโหลด R และ R-L	72
รูปที่ 8.13 แสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของแรงดัน ที่ 120 V _{rms} ของโหลด R และ R-L	73
รูปที่ 8.14 แสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของกระแส ที่ 120 V _{rms} ของโหลด R และ R-L	73
รูปที่ 8.15 รูปวงจรที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว	74
รูปที่ 8.16 รูปส่วนประกอบของวงจรควบคุม	75
รูปที่ 8.17 รูปสัญญาณที่ทำการเปิด-ปิดสวิทช์เมื่อเทียบกับแรงดันในแต่ละเฟสที่เข้ามา	76
รูปที่ 8.18 รูปกระแสที่ไหลผ่านสวิทช์ในช่วงที่มีการเปิด-ปิดสวิทช์ ที่แรงดัน อินพุท 100V _{rms} ตามสัญญาณในรูป 8.17	79
รูปที่ 8.19 รูปลักษณะแรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิทช์ที่แรงดันอินพุท 100 V _{rms} ตามจังหวะการเปิดปิดของสัญญาณในรูป 8.17	79
รูปที่ 8.20 รูปกระแสและแรงดันที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง 30,60,150 V _{rms}	80
รูปที่ 8.21 กราฟแสดงค่าฮาร์โมนิกของแรงดันที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงขึ้น โดยโหลดที่ใช้คือ R และ R-L	81
รูปที่ 8.22 กราฟแสดงค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงขึ้น โดยโหลดที่ใช้คือ R และ R-L	81
รูปที่ 8.23 (a) รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของแรงดัน 100 V _{rms} ก่อนแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	83
รูปที่ 8.23 (b) รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของแรงดัน 100 V _{rms} หลังแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	83
รูปที่ 8.24 (a) รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่ระดับแรงดัน 100 V _{rms} ก่อนแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	83

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 8.24 (b)รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่ระดับแรงดัน 100 V _{rms} หลังแก้ค่าตัวประกอบกำลัง	83
รูปที่ 8.25 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ ที่ระดับแรงดัน 50 V _{rms}	86
รูปที่ 8.26 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ ที่ระดับแรงดัน 150 V _{rms}	86
รูปที่ 8.27 รูปแสดงค่า Harmonic Voltage ที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ	87
รูปที่ 8.28 รูปแสดงค่า Harmonic Current ที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ	88



สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
4.1	ตารางตัวคูณค่ากระแสวงจรครั้งคลื่น	22
6.1	ตารางความกว้างพัลส์	54
8.1	ตารางแสดงค่าที่วัดจากวงจรรูปที่ 8.1	63
8.2	ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่แก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว โดยการจำลองระบบ (Simulation)	65
8.3	ตารางก่อนการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง (โหลด R)	70
8.4	ตารางก่อนการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง (โหลด R-L)	70
8.5	ตารางการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง สับสวิตซ์ 3 เฟส โหลด R	77
8.6	ตารางการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง สับสวิตซ์ 3 เฟส โหลด R-L	78
8.7	ตารางแสดงค่าตัวประกอบกำลังเมื่อคิดค่าคิสตอซันเฟคเตอร์ โหลด R	85
8.8	ตารางแสดงค่าตัวประกอบกำลังเมื่อคิดค่าคิสตอซันเฟคเตอร์ โหลด R-L	85
8.9	ตารางแสดงค่าตัวประกอบกำลังที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ	88

บทที่ 1

บทนำ

พลังงานเป็นปัจจัยสำคัญอย่างหนึ่งในชีวิตประจำวัน ประเทศไทยกำลังมีการเปลี่ยนแปลงจากประเทศกสิกรรมเป็นประเทศอุตสาหกรรม หากผู้ใช้ไฟฟ้าใช้ไฟฟ้าอย่างประหยัดจะช่วยให้ประเทศไทยเรานั้น มีพลังงานไฟฟ้าใช้ไปอีกนาน วิธีการที่จะใช้กระแสไฟฟ้าได้อย่างประหยัด และมีประสิทธิภาพทางหนึ่งนั้น ทางกรไฟฟ้า ทั้งการไฟฟ้าฝ่ายผลิต และการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค จึงได้พยายามทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะสามารถทำได้ สาเหตุที่ต้องทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังนั้นก็เนื่องมาจากการใช้โหลดประเภทที่มีค่าความเหนี่ยวนำ อย่างเช่น หลอดฟลูออเรสเซนต์ โหลดมอเตอร์ ซึ่งโหลดเหล่านี้จะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำลงมาก ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ได้มีค่าต่ำลงมาโดยจะเสียดังกล่าวไปอย่างสูญเปล่า

ความสำคัญ และที่มาของโครงการ

กำลังไฟฟ้าที่เราใช้กันอยู่ สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ กำลังไฟฟ้าจริง (Real power หรือ Active power) ซึ่งมีหน่วยเป็น วัตต์ (Watt) กำลังไฟฟ้าส่วนนี้สามารถเปลี่ยนไปเป็นกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้าได้อย่างสมบูรณ์ และอีกส่วนหนึ่ง เรียกว่า กำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power) ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถทำการเปลี่ยนไปเป็นกำลังไฟฟารูปอื่นได้ มีหน่วยเป็น (VAR) แต่โหลดที่มีการต้องการสนามแม่เหล็กนั้นต้องใช้กำลังไฟฟ้าส่วนนี้ในการสร้างสนามแม่เหล็ก ผลรวมของกำลังไฟฟ้าทั้งสองนี้จะรวมกันเรียกว่า กำลังไฟฟ้าปรากฏที่เรียกว่า (Appearance power) มีหน่วยเป็น โวลต์แอมแปร์ (VA) ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่ทำการจ่ายให้แก่โหลด ซึ่งมาจากผลคูณระหว่างกระแส และแรงดันที่จ่ายให้แก่โหลด อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้าปรากฏ เรียกว่า ค่าตัวประกอบกำลัง หรือที่เรียกว่าค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power factor) เป็นตัวบอกให้ทราบว่าการณ์ไฟฟ้าต่างๆ มีการใช้กำลังไฟฟ้าจริง ต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ เป็นอย่างไร ถ้าระบบไฟฟ้าใดมีค่า Power factor สูงจะแสดงว่าระบบไฟฟ้านั้นมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ระบบที่มีค่า Power factor ต่ำกว่า

อุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ นั้นต้องการการชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนนี้ จากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต่างๆ ซึ่งจะมีการชดเชยอยู่ 2 ลักษณะ คือ การใช้เครื่องจักรซิงโครนัส (Synchronous machine) และคาปาซิเตอร์ (Capacitor) วิธีการในการที่จะทำการติดตั้งคาปาซิเตอร์ เข้าไปจะเป็นวิธีการที่ประหยัดที่สุด และยิ่งเหมาะสมที่มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำๆ ได้ดีมาก

ระบบไฟฟ้ากระแสตรงก็นับเป็นระบบไฟฟ้าที่มีความสำคัญอย่างหนึ่ง ซึ่งเป็นระบบที่มีเสถียรภาพดีระบบหนึ่ง ซึ่งเป็นระบบที่มีเสถียรภาพดีกว่าระบบไฟฟ้า 3 เฟส แต่ก็มีข้อเสียอย่างหนึ่งคือ ค่ากำลังไฟฟ้านั้นจะมีค่าต่ำกว่าระบบไฟฟ้า 3 เฟส ดังนั้นการที่จะทำให้ระบบไฟฟ้ากระแสตรงมีกำลังไฟฟ้ามากยิ่งขึ้นก็จะทำให้ระบบไฟฟ้ากระแสตรงมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น วิธีหนึ่งที่จะทำให้ระบบไฟฟ้ามีค่ามากยิ่งขึ้นนั่นก็คือ วิธีการติดตั้งค่าตัวเก็บประจุเข้าไปในระบบ เพื่อทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง เพราะเป็นวิธีที่ประหยัดที่สุด แต่ถ้าจะทำให้มีค่าประสิทธิภาพดีที่สุดจะต้องทำการชดเชย ณ จุดที่เหมาะสม ก็ต้องเป็นจุดที่กระแส และแรงดันมีค่าตรงกันที่สุด ซึ่งปกติโหลดเหนี่ยวนำจะทำให้กระแสตามหลังแรงดันอยู่ เป็นมุมต่างๆ

ดังนั้นการที่จะทำให้กระแสมีการ inphase กับแรงดันมากที่สุด โดยในการทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังใน โปรเจกต์นี้จะอาศัยวิธีการในการสับสวิชต์ทำให้กระแสมีค่าตรงกับแรงดันได้มากที่สุด โดยอาศัยหลักการทำงานของอุปกรณ์ทาง เพาเวอร์ อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ไอจีบีที (IGBT) , มอสเฟตกำลัง (Power mosfet) , ไดโอดกำลัง (Power Diode) ฯลฯ ซึ่งจะอาศัยหลักการ และทฤษฎีดังที่จะกล่าวไว้ในรายงานฉบับนี้ ซึ่งในอนาคตอาจเป็นวิธีการหนึ่งที่ประหยัด และทำให้ระบบไฟฟ้ากระแสตรงมีค่ากำลังไฟฟ้ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะอาศัยหลักการว่าถ้าอินพุท (Input) มีค่ากำลังไฟฟ้ามากขึ้น โดยการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง จะทำให้เอาต์พุท (Output) มีค่ากำลังไฟฟ้าดีขึ้นตามไปด้วย

บทที่ 2

เฟสเซอร์

2.1 การพิจารณา SINUSODIALS ในรูปของเฟสเซอร์

พิจารณาแรงดันไฟฟ้ารูป Sine ดังสมการนี้

$$v = v_m \cos(\omega t + \theta) \quad (2.1)$$

โดยเราทราบ ค่าของขนาดแรงดันไฟฟ้าเป็น v_m และทราบค่าความถี่ ω และ เฟส θ จาก การ ทราบค่าเหล่านี้ เราสามารถแสดงเป็นในรูป COMPLEX NUMBER ได้ดังนี้

$$v = v_m e^{j\theta} = v_m \angle \theta \quad (2.2)$$

เรานิยามการเขียนแทนในสัญลักษณ์นี้ว่าเป็น เฟสเซอร์ของแรงดันไฟฟ้า และจะใช้ สัญลักษณ์ เป็นตัวพิมพ์ใหญ่

เราสามารถแสดงที่มาของแนวความคิดนี้โดยการใช้ EULER ' FORMULAR คือ

$$v_m \cos(\omega t + \theta) = \text{Re}(V_m e^{j\theta} e^{j\omega t}) \quad (2.3)$$

ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่า

$$V = \text{Re}(v e^{j\omega t}) \quad (2.4)$$

ถึงแม้ว่าปริมาณของไฟฟ้าสลับ เราสามารถที่จะเขียนด้วยรูปคลื่นได้ก็ตาม แต่วิธีดังกล่าวนี้ ไม่ค่อยสะดวกเท่าไรนักเมื่อนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจร ยิ่งกว่านั้น ถ้าหากว่าวงจรประกอบด้วย ปริมาณหลายๆปริมาณด้วยแล้ว จะยิ่งทำให้ยุ่งยากในการแยกแยะปริมาณต่างๆ ที่มีความสัมพันธ์ ต่อกันด้วย ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้เราจะใช้เฟสเซอร์โคจรในการเขียนแทนปริมาณไฟฟ้า กระแสสลับ

2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าในรูปของเฟสเซอร์

เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ ระหว่าง เฟสเซอร์แรงดันไฟฟ้า และ เฟสเซอร์กระแสไฟฟ้า ของอุปกรณ์ 3 ชนิดในวงจรไฟฟ้า คือ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุได้ดังนี้

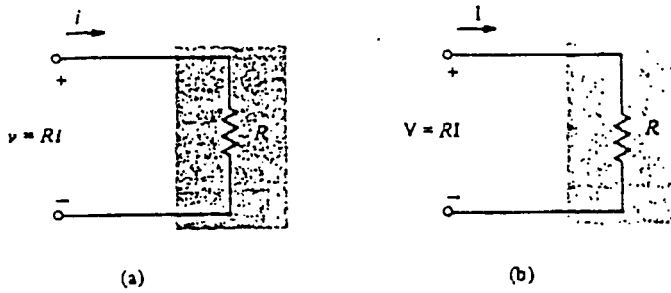
2.2.1 การพิจารณาวงจรที่มีตัวต้านทาน

ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้า ในรูปโดเมนเวลา คือ

$$V = Ri \quad (2.5)$$

และ ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้า ในรูปโดเมนความถี่

$$V = Ri \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของตัวต้านทาน

(a) , (b) เฟสเซอร์โดเมนเวลา หรือ โดเมนความถี่

และกราฟแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างเฟส ของแรงดันและกระแสไฟฟ้าได้ดังในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของตัวต้านทาน

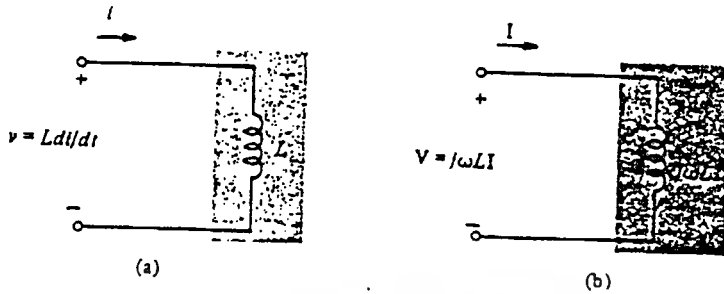
2.2.2 การพิจารณาวงจรที่มี ตัวเหนี่ยวนำ

ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันไฟฟ้า และ กระแสไฟฟ้า ในรูปโดเมนเวลา คือ

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (2.7)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันไฟฟ้า และ กระแสไฟฟ้า ในรูปโดเมนความถี่ คือ

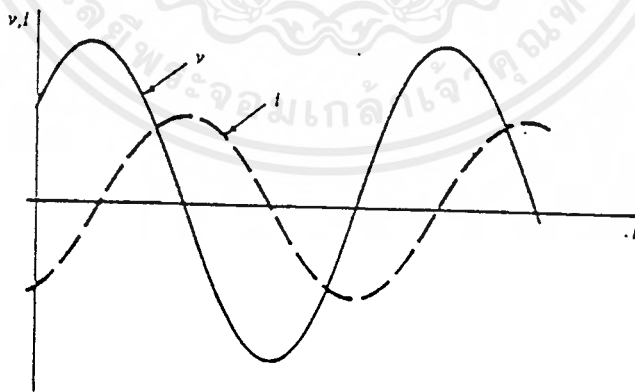
$$V = j\omega Li \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของตัวเหนี่ยวนำ

(a) โดเมนเวลา , (b) เฟสเซอร์ หรือ โดเมนความถี่

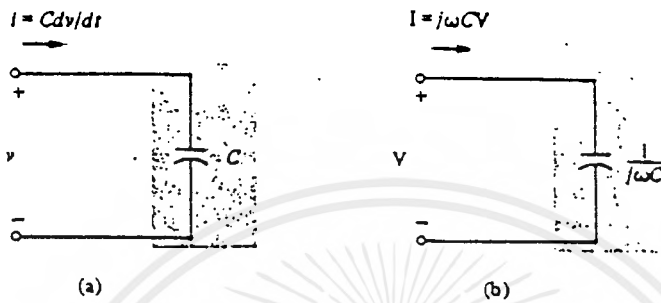
และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของ แรงดัน ไฟฟ้า และ กระแส ไฟฟ้าแสดงได้ดัง
ต่อไปนี้



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 การพิจารณาวงจรที่มีตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของตัวเก็บประจุ

(a) โดเมนเวลา (b) เฟสเซอร์หรือโดเมนความถี่

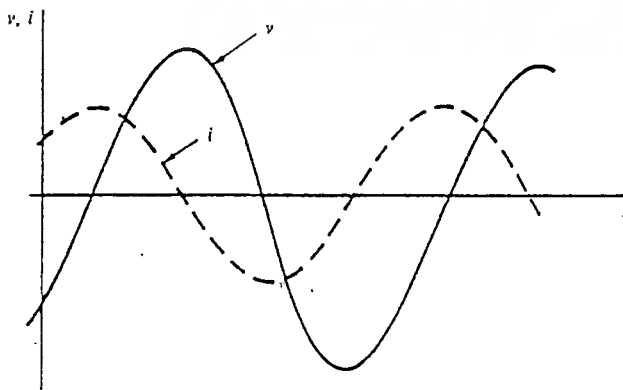
ความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสไฟฟ้า และ แรงดันไฟฟ้า ในรูปของโดเมนเวลาคือ

$$i = C \, dv/dt \quad (2.9)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันไฟฟ้า และ กระแสไฟฟ้า ในรูปโดเมนความถี่คือ

$$V = I/j\omega C \quad (2.10)$$

และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของ แรงดันไฟฟ้า และ กระแสไฟฟ้าได้ดังนี้



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 กำลังไฟฟ้าสลับ

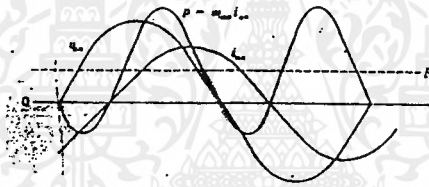
กำลังไฟฟ้า คือ การเปลี่ยนแปลงของพลังงานไฟฟ้าต่อเวลา กำลังไฟฟ้าขณะใดขณะหนึ่ง เป็นผลคูณของ กระแส และ แรงดัน ในเวลานั้นสมมติกำหนดให้มีโหลดมีปลายขั้วเป็น a และ n สมการของแรงดันและกระแสคร่อมโหลดเป็น

$$V_{an} = V_{\max} \cos \omega t \text{ และ } i_{an} = I_{\max} \cos (\omega t - \theta) \quad (2.11)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งจึงเป็น

$$P = V_{an} * i_{an} = V_{\max} I_{\max} \cos \omega t \cos (\omega t - \theta) \quad (2.12)$$

ค่ามุม θ มีค่าเป็นบวกเมื่อ กระแส ตามหลัง(lag) แรงดัน และจะเป็น ลบเมื่อกระแส นำหน้า (lead) แรงดัน



รูปที่ 2.7 กระแส, แรงดัน และ กำลังไฟฟ้าแปรตามเวลา

ค่า P มีทั้งบวกและลบ ค่า P ที่เป็นบวกแสดงว่ากำลังไฟฟ้าถูกดึงเข้าไปยังส่วนของระบบไฟฟ้าระหว่างจุด a และ n แต่ค่า P ลบ แสดงว่ากำลังไฟฟ้าถูกส่งออกมาจากส่วนของระบบไฟฟ้าระหว่างจุด a และ n

ในกรณีที่ระหว่างจุด a และ n เป็นค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวกำลังไฟฟ้าจะมีค่าเป็นบวกเพียงอย่างเดียวแต่ถ้าระหว่างจุด a และ n เป็นค่าตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุค่า P จะเป็นค่าบวกและลบเท่ากันกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยจึงเป็นศูนย์

โดยการใช้วิธีทางตรีโกณมิติ สมการที่ จะกลายเป็น

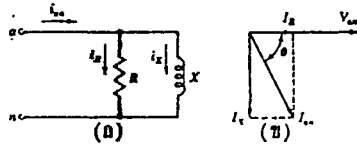
$$P = V_{\max} * I_{\max} \cos(1 + \cos 2\omega t) / 2 + V_{\max} * I_{\max} \sin \theta \sin 2\omega t / 2 \quad (2.13)$$

$$\text{ค่า } V_{\max} * I_{\max} / 2 = [V_{an}][I_{an}]$$

$$= V * i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 กำลังงานจริงและกำลังงานรีแอกทีฟ



รูปที่ 2.8 กระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานซึ่งขนานกับตัวเหนี่ยวนำ

พิจารณารูปที่ 2.8 (ก) จะเห็นว่าระหว่างจุด a และ n มีตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำต่อขนานกันอยู่ กระแสจึงแยกเป็น i และ i ส่วนในรูปที่ 2.8(ข) แสดงเฟสเซอร์ของกระแสต่างๆและแรงดัน V

$$[I_R] = [I_m] \cos\theta$$

ถ้าค่าสูงสุด i_m เป็น I_{max} จะได้ว่าค่าสูงสุดของ i_R เป็น $I_{max} \cos\theta$ ถ้ากำหนดให้

$$V_{an} = V_{max} \cos\omega t$$

เราทราบว่า i_R ต้องมีมุมเดียวกับ V_{an}

$$i_R = I_{max} \cos\theta \cos\omega t$$

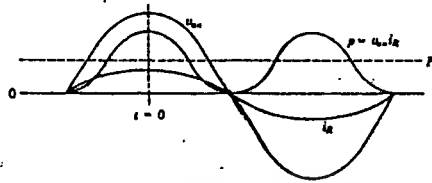
และเราทราบว่า i_X ตามหลัง $V_{an} = 90$

ค่า สูงสุด i_X เป็น $I_{max} \sin$

กำลังไฟฟ้าที่ R มีค่า

$$\begin{aligned} V_{an} i_R &= V_{max} I_{max} \cos\theta \cos^2 \omega t \\ &= V_{max} I_{max} \cos(1 + \cos 2\omega t) / 2 \end{aligned} \quad (2.14)$$

ซึ่งเหมือนกับเทอมที่หนึ่งของสมการที่ 2.13 รูปคลื่นของกระแสแรงดัน และกำลังไฟฟ้าของ R ดังรูปที่ 2.9

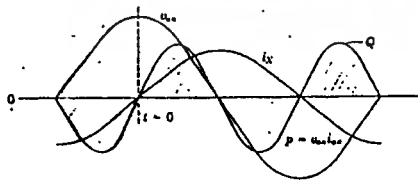


รูปที่ 2.9 กระแส แรงดัน และ กำลังไฟฟ้าของ R

กำลังไฟฟ้าที่ X มีค่า

$$\begin{aligned} V_{\text{an}} I_X &= V_{\text{max}} I_{\text{max}} \sin\theta \sin\omega t \cos\omega t \\ &= V_{\text{max}} I_{\text{max}} \sin\theta \sin 2\omega t / 2 \end{aligned} \quad (2.15)$$

เป็นกำลังไฟฟ้าชั่วขณะหนึ่งที่ตัวเหนี่ยวนำซึ่งเหมือนกับเทอมที่สองในสมการที่ 2.13 รูปคลื่นของ V_{an}, i_X และ V_{an}, i_X เป็นไปดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงรูปคลื่น

เมื่อพิจารณาเทอมแรกของสมการที่ 2.13 และรูปที่ 2.9 แล้วจะเห็นว่ามีค่าที่เป็นบวกเสมอ และมีค่าเฉลี่ยเป็น

$$P = V_{\max} * I_{\max} \cos \theta / 2 \quad (2.16)$$

ถ้าแทนค่ากระแสและแรงดันเป็นค่า RMS ในสมการที่ 2.16

$$P = V * I \cos \theta \quad (2.17)$$

ค่า กำลังซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยมีชื่อว่า กำลังงานจริง มีหน่วยเป็น วัตต์(Watt)

ค่า $\cos \theta$ (POWER FACTOR) เรียกว่า ค่าตัวประกอบกำลัง ในวงจรเหนี่ยวนำมีตัวประกอบกำลังแบบตามส่วนความจุไฟฟ้ามีตัวประกอบกำลังแบบนำ

พิจารณาเทอมที่ 2 ของสมการ 2.13 และรูปที่ 2.10 จะเห็นว่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยมีค่าเป็นศูนย์ ค่ากำลังไฟฟ้าชั่วขณะของ X เรียกว่า กำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะค่าสูงสุดของกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะ เรียกว่า ค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟ ใช้อักษรย่อว่า Q

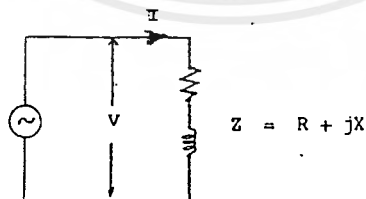
$$Q = V_{\max} I_{\max} \sin \theta / 2 \quad (2.18)$$

หรือ
$$Q = VI \sin \theta \quad (2.19)$$

จากสมการที่ 2.17 และ 2.19

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{(VI \cos \theta)^2 + (VI \sin \theta)^2} = VI$$

สำหรับวงจรไฟฟ้าที่มี $Z = R + jX$ ดังในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรไฟฟ้าที่มี R อนุกรมกับ X

สามารถแทนค่า V ในสมการที่ 2.18 ด้วย IZ ได้ ดังนั้นจะได้สมการเป็น

$$P = VI \cos \theta = I^2 Z \cos \theta = I^2 R \quad (2.20)$$

ถ้าแทนค่า V ในสมการที่ 2.19 จะได้

$$Q = VI \sin \theta = I^2 Z \sin \theta = I^2 X \quad (2.21)$$

S คือ กำลังไฟฟ้าเชิงซ้อน หรือกำลังไฟฟ้าปรากฏ

ถ้าสมมติว่าแรงดันคร่อมโหลดเป็น $V = [V] \angle \alpha$

และกระแสผ่านโหลดมีค่า $I = [I] \angle \alpha$

$$S = V \cdot I = V \angle \alpha \cdot I \angle -\beta = [V][I] \angle \alpha - \beta$$

$$S = [V][I] \cos(\alpha - \beta) + j[V][I] \sin(\alpha - \beta)$$

ค่า $\alpha - \beta$ ก็คือ θ ในสมการที่ 2.18 และ 2.19

ดังนั้น $S = P + jQ$

ค่า Q เป็นบวกเมื่อ $\alpha - \beta$ เป็นบวก คือ กระแสตามแรงดัน และค่า Q เป็นลบเมื่อค่า $\alpha - \beta$ เป็นลบ คือ กระแสนำแรงดัน

ตัวเก็บประจุเปรียบเสมือนตัวที่สร้างกำลังไฟฟารีแอกทีฟให้เข้าสู่ระบบไฟฟ้าหรืออาจคิดได้ว่าเป็นตัวรับค่ากำลังรีแอกทีฟที่มีค่าเป็นลบเข้าสู่ตัวมัน ระบบไฟฟ้าที่มีตัวเก็บประจุนานกับตัวเหนี่ยวนำ ค่ากำลังรีแอกทีฟที่ออกมาจากระบบจะมีค่าน้อยกว่าระบบที่มีแต่ตัวเหนี่ยวนำอย่างเดียว

ค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟที่ต้องจ่ายให้กับตัวเหนี่ยวนำในระบบไฟฟ้า ได้มาจากการผลิตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ดังนั้นกำลังรีแอกทีฟจึงมีอยู่อย่างจำกัด มีวิธีที่จะทำให้มีกำลังไฟฟารีแอกทีฟจ่ายให้กับตัวเหนี่ยวนำอย่างเพียงพอซึ่งถ้าค่ากำลังของตัวเก็บประจุแล้วอาจทำให้กำลังไฟฟารีแอกทีฟรวมของระบบเป็นศูนย์ได้

บทที่ 3

เพาเวอร์แฟกเตอร์

3.1 COMPLEX POWER

เราจะมาพิจารณา COMPLEX POWER ในวงจร AC STEADY STATE ซึ่งมีประโยชน์ในการหาค่าและทำการปรับปรุ้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ จากเฟสเซอร์ของศักดาและกระแส คือ

$$V = V_m e^{j\phi}$$

$$I = I_m e^{j\phi}$$

เฟสเซอร์ในรูป RMS ของทั้งสองปริมาณนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$V = V_{rms} \sqrt{2}$$

$$I = I_{rms} \sqrt{2}$$

ซึ่งเราสามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยได้ดังนี้

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos\theta = \operatorname{Re}(V_{rms} I_{rms}^* e^{j\phi})$$

ดังนั้น

$$P = \operatorname{Re}(V_{rms} I_{rms}^*)$$

ผลคูณของ ค่า RMS คือ COMPLEX POWER และ ส่วนค่าจริงของมันคือ กำลังงานเฉลี่ย สำหรับ COMPLEX POWER เราจะใช้สัญลักษณ์ S ดังนั้นเราจะได้

$$S = V_{rms} I_{rms}^* = P + jQ$$

โดย Q คือ Reactive Power และเราได้กำหนดค่าหน่วย เป็น VAR เพื่อให้แตกต่างจาก WATT เราจะได้ค่า ของ COMPLEX POWER เป็น

$$[S] = [V_{rms} I_{rms}^*] = V_{rms} I_{rms}$$

ซึ่งเท่ากับเรากำลังปรากฏ และเราจะได้ว่า

$$Q = \operatorname{Im} s = V_{rms} I_{rms} \sin\theta$$

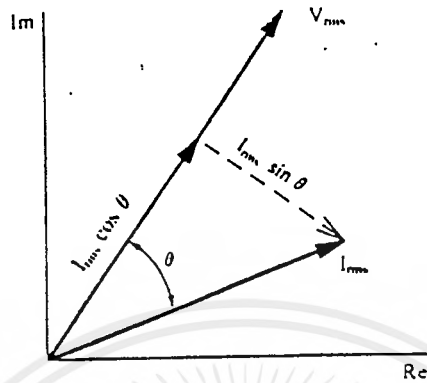
สำหรับ Impedance(Z) เรารู้ว่า $\sin\theta = \operatorname{Im} z / |z|$ ดังนั้น

$$Q = V_{rms} I_{rms} \operatorname{Im} z / |z|$$

$$Q = I_{rms}^2 \operatorname{Im} z / |z|^2$$

แผนภาพเฟสเซอร์ของ V_{rms} และ I_{rms} ได้แสดงดังในรูปที่ 3.1 เราจะเห็นว่าเฟสเซอร์ของกระแสสามารถแตกออกเป็น 2 องค์ประกอบ โดยองค์ประกอบ $I_{rms} \cos\theta$ จะอยู่ในเฟสเดียวกับ V_{rms} ซึ่งจะก่อให้เกิด Real power : P ส่วนองค์ประกอบ $I_{rms} \sin\theta$ จะอยู่ทำมุม 90 องศา กับเฟสของ V_{rms} ซึ่งจะก่อให้เกิด Reactive Power : Q

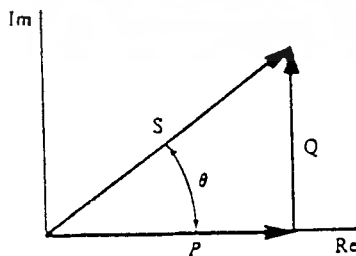
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 แผนภาพเฟสเซอร์ของ V_{rms} และ I_{rms}

อย่างไรก็ตามเรามักจะพิจารณา Complex Power ในรูปแผนภาพดังในรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถแสดง Inductive Load (lagging Pf) : ($0 < \theta < 90$) Q มีค่าเป็นบวกและ S อยู่ในควอดแดรนต์ที่ 1 และสำหรับ Capacitive Load (leading Pf) : ($-90 < \theta < 0$) Q มีค่าเป็นลบและ S อยู่ในควอดแดรนต์ที่ 4 และเราจะได้ว่าค่ามุมมีค่าดังนี้

$$\theta = \tan^{-1}[Q/P]$$



รูปที่ 3.2 แผนภาพของ Complex Power

มาลองพิจารณา Complex Power ที่วงจรที่มี load 2 ตัวคือ อิมพีแดนซ์ Z1 และ Z2 ดังแสดง ใน รูปที่ 3.3 Complex Power ที่จ่ายให้กับอิมพีแดนซ์ทั้ง 2 ตัวนี้ หาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} S &= V_{rms} I_{rms}^* = V_{rms} (I_{1rms} + I_{2rms})^* \\ &= V_{rms} I_{1rms}^* + V_{rms} I_{2rms}^* \end{aligned}$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่า Complex power ที่จะจ่ายให้กับอิมพีแดนซ์ทั้งคู่ คือ ผลรวมของแต่ละอันที่เป็นอิสระจากกัน หลักการนี้เรียกว่า Conservation of Complex power

3.2 Power Factor

ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับ Load ใน วงจร AC Steady State มีค่าดังนี้

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos\theta$$

กล่าวคือกำลังไฟฟ้า จะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่า rms ของแรงดันไฟฟ้า และค่า rms ของกระแสไฟฟ้า และค่า cosine ของมุมระหว่างเฟสเซอร์ของแรงดันไฟฟ้า และ กระแสไฟฟ้า ซึ่งในทางปฏิบัติแล้ว ค่า rms ของแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้า สามารถทำการวัดได้ง่าย และผลคูณของทั้งสองค่านี้เรียกว่า Apparent Power ซึ่งมีหน่วย VA

อัตราส่วนของ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย ต่อ Apparent Power เราจะนิยามเป็น Power factor และใช้สัญลักษณ์เป็น Pf ได้ว่า

$$PF = P/V_{rms} I_{rms} = \cos\theta$$

ซึ่งเราจะเห็นว่า ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ไม่มีหน่วย และค่า θ นี้เรามักเรียกว่า Pf angle ซึ่งจะเป็นมุมเดียวกันกับมุมของอิมพีแดนซ์ Load

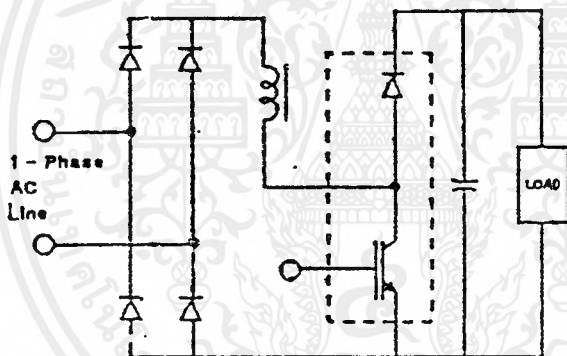
ในกรณีที่ Load เป็นค่า Resistance อย่างเดียวแรงดันไฟฟ้า และ กระแสไฟฟ้าจะอยู่ในเฟสเดียวกัน ดังนั้นจะได้ว่า ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือค่ากำลังเฉลี่ย และ Apparent Power จะมีค่าเท่ากัน วงจรที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เท่ากับ 1 นี้สามารถมี ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุได้ถ้าค่า Reactance ทั้ง 2 ค่านี้สามารถหักล้างกันได้หมด

ในวงจรที่มีค่ามุมอยู่ระหว่าง -90 และ 0 องศา ประกอบขึ้นจากตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ และสำหรับวงจรที่มีค่ามุมอยู่ระหว่าง 0 และ 90 องศาจะประกอบขึ้นจากตัวต้านทาน และ ตัวเหนี่ยวนำ โดยพิจารณาจากเฟสของกระแสไฟฟ้าเทียบกับเฟสของแรงดันไฟฟ้า โดย Load ที่เป็นตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ เรียกว่า leading PF ส่วน Load ที่เป็นตัวต้านทาน และ ตัวเหนี่ยวนำ เราเรียกว่า lagging PF

3.3 แนวความคิดพื้นฐานของการปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์

ในระบบส่งกำลังไฟฟ้าโดยทั่วไป จะเห็นได้ว่าจะปรากฏเป็น อินดักทีฟโหลดเสมอ ดังนั้น กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในระบบส่งกำลังไฟฟ้าจึง ถ้าหลังหรือตามแรงดันไฟฟ้าเสมอ ซึ่งถ้ากระแสไฟฟ้าตามหลังแรงดันเพียงเล็กน้อยก็ไม่มีปัญหาอะไรมากนัก แต่ถ้ามุมของกระแสไฟฟ้าตามแรงดันไฟฟ้ามากๆ จะทำให้ประสิทธิภาพของระบบไฟฟ้าลดลงเพราะค่ากำลังไฟฟ้าที่สามารถนำไปใช้ได้จะน้อยกว่าค่ากำลังไฟฟ้าที่ให้กับระบบไฟฟ้า

แนวทางในการแก้ไขค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยส่วนใหญ่ในระบบสายส่งกำลังไฟฟ้าจะเป็น โหลดอินดักทีฟฉะนั้นการแก้ไขค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในระบบก็คือการต่อตัวเก็บประจุเข้าไป อีกวิธีคือการต่อวงจร Power Factor Correction ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ทำงานโดยปรับความกว้างของ สัญญาณพัลส์



รูปที่ 3.3 วงจร POWER FACTOR CORRECTION -1 ϕ

3.4 ประโยชน์ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

ข้อดีในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ เนื่องจาก

1. เครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยปกติแล้วมีพิกัด 0.8 แต่ถ้าในกรณีที่ค่า Pf มีค่าต่ำกว่า 0.8 ค่าเอาท์พุทของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก็จะน้อยกว่าปกติ ซึ่งจะทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าไม่สามารถจ่ายโหลดได้เต็มพิกัด เพราะค่า PF ที่ต่ำจะมีผลในการลดอำนาจสนามแม่เหล็กในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า
2. การคงค่าแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ค่า Pf เท่ากับ 1 การคงค่าแรงดันไฟฟ้าจะมีค่าประมาณ 25% แต่ถ้า PF 0.8 การคงค่าแรงดันจะมีค่าประมาณ 40 %

3. กระแสที่ไหลผ่านโหลดโดยที่มีค่า PF ต่ำ จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าตกในสายส่งมากกว่าในกรณีที่มีค่า PF สูงกว่า

4. ตัวเก็บประจุ หรือ ชิง โครนีสมอร์เตอร์ที่ใช้ติดตั้งเพื่อปรับปรุงค่า PF นี้จะช่วยจ่ายกระแสสร้างอำนาจแม่เหล็กสำหรับมอเตอร์และหม้อแปลง ซึ่งจะช่วยให้ระบบไฟฟ้าจ่ายกระแสไฟฟ้าลดลง จะช่วยเพิ่มขนาดของระบบมากขึ้น

3.5 ข้อดีของการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

1. ทำให้ขยายโหลดได้มากขึ้น กล่าวคือ เมื่อทำการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์แล้วจะทำให้กระแสที่ไหลไปยังโหลดที่ทำการปรับปรุงค่า PF ลดลงทำให้สามารถเพิ่มโหลดได้อีกมากกว่าในกรณีที่ไม่ได้ทำการปรับปรุงค่า PF

2. ปรับปรุงแรงดันไฟฟ้า คือจะทำให้ลดค่ากำลังรีแอกทีฟที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าซึ่งจะทำให้ลดค่าแรงดันไฟ ตกลงได้ด้วย

3. ลดกำลังสูญเสียในระบบ คือการปรับปรุงค่า PF จะทำให้ลดค่ากระแสในระบบไฟฟ้าลง นั่นคือการลดค่ากำลังสูญเสียในระบบเพราะกำลังงานที่สูญเสียในระบบเป็นค่ากำลังสองของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในระบบไฟฟ้า

4. ลดการสูญเสียในหม้อแปลงกำลังงานที่สูญเสียในหม้อแปลง แบ่งได้เป็นสองส่วนคือ กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก และ กำลังงานสูญเสียในขดลวด กำลังงานที่สูญเสียในแกนเหล็ก เท่ากับกำลังงานที่หม้อแปลงดึงจากแหล่งจ่ายไฟตอนไม่มีโหลด ส่วนกำลังงานสูญเสียในขดลวด จะแปรโดยตรงกับค่ากำลังสองของกระแสไหลในขดลวด

บทที่ 4

วงจรเรียงกระแส 3 เฟส และไดโอดก้ำล่าง

4.1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส

วงจรเรียงกระแส 3 เฟส แบ่งออกเป็น 2 วงจร คือ

4.1.1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสครึ่งคลื่น

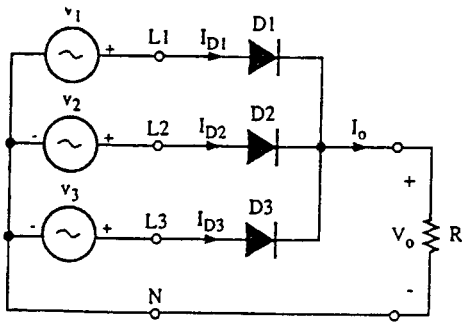
เป็นวงจรที่ประกอบไปด้วย ไดโอด 3 ตัวคือ D1 ,D2, D3 ต่อเข้ากับสายของแหล่งจ่าย L1 , L2 ,L3 ตามลำดับ ดังแสดงในรูป 4.1(a) ไดโอดแต่ละตัวทำหน้าที่แปลงไฟสลับครึ่งวัฏจักรบวกของแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส มาเรียงเป็นไฟตรงดังนั้นจึงเกิดรูปคลื่นแรงดันจำนวน 3 ลูกใน 1 วัฏจักร ดังแสดงในรูป 4.1 (b) สำหรับขั้วนิวตรอนของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ต่อเข้ากับขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟสลับ เพื่อเป็นทางเดินของกระแสจากโหลดไปยังแหล่งจ่ายไฟไดโอดแต่ละตัวจะนำกระแสตัวละ 120 องศาคือ

ไดโอด D1 นำกระแสที่มุม 30-150 องศา

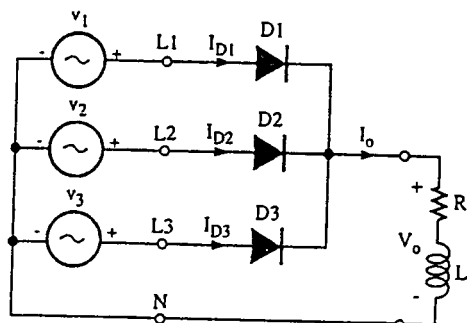
ไดโอด D2 นำกระแสที่มุม 150-270 องศา

ไดโอด D3 นำกระแสที่มุม 270-30 องศา

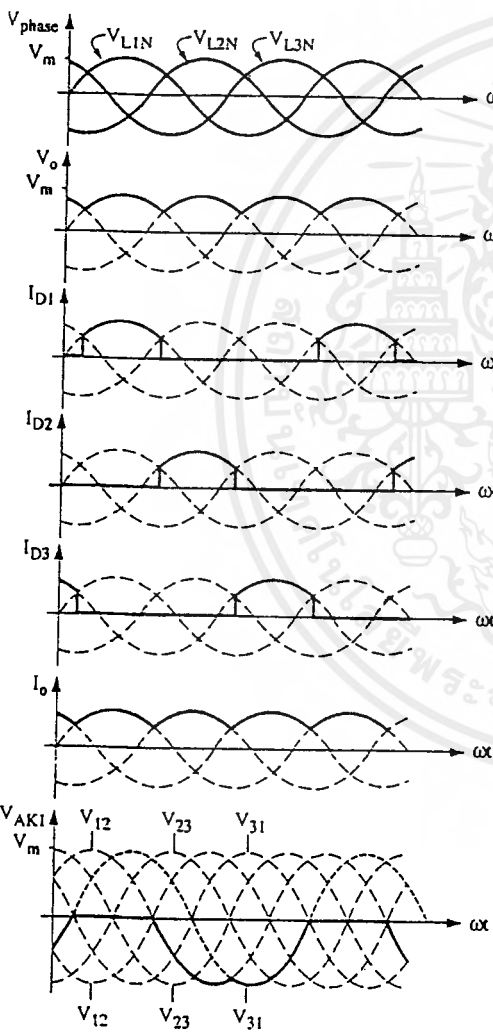
วงจรในรูป 4.1 (a),(c) จะเห็นว่า ไม่ว่าโหลดของวงจรจะเป็นตัวต้านทานหรือจะเป็นตัวเหนี่ยวนำ หรือจะเป็นทั้งตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทาน รูปคลื่นของแรงดันตกคร่อมโหลดก็ยังคงเหมือนเดิมทุกกรณี แต่รูปคลื่นของกระแสเท่านั้นที่แตกต่างกัน กล่าวคือกระแสผ่านไดโอดในวงจรที่โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำจะเรียบกว่าโหลดตัวต้านทาน เพราะตัวเหนี่ยวนำจะลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในวงจรตามธรรมชาติ อย่างไรก็ตามไดโอดแต่ละตัวยังคงนำกระแส 120 องศาเช่นเดิม



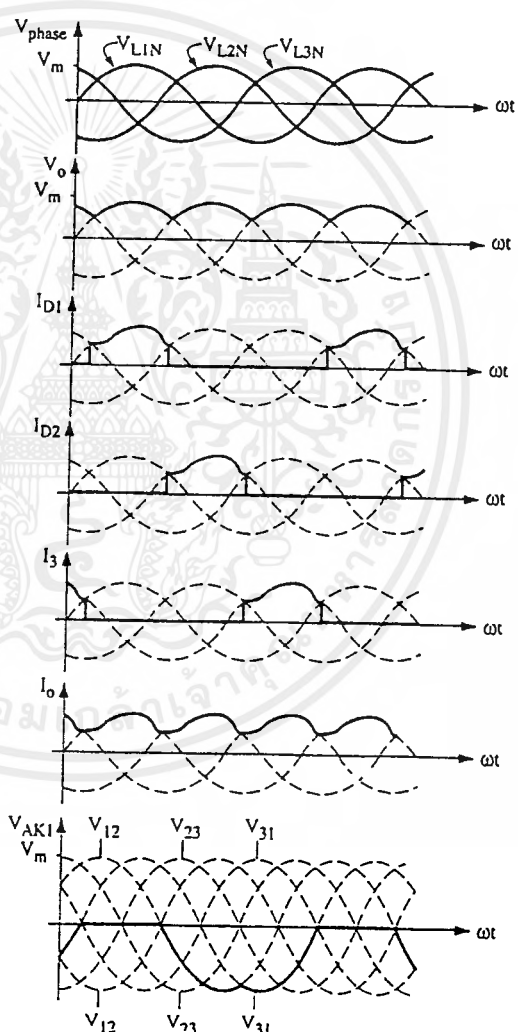
(a) วงจรเมื่อโหลดตัวต้านทาน



(c) วงจรเมื่อโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ



(b) รูปคลื่นส่วนต่าง ๆ ของวงจร



(d) รูปคลื่นส่วนต่าง ๆ ของวงจร

รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสครึ่งคลื่นเมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำและต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

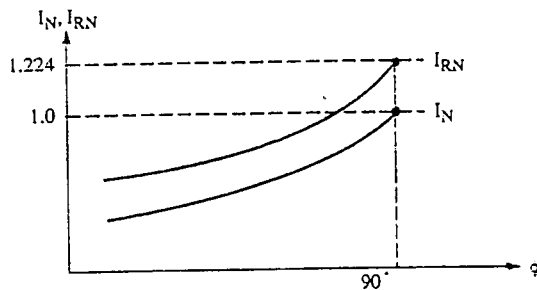
การหาค่าแรงดันตกคร่อมโหลด เมื่อต้องการหาค่าแรงดันไฟเฉลี่ย และ แรงดันไฟฟ้าใช้งาน ที่โหลดทั้งกรณีที่เป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

$$\begin{aligned}
 V_{O(AVG)} &= \frac{3}{2\pi} \int V_m \sin \omega t \, d\omega t \quad \text{ตั้งแต่ } \pi/6 - 5\pi/6 \\
 &= \frac{3V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\pi/6}^{5\pi/6} \\
 &= \frac{3V_m}{2\pi} [-\cos(5\pi/6) + \cos(\pi/6)] \\
 &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \\
 &= 0.827V_m \\
 V_{O(RMS)} &= \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int V_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} \\
 &= \sqrt{\frac{3V_m^2}{2\pi} \int \sin^2 \omega t \, d\omega t} \\
 V_{O(RMS)}^2 &= \frac{3V_m^2}{2\pi} (5\pi/6 - \pi/6 - (\sin 2(5\pi/6) - \sin 2(\pi/6))/2) \\
 &= 0.2387V_m^2 (2.0944 + 0.866) \\
 &= 0.707V_m^2 \\
 V_{O(RMS)} &= 0.84V_m
 \end{aligned}$$

การคำนวณหาค่ากระแสโหลด เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานดังรูป 4.1(a) กระแสโหลดเฉลี่ย $I_{O(AVG)}$ จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านไดโอดแต่ละตัวรวมกันค่าของกระแสโหลดเฉลี่ยหาได้ดังสมการ

$$I_{O(AVG)} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi R}$$

เมื่อ โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำหรือเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ ค่ากระแสเฉลี่ยและกระแสใช้งาน ต้องใช้กราฟ ช่วยในการหา แต่ค่ากระแส I_N ที่หาได้จากกราฟต้องคูณด้วย $\sqrt{3}$

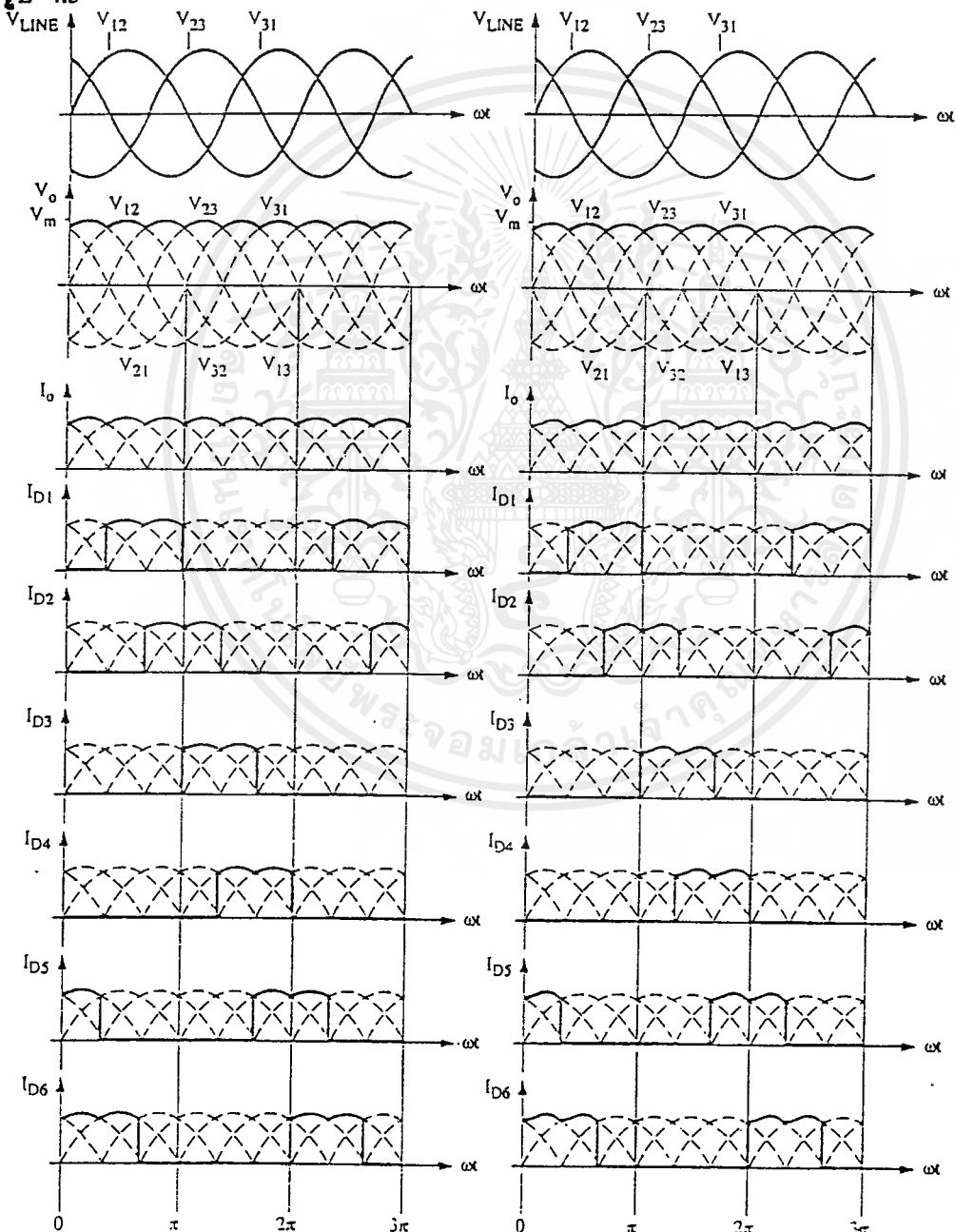


รูปที่ 4.2 กราฟ ช่วยในการหาค่ากระแสในกรณีที่โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ

4.1.2 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส เต็มคลื่น (Full wave bridge rectifiers)

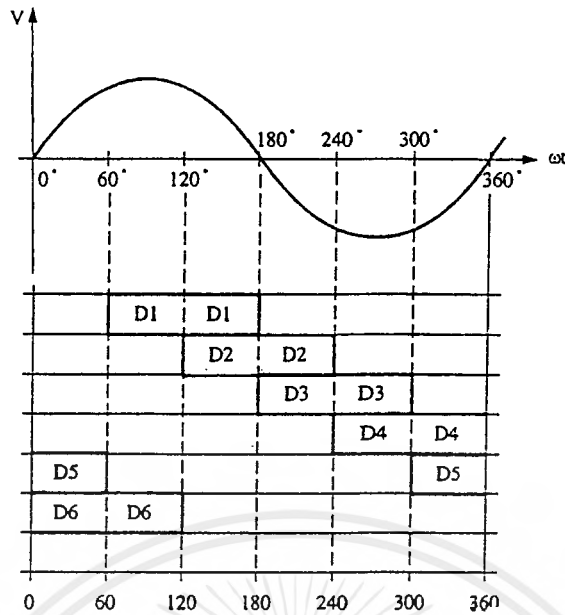
คือวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรง โดยใช้ไดโอด 6 ตัว เพื่อทำการเรียงกระแสทั้งในครึ่งบวกและครึ่งลบแต่ละเฟสให้ได้เป็นแรงดันไฟตรง ทำให้ได้คลื่นไฟตรงจำนวน 6 คลื่นใน 1 วัฏจักร ไดโอดแต่ละตัวนำกระแส 120 องศาและลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสตกคร่อมโหลด รวมทั้งกระแสที่ไหลผ่านไดโอดแต่ละตัวเมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำแสดง

ในรูป 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรบริดจ์ 3 เฟสและคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงช่วงมุมนำกระแสของไดโอดในรอบ 1 วัฏจักร

จากรูป 4.4 จะเห็นว่าช่วงมุม 0-60 ไดโอด D5,D6 จะนำกระแสพร้อมกันที่ช่วงมุม 60-120 ไดโอด D1,D6 , D1,D2 ที่มุม 120-180 , D2และ D3 ที่มุม 180-240 , D3 และ D4 ที่มุม 240-300 , D4 และ D5 ที่มุม 300-360

การคำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อมโหลด เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลดจะเหมือนกันดังนั้นจึงใช้สมการในการคำนวณหาค่าแรงดันไฟตกคร่อมโหลดได้

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha(AVG)} &= \frac{6}{2\pi} \int_{L(m)} \sin \omega t \, d\omega t \quad (\text{ตั้งแต่ } \pi/3 - 2\pi/3) \\
 &= \frac{6V_{L(m)}}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_{\pi/3}^{2\pi/3} \\
 &= \frac{3V_{L(m)}}{\pi} \\
 &= 0.95V_{L(m)}
 \end{aligned}$$

เมื่อ $V_{L(m)}$ เป็น แรงดันระหว่างสายสูงสุด

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha(RMS)} &= \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{L(m)}^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} \\
 V_{\alpha(RMS)}^2 &= \frac{6V_{L(m)}^2}{2\pi} \int \sin^2 \omega t \, d\omega t \\
 &= \frac{3V_{L(m)}^2}{2\pi} [2\pi/3 - \pi/3 - (\sin 2(2\pi/3) - \sin \pi/3)/2] \\
 &= 0.914V_{L(m)}^2 \\
 V_{\alpha(RMS)} &= 0.956V_{L(m)}
 \end{aligned}$$

$$P_D = V_F I_F$$

P_D เป็นค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

V_F เป็นค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

I_F เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบอัสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับทางได้ ไดโอดจะต้องลดค่าประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบอัสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบอัสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้จะเรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว (reverse recovery time)

ช่วงเวลาคืนตัว จะขึ้นกับค่าประจุสะสมซึ่งเป็นผลโดยตรงจากงานที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบอัสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่างๆกันจะให้ค่า t_{rr} ที่แตกต่างกันไปด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลาคืนตัวนี้ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูงและจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้ไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

4.2.1 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

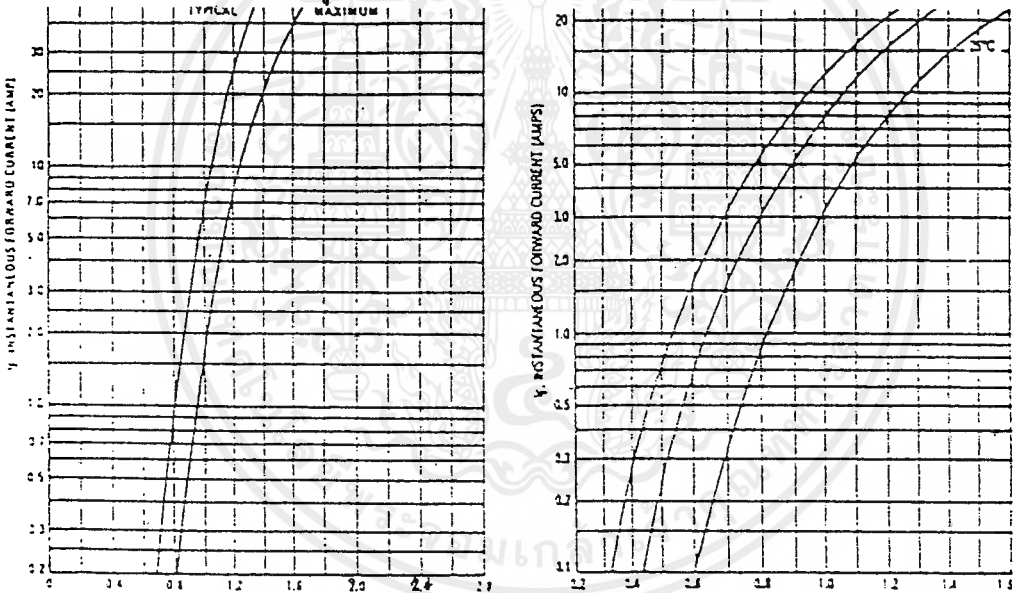
เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือ มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ, มีช่วงเวลาการคืนตัวสั้น, สามารถทนกำลังได้สูงชนิดคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆไป จะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้เนื่องจากมีช่วงเวลาการคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงมากและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้คือ

1. Fast Recovery Diode
2. Ultra Fast Recovery Diode
3. Schottky Diode

Fast Recovery Diode & Ultra Fast Recovery Diode

ไดโอดชนิดนี้จะมีช่วงเวลาคงคืนตัว ประมาณ 200-750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และ ฟาสต์-รีโคเวอรี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอัลตราฟาสต์-รีโคเวอรี่ไดโอดมีช่วงเวลาคงคืนตัว 25-100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้ง 2 ชนิดนี้มีค่าในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 – 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสของไดโอดทั้ง 2 ชนิด แสดงในรูปที่ 4.5

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้ง 2 ชนิดมีค่าสูง จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



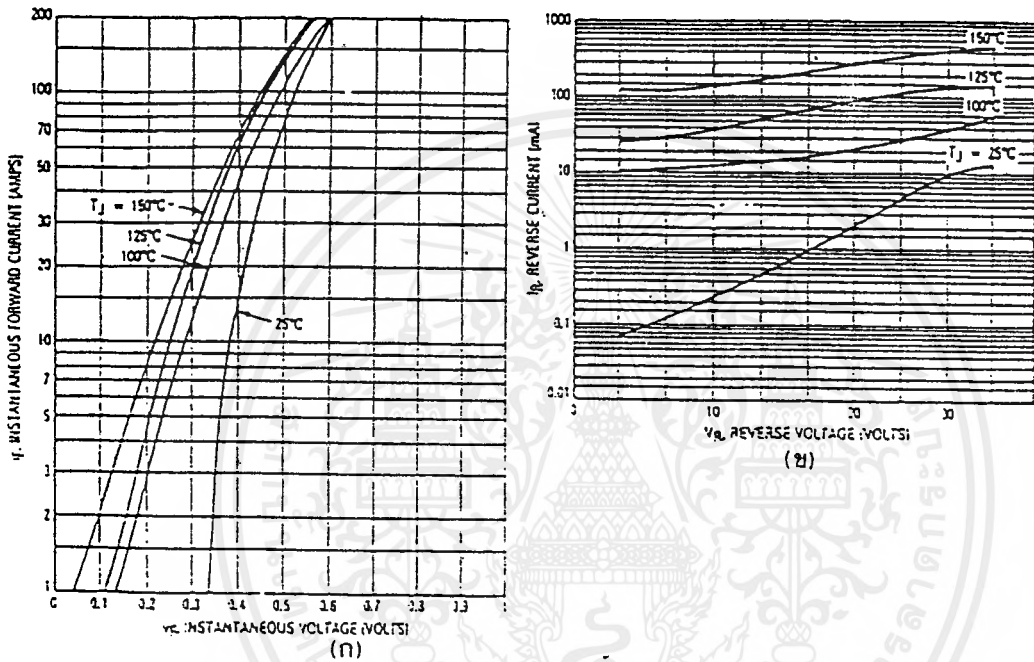
รูปที่ 4.5 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีโคเวอรี่ไดโอด

4.5 (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอัลตราฟาสต์-รีโคเวอรี่ไดโอด

Schottky Diode

ขอตต์กี ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆและกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีโคเวอรี่และอัลตราฟาสต์-รีโคเวอรี่ ขอตต์กีไดโอดไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันเองขณะนำกระแส ช่วงเวลาคงคืนตัวมีค่าสั้นมากโดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียคือ มีอัตราทนแรงดันไบอัสสูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และ ซอตต์กีไดโอดมีค่ากระแสรั่วไหลสูง ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะไบอัสค่อนข้างสูง และปัญหาที่เกิดขึ้น เมื่อนำซอตต์กีไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการก็คือซอตต์กีไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง

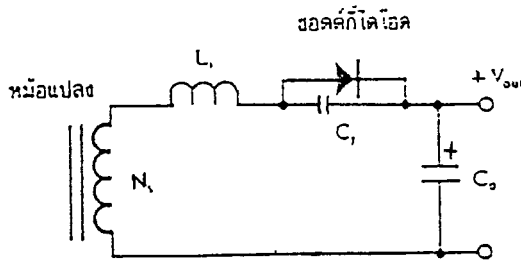


รูปที่ 4.6 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของซอตต์กีไดโอด และ ค่า กระแสรั่วไหลของซอตต์กีไดโอด

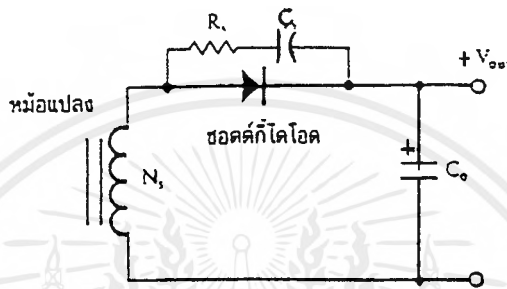
4.2.2 สนับเบอร์สำหรับซอตต์กีไดโอด

เนื่องจากความจุที่รอยต่อภายในตัวซอตต์กีไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจัดวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเซคันดารีมีค่าความเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรในรูปที่ 4.7 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นขณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแสทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจจะมีค่าสูงกว่าแรงดันสูงสุดที่ซอตต์กีไดโอดจะทนได้ทำให้เกิดการพังขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สนับเบอร์คร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ ด้วยการต่อวงจร RC สนับเบอร์เพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลค่าความเหนี่ยวนำแฝงและตัวเก็บประจุที่รอยต่อของชอตต์กีไดโอด



รูปที่ 4.8 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมชอตต์กีไดโอดเพื่อป้องกันทรานเซียนต์

ค่า R_s ของวงจรสับเบอร์ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$R_s = [N_s/N_p][\sqrt{L_1/C_1}]$$

เมื่อ L_1 คือค่าความเหนี่ยวนำแฝง

C_1 คือค่าความจุที่รอยต่อของชอตต์กีไดโอด

N_p คือจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง

N_s คือจำนวนรอบของขดลวดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนค่าของ C_s จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วง 0.01-0.1 ไมโครฟารัด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R_s หาได้จาก

$$P_D = (1/2)(C_s/T)(V_{in}(N_s/N_p))^2$$

เมื่อ V_{in} คือค่าแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง

T คือค่าคาบเวลาการทำงานคอนเวอร์เตอร์

4.2.3 การระบายความร้อน

เมื่อไดโอดนำกระแสสูงๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไดโอดมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อการใช้งาน ไดโอดจะต้องติดแผ่นระบายความร้อนด้วย เพื่อป้องกันความเสียหายเนื่องจากความร้อนและยืดอายุการใช้งานของไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

IGBT และ MOSFET

5.1 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT)

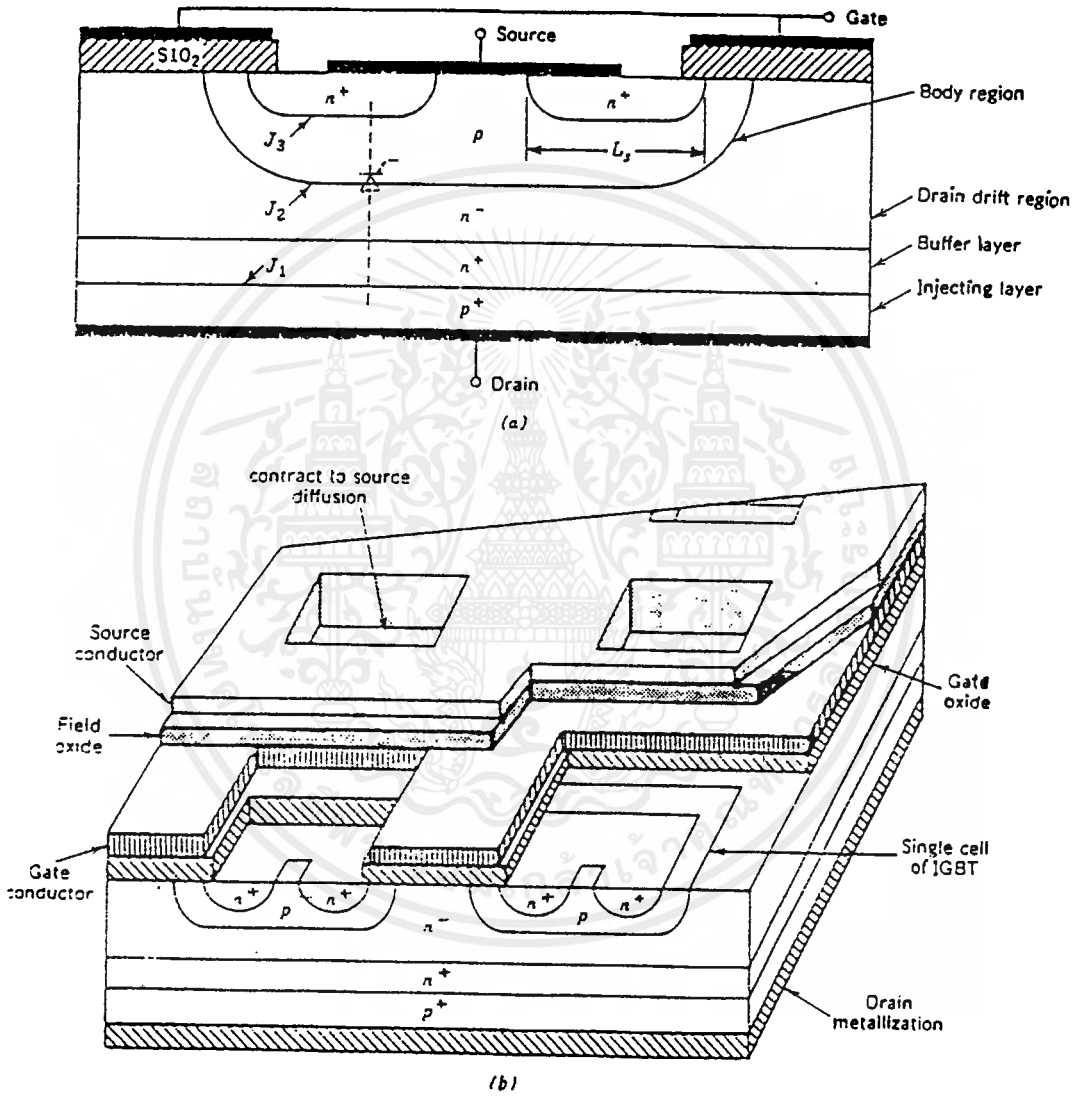
5.1.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับตัวไอจีบีที (IGBT)

อุปกรณ์ทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรล ที่พอจะคุ้นเคยกันอย่างกว้างขวางในขณะนี้ก็เห็นจะไม่พ้น SCR , TRIAC , ทรานซิสเตอร์และ มอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์และมอสเฟตที่จะเป็นจุดพัฒนาการของอุปกรณ์ชนิดใหม่ นี้ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ขณะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำมีอัตราการทนแรงดันและขยายกระแสได้สูงแต่ความเร็วในการสวิตซ์ต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลากการหยุดที่ยาวนานกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงข้ามกับ มอสเฟต ที่มีความเร็วในการสวิตซ์ทำงานนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่ามากแต่ก็มีอัตราการสูญเสียกำลังงานสูงมากเช่นกัน จากเหตุผลที่กล่าวมา ของทรานซิสเตอร์และมอสเฟต จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทนี้จนสามารถได้อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลชนิดใหม่ขึ้นมา โดยคุณสมบัติต่างๆจะรวมเอาข้อดีของทรานซิสเตอร์และมอสเฟตเข้าไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ โดยเรียกชื่ออย่างเป็นทางการว่า ไอจีบีที (Insulated Gate bipolar transistor)

5.1.2 โครงสร้างพื้นฐานของ ไอจีบีที (IGBT)

รูปตัดในแนวดิ่งของไอจีบีที เอ็น-แชนแนล (N-Channel) ดังรูปที่ 5.1 (a) ซึ่ง โครงสร้าง เหมือนกับมอสเฟตมาก แต่จะต่างกันตรงชั้นของไอจีบีทีจะมีชั้น P⁺ หรือชั้น อินเจกติ้ง (Injecting) ระหว่างชาเดรน (Drain) ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี

ระดับของสารเจือ (Dopping Level) ในแต่ละชั้นของไอจีบีที จะคล้ายกับที่ใช้ในแต่ละชั้นของมอสเฟต ยกเว้นในส่วนบริเวณบอดี้ (Body Region) ซึ่งจะอธิบายในภายหลัง ในกรณีของไอจีบีทีชนิด พี-แชนแนล (P - Channel) สามารถทำได้โดยเปลี่ยนชนิดของสารเจือในแต่ละชั้นของโครงสร้าง



รูปที่ 5.1 (a) ภาพตัดแฉวงตั้งของไอจีบีที

(b) ภาพ โครงสร้างของไอจีบีที

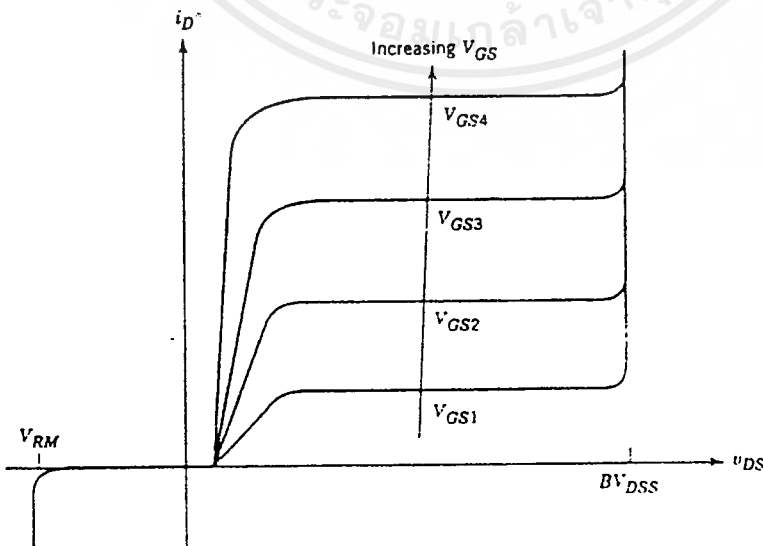
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5.1 (a) เป็นโครงสร้างของไอจีบีที ซึ่งจะมีทรานซิสเตอร์แอมป์อยู่ การ Turn On ของทรานซิสเตอร์นี้เป็นสิ่งที่ต้องพยายามหลีกเลี่ยง และรายละเอียดของอุปกรณ์จริงๆ มีหลายอย่างที่เปลี่ยนไปจากรูป ดังเช่นบริเวณบอดีที่เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทพี จะมีบริเวณรอยต่อ J_2 และ J_3 ที่แตกต่างไปจากรูป เพื่อให้โอกาสที่ทรานซิสเตอร์ทำงานมีน้อยที่สุด ส่วนซอร์สที่เป็นโลหะ (Source Metallization) ในไอจีบีทีมีขนาดสั้นกว่าของมอสเฟต ซึ่งมีส่วนช่วยให้ ทรานซิสเตอร์แอมป์มีโอกาสทำงานน้อยลง ส่วนบัฟเฟอร์ของสารกึ่งตัวนำที่มีสารเจือสูง (n^+ buffer layer) ซึ่งอยู่ระหว่างชั้นของ p ที่สัมผัสกับแคโทด และ n^+ ของชั้นครีฟ (Drift Layer) ไม่มีความสำคัญกับการทำงานของไอจีบีที และไอจีบีทีบางตัวก็ตัดส่วนนี้ออกไปเรียกว่า ไอจีบีทีแบบสมมาตร (Symmetrical IGBT) ส่วนไอจีบีทีที่ยังมีส่วนนี้อยู่ เรียกว่าไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical IGBT) ถ้าความหนาแน่นของสารเจือ และความหนาแน่นของชั้นนี้ถูกเลือกอย่างเหมาะสม การที่มีชั้นนี้จะช่วยในการทำงานของไอจีบีทีให้ดีขึ้นได้ 2 อย่างด้วยกันคือ

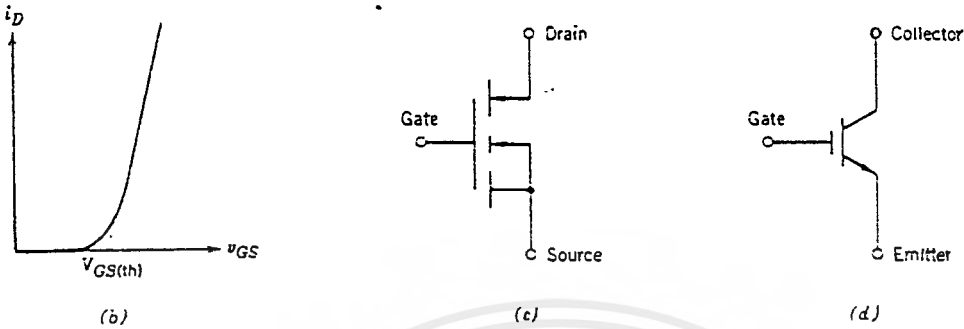
1. ทำให้ Voltage drop ในขณะ ON มีค่าน้อยลง
2. ทำให้เวลาในขณะ OFF (Turn Off Time) ลดลง

แต่มีข้อเสียคือ ทำให้ความสามารถในการทนความต่างศักย์รีเวิร์ส (Reverse Blocking Voltage) ลดลง

สัญลักษณ์ของวงจรของไอจีบีทีชนิด N-Channel แสดงไว้ในรูปที่ 5.2 (c) ทิศทางของลูกศรจะกลับทิศในกรณีของไอจีบีทีชนิด P-Channel



(a)



รูปที่ 5.2 คุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์
 (a) ลักษณะเอาท์พุท (b) Transfer Characteristic
 (c), (d) สัญลักษณ์ของ ไอจีบีทีชนิด N-Channel

5.1.3 คุณสมบัติของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของไอจีบีที ชนิด N - Channel ดังแสดงในรูปที่ 5.2 (a) ในทิศ Forward จะเหมือนกับของ Bipolar Transistor ที่ใช้ใน logic circuit แตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์แทนที่จะควบคุมด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์ คุณสมบัติของไอจีบีทีชนิด P Channel จะเหมือนกันเพียงแต่ขั้วของความต่างศักย์และทิศทางของกระแสจะกลับกัน

ที่รอยต่อ J_2 ในรูปที่ 5.2 (a) จะกั้น Forward Voltage เมื่อไอจีบีทีอยู่ในสภาวะ OFF ค่าการทนความต่างศักย์ในทิศทางรีเวิร์ส (Reverse Blocking voltage) จะสามารถมีค่าเท่าค่าการทนความต่างศักย์ในทิศทางฟอร์เวิร์ด(Forward)ได้ ถ้าไม่มีชั้นบัฟเฟอร์ (Buffer) n^+ ที่รอยต่อ J_1 ในรูปที่ 6.1 (a) เรียกว่าเป็นรอยต่อของ Reverse Blocking ถ้าในโครงสร้างของอุปกรณ์มีชั้นบัฟเฟอร์ n^+ จะทำให้ค่า Breakdown Voltage มีค่าลดลงเหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะมีปริมาณสารเจือสูงมากทั้งสองด้านของรอยต่อ ทำให้ไม่สามารถกั้นกระแสรีเวิร์ส(Reverse)ได้

ในรูปที่ 5.2 (b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ลักษณะเหมือนกับของมอสเฟท ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรน และไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ เมื่อ V_{GS} มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่งเรียกว่า $V_{SG(th)}$ (Threshold Voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอจีบีทีจะอยู่ในสถานะ OFF (หยุดนำกระแส) ความต่างศักย์คร่อมเกตและซอร์ส สูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน สูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัวไอจีบีที

5.1.4 ลักษณะการทำงาน

5.1.4.1 สถานะการนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรง คือเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างขาเกต และ ซอร์สมีค่าไม่เกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดขึ้นที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนมาอยู่รวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (Body Region) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n^- (Drift Region) เข้ากับบริเวณ ซอร์ส n^+ (Source Region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้จะเหมือนกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์ส ผ่านบริเวณใต้เกต มายังบริเวณลอยเลื่อน n^- จะรวมกับโฮลที่เป็นพหุข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้น อินเจคติ้ง p^+ (ดูโครงสร้างรูปที่ 5.1 (a)) เพราะรอยต่อ J_1 ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ไอจีบีทีอยู่ในสถานะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนในบริเวณ n^- เรียกว่าการมอดูเลตสภาพนำ (Conductivity Modulation)

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n^- มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกันทรานซิสเตอร์ ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วย ทิศทางการนำกระแสและอิเล็กตรอนแสดงไว้ตามรูปที่ 5.3

5.1.4.2 สถานะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกต(Gate)และซอร์ส(source) ลดต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n^- ได้ ทำให้บริเวณ n^- ไม่ต่อกับบริเวณ ซอร์ส n^+ ไอจีบีทีจึงอยู่ในสถานะการนำกระแส ในสถานะนี้รอยต่อ J_2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นที่รอยต่อ J_2 ด้วย

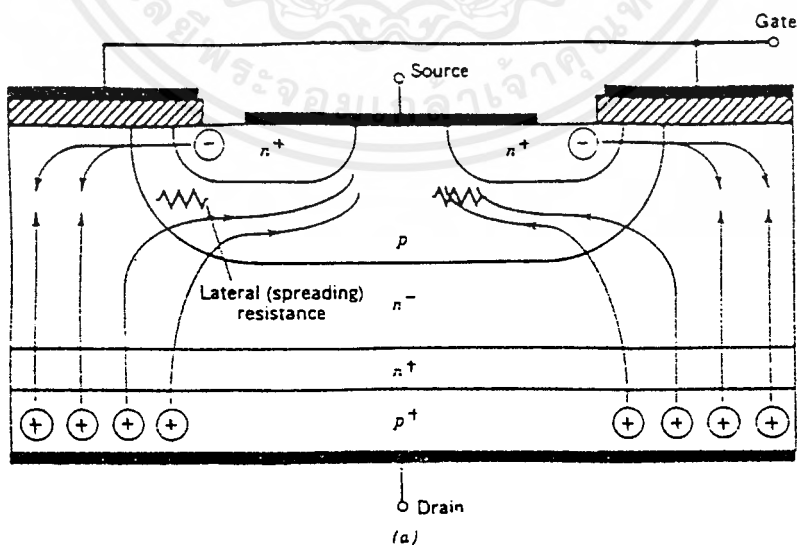
บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ n^- ทั้งนี้บริเวณบอดี้ p มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน n^- มากพอ จะทำให้เกิดการขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจคติ้ง p^+ ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n^+ (Buffer Layer ดังรูปที่ 5.1 (a)) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร ทั้งนี้การแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรง

สำหรับไอจีบีทีที่ไม่มีกริดสปาร์ในชั้นบัฟเฟอร์ n^+ นี้จะเรียกว่า ไอจีบีทีแบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราคราบทนแรงดันย้อนกลับ (V_{RM} หรือ BV_{SDS}) สูงพอๆกับอัตราคราบทนแรงดันไหลตรง (BV_{DSS}) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาแน่นของบริเวณ n^- ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราคราบทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถทำได้โดยการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ เข้าไป เพื่อป้องกันการแตกกันของบริเวณปลดพาหะกับบริเวณอินเจคติ้ง p^+ ซึ่งจะเรียกไอจีบีทีประเภทนี้ว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาบริเวณลอยเลื่อน n^- ลงจะส่งผลคือสองประการคือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลงเป็นผลทำให้การสูญเสียกำลังงานตกน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มบัฟเฟอร์ n^+ ก็มี คือจะลดความสามารถของอัตราคราบทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบ โวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีได้รับแรงดันไบแอสกลับที่จากระบายต่อ J_1 ซึ่งทั้งสองด้านมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูงดังนั้น ไอจีบีทีชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้กับวงจรกระแสสลับ



รูปที่ 5.3 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะการนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.5 การแลตซ์ในไอจีบีที

นอกจากโฮลส่วนใหญ่ที่รวมตัวกับอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n^- แล้วยังมีกระแสโฮลส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ n^- เข้ามาสู่ชั้นบอดี p โดยตรง ผลของกระแสโฮลนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (lateral resistance) ดังในรูปที่ 5.3 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์จะทำให้รอยต่อ J_2 ได้รับไบแอสตรงเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี p

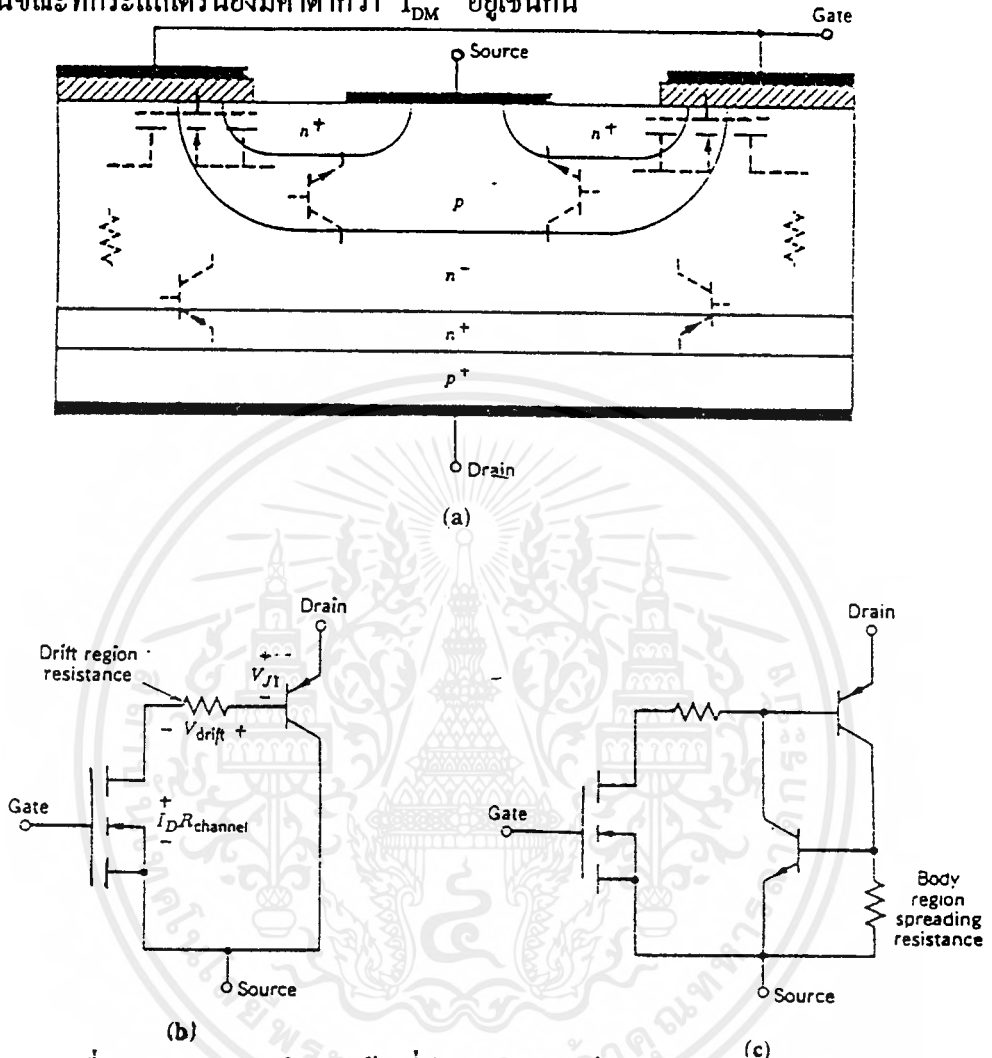
ถ้าดูจากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 5.4 (c) จะหมายถึงขาเบส (Base) และขาอีมิเตอร์ (Emitter) ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ในโครงสร้างของไอจีบีทีอยู่ในสถานะแลตซ์การนำกระแสทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้อีกต่อไป แต่การควบคุมกระแสเดรน นี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอกถ้าหากมีการแลตซ์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิกัดที่ทนได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของผู้ผลิตมักมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่านไอจีบีทีได้โดยยังไม่เกิดการแลตซ์ขึ้น (I_{DM}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่าแรงดันระหว่าง เกต และ ซอร์ส สูงสุดที่จะไม่ทำให้เกิดการแลตซ์ แทนการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM})

การแลตซ์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ใน โหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกิน I_{DM} แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้ เรียกว่าใน โหมด ไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนจากสถานะการนำกระแสเข้าสู่สถานะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรน ขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่าค่า I_{DM} ก็ตาม ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็ว รอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลอดภัยขยายบริเวณชั้นบอดี p โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n^- มากกว่าเพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่า การขยายบริเวณปลอดภัยอย่างรวดเร็วทำให้โฮลที่อยู่ในบริเวณ n^- ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการขัดขวางของบริเวณปลอดภัยเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้นทำให้ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในไอจีบีทีเกิดการแลตซ์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลตซ์ขึ้นแรงดันตกคร่อมขาเดรน และ ขาซอร์ส ขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ

นอกจากนี้การเกิดการแลตซ์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีก เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่
รอยต่อ ในขณะที่กระแสตรนยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} อยู่เช่นกัน



รูปที่ 5.4 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตฝังอยู่ใน

(b) วงจรสมมูลย์สำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที

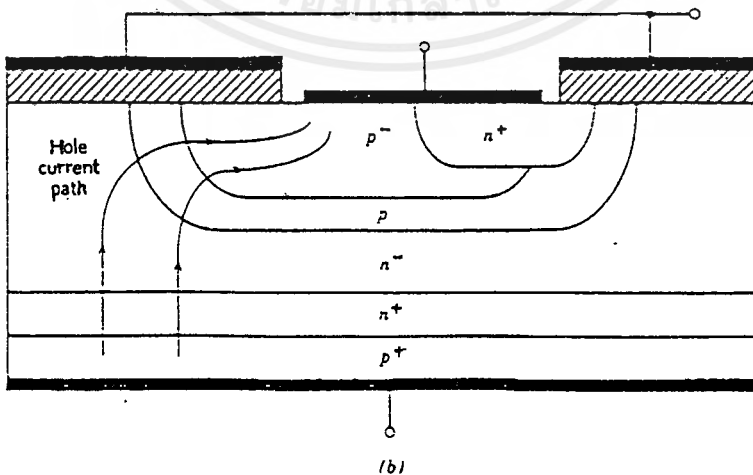
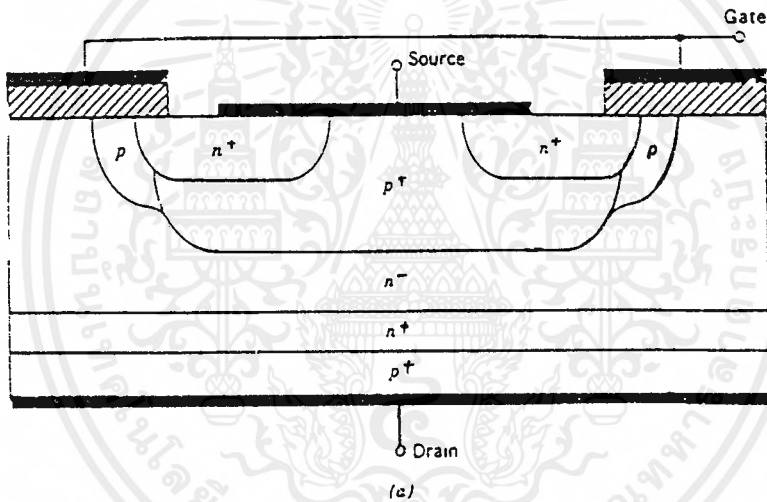
(c) วงจรสมมูลย์แสดงส่วนของทรินสเตอร์ที่ฝังอยู่ใน ไอจีบีที

5.1.6 การป้องกันการแลตซ์

การหลีกเลี่ยงการแลตซ์ในไอจีบีที สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเอง ผู้ผลิตอาจจะ ออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี p ให้ความต้านทานข้างเคียงมีค่าต่ำสุดเพื่อจะได้เพิ่มค่า ของ I_{DM} ให้มีค่ามากที่สุดซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตซ์ลงได้วิธีแรกอาจทำได้โดยลด ความกว้างของบริเวณซอร์ส n^+ ลงคือลดค่า I_{DM} ที่แสดงในรูปที่ 5.1 (a) ลงนั่นเอง วิธีที่สอง เป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นของการได้ปสารของบริเวณบอดี p ดังในรูปที่ 5.5 จะเห็นว่า บริเวณบอดี p ภายใต้ เกทจะได้อาศัยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนา แน่นน้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n^+ แต่ส่วนอื่นที่เหลือของบริเวณบอดี p จะได้อาศัยความหนา แอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาที่จะมากกว่าด้วย การทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้นเป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลทซ์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโหนดไหลเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลทซ์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาในการนำกระแสให้นานขึ้น เพื่อให้โฮลที่ยังค้างอยู่ในบริเวณ n^- มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การหน่วงเวลาการนำกระแสให้นานขึ้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของไอจีบีที



รูปที่ 5.5 โครงสร้างที่ป้องกันการแลทซ์ใน ไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.7 วงจรสมมูลย์ของไอจีบีที

วงจรสมมูลย์ของไอจีบีที แสดงไว้ในรูปที่ 5.4 (a) นั้นจะเห็นได้ว่าบริเวณบอดี p ชั้น บริเวณ n และชั้น อินเจคติ้ง p^+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิด PNP โดยแทนได้ด้วยขา คอลเล็กเตอร์ (Collector), เบส และอิมิตเตอร์ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกทก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟต ซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เข้ากับ ขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลย์ออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 5.4 (b)

จากรูปที่ 5.4 (b) จะเห็นว่าป็นวงจรคาร์ถึงตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ ชนิด PNP แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรน ส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจบลงที่ขา ซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจาก อิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์ส สำหรับ วงจรสมมูลย์ในรูปที่ 5.4 (c) จะแสดงให้เห็นว่าภายในไอจีบีทีมีทรินสเตอร์แฝงอยู่ โดยดูได้จากการที่ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และชนิด PNP ต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงสาเหตุที่ทำให้เกิดการแลทซ์ในไอจีบีที

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายัง คอลเล็กเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสต่างผลให้เกิดการแลทซ์ขึ้นในไอจีบีที สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและขาซอร์สของไอจีบีทีขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (5.1)$$

เมื่อ V_{J1} เป็นแรงดันไบแอสที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างเล็กน้อยเพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียลกับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

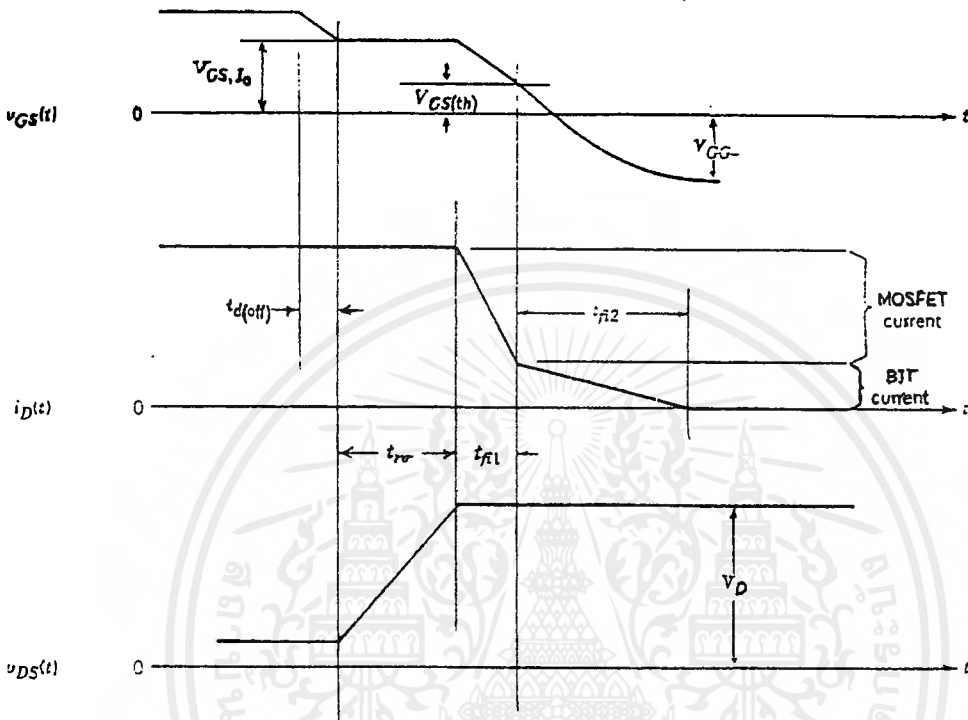
V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้จะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับแรงดันในมอสเฟตแล้ว จะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดูเลตสภาพ นำที่เกิดขึ้นใน ไอจีบีที

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 0-1000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างจะคงที่

$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

5.1.8.2 ช่วงขณะ Turn Off

ข้อแตกต่างสำคัญระหว่างการ Turn Off ของไอจีบีที และ ของ มอสเฟต คือให้สังเกตรูปคลื่นของกระแสเดรน ซึ่งแตกต่างกันในสองช่วงเวลาการตกลงอย่างรวดเร็วของกระแสในช่วงเวลา t_{n1} สืบเนื่องมาจากการ Turn Off ของตัวที่เป็นมอสเฟตในตัวไอจีบีที ส่วนหางของกระแส ในช่วงเวลาที่สอง เนื่องมาจากประจุที่สะสมอยู่ในบริเวณ Drift n^- เพราะมอสเฟตถูก OFF ไปแล้ว และไม่มีรีเวิร์สโวลต์แดงจ่ายให้แก่ขั้วของไอจีบีที ซึ่งสามารถทำให้เกิด กระแสเนกาทีฟ (negative current) ของเดรน ไม่มีทางที่จะเคลื่อนย้ายประจุ โดยการ (carrier swept out) วิธีเดียวที่ประจุเกินเหล่านี้จะถูกกำจัดออกไปคือให้พิจารณา ในส่วนของไอจีบีที ที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ ก็โดยการรวมกัน ในบริเวณครีฟ n^- ซึ่งต้องการที่จะให้ไลฟ์ไทม์ของประจุเกินในบริเวณนี้มีค่าน้อยแล้วเพื่อทำให้ค่าความต่างศักย์ตกคร่อมบริเวณมีค่าต่ำในสถานะ ON ดังนั้นทำให้ช่วงเวลาขณะ t_{n2} มีค่าน้อยไปด้วย แต่ช่วงเวลา t_{n2} ที่ยาวขึ้นก็จะทำให้มีการสูญเสียมากขึ้น ในขณะที่ OFF ซึ่งจะให้มีอุณหภูมิสูงขึ้น เนื่องจากการสูญเสียจึงต้องมีการรอมชอมกันระหว่างค่าสูญเสียในขณะที่นำกระแสกับความสูญเสียขณะ OFF การย้ายประจุออกจากบริเวณครีฟ p^+ เรียกวิธีนี้ว่า แบคอินเจกชัน (Back Injection) สามารถช่วยให้เวลาลดลงได้ ถ้าฟลักซ์จากการแพร่ของโฮลมีค่ามากพอในไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ จะไม่สามารถมีการแพร่ดังกล่าวได้ เพราะว่าความหนาแน่นของโฮลในชั้น p^+ มีความหนาแน่นมากกว่าความหนาแน่นของโฮลที่เกิดมาในส่วนของบริเวณครีฟ ดังนั้นโฮลส่วนเกินจึงถูกกักบริเวณ Drift นั้น แต่ในไอจีบีทีที่มีบัฟเฟอร์ n^+ บริเวณนี้จะมีไลฟ์ไทม์ของประจุส่วนเกินสั้นมาก และจะทำหน้าที่เหมือนเป็นตัวลดประจุส่วนเกินเหล่านั้น อัตราการรวมตัวที่สูงขมของโฮลในบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ ทำให้ความหนาแน่นของโฮลค่อยๆ ลดลงในบริเวณครีฟในขณะที่กำลัง Turn Off ทำให้เกิดฟลักซ์เป็นจำนวนมากของการแพร่ของโฮลไปยังบริเวณบัฟเฟอร์ ซึ่งจะช่วยให้การย้ายของโฮลบริเวณครีฟ เป็นอย่างมาก และทำให้เวลา t_{n2} สั้นลง ควรจำไว้ว่าวิธีการลดเวลาขณะ Turn Off วิธีนี้ไม่ได้ลดไลฟ์ไทม์บริเวณครีฟ เพราะฉะนั้นจึงไม่ได้ส่งผลให้ค่าสูญเสียขณะนำกระแสเปลี่ยนไป



รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะ OFF

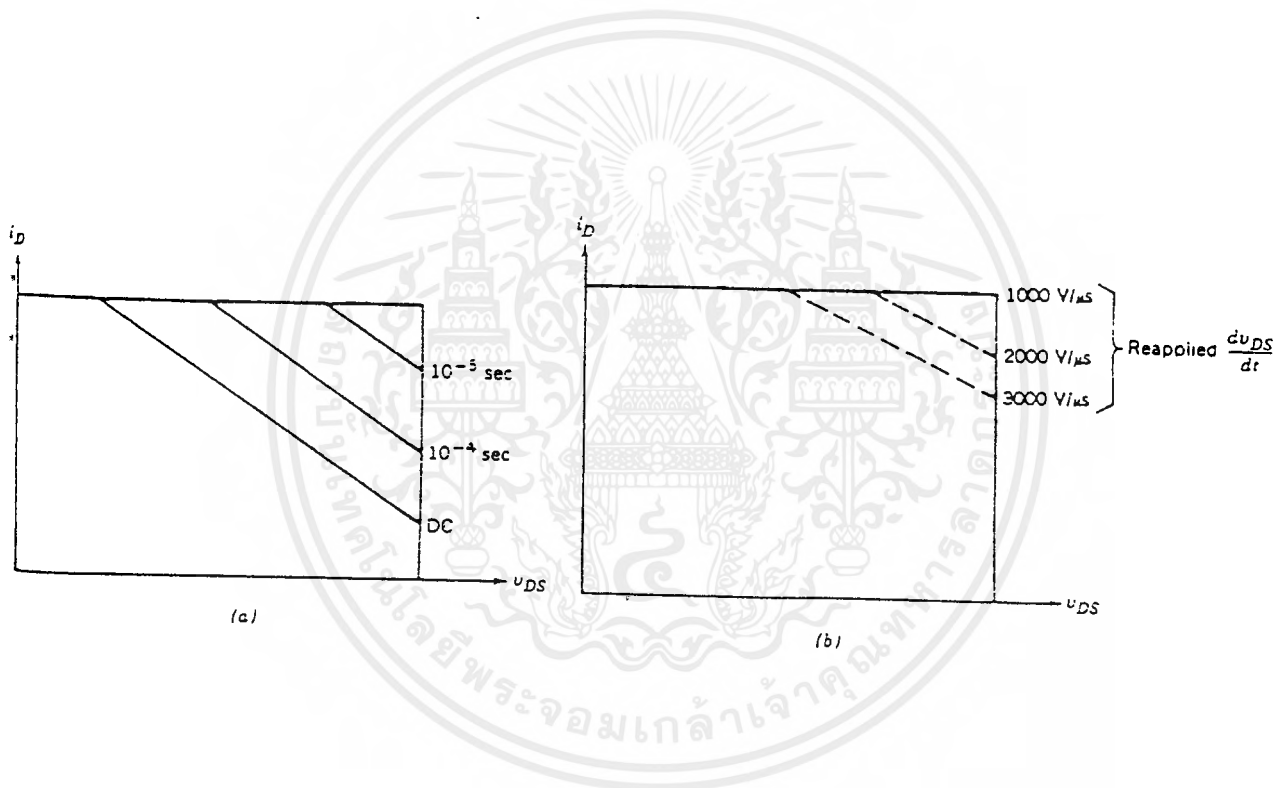
5.1.9 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่การทำงานปลอดภัย

ไอจีบีที มีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในระหว่างการนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้เกือบเป็นสิ่งเดียวกันสำหรับเวลาในการสวิตช์ซึ่งที่สั้นๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์นานขึ้นซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีที จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่า เมื่อเวลาในการสวิตช์ซึ่งเท่ากัน

สำหรับค่ากระแส IDM สูงสุดจะกำหนดไว้ โดยมากเป็นค่าไดนามิก เพื่อป้องกันการเกิดการแลทซ์อัพ และยังมีกำหนดค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเกต และซอร์ส (V_{GSmax}) และที่ความต่างศักย์ V_{GSmax} เมื่อเกิด Fault กระแสเดรน ที่มีค่าสูงมากจะสามารถไหลได้ซึ่งมีค่าประมาณ 4 ถึง 10 เท่า ของกระแสพิกัดที่ยอมรับได้ ภายใต้สภาวะนี้ไอจีบีทีจะทำงานในย่านแอกทีฟ โดยความต่างศักย์ระหว่างเดรน และ ซอร์ส (V_{DS}) จะเท่ากับโวลต์ในสถานะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OFF จากการทดลองยืนยันว่าอุปกรณ์สามารถทนกระแสดังกล่าวได้เป็นเวลา 5-10 ไมโครวินาที ขึ้นอยู่กับความต่างศักย์ระหว่างเดรนและซอร์ส และสามารถ Turn Off ได้ด้วยความต่างศักย์ระหว่างเกต และ ซอร์ส (V_{GS}) และค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่าง เดรนและซอร์ส (V_{DS}) ขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์เบรคความของ PNP ทรานซิสเตอร์ ค่า β ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP มีค่าค่อนข้างต่ำดังนั้นความต่างศักย์ที่ต้องพิจารณาก็คือ BV_{CVO} เป็นค่าเบรคความของบริเวณครีฟ (รอยต่อ J_2) ในปัจจุบัน ไอจีบีทีมีความสามารถในการทนแรงดันได้สูงสุดประมาณ 1700 โวลต์ และในอนาคตก็จะมีการพัฒนาให้สามารถทนแรงดันในพิกัดที่สูงขึ้นเพื่อให้เหมาะในการใช้งานต่อไป



รูปที่ 5.8 (a) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง
(b) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

ค่าอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อไอจีบีทีที่มีในปัจจุบัน มีค่าประมาณ 150 องศาเซลเซียส ไอจีบีทีจะต้องถูกออกแบบให้มีโวลต์ในขณะ ON เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ (ระหว่างอุณหภูมิห้องและ อุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อ) เนื่องจากการผสมระหว่างสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิทางบวก (Positive temperature coefficient) ของมอสเฟต และสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิทางลบ (Negative temperature coefficient) ของความต่างศักย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตกคร่อมบริเวณครีฟ ซึ่งจะต่างกับมอสเฟตที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมสูงขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ด้วยสาเหตุที่ไอจีบีที มีความต่างศักย์ในตกคร่อมในสถานะ ON ค่อนข้างคงที่ ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ วงจรป้องกันไม่คอยมีความจำเป็นนักเมื่อใช้งานอยู่ในย่านการทำงานที่ปลอดภัย สำหรับพิกัดกระแสสูงสุดของไอจีบีทีที่มีอยู่ในปัจจุบันมีค่าประมาณ 200 - 400 แอมป์ แต่เราสามารถขยายกระแสได้โดยการนำเอาไอจีบีทีมาขนานกัน ซึ่งไอจีบีทีที่ขนานกันยังสามารถควบคุมได้ง่ายเพราะความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะ ON ค่อนข้างคงที่ ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสอยู่แล้วจุดการทำงานของไอจีบีที จะต้องมีการกระแสและขนาดของแรงดันอยู่ภายในพื้นที่ที่ปลอดภัย ในช่วงไปแอสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 5.8 หากไม่เป็นเช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดความเสียหายได้ จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีทีนี้ จะแสดงขีดจำกัดของกระแสเดรน อัตราทนแรงดันไปแอสตรง และอุณหภูมিরอยต่อของไอจีบีทีตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไปแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area : RBSOA) จะแตกต่างจากช่วงไปแอสตรงโดยในรูปนี้ จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรน ต่อเวลา (dV_{DS}/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมিরอยต่อและจะมีพื้นที่แคบลงถ้า dV_{DS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ไอจีบีที

ค่า dV_{DS}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงหยุดนำกระแสน้อย แต่ก็ยังถือว่าโชคดียิ่งที่ขีดจำกัด dV_{DS}/dt ของไอจีบีทีมีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ตัวอื่นๆ ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจรถนั้บเบอร์เพื่อป้องกันการแลตซ์ ก็ไม่มีความจำเป็นต้องใช้ และการควบคุม dV_{DS}/dt ที่เกิดขึ้นทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรจับเกท ที่มีความต้านทานที่ต่อกับขาเกท และค่า V_{CG} ที่เหมาะสม

5.1.10 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของไอจีบีที กับอุปกรณ์ประเภทอื่นๆ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ไอจีบีทีมีความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ ในขณะที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูง และมีความเร็วในการ Turn On สูงเหมือนกับ มอสเฟตในการใช้งานที่ย่านความถี่ปานกลางสามารถนำเอาไอจีบีทีไปใช้งานแทนมอสเฟต ทรานซิสเตอร์, ทรานซิสเตอร์ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์ทั่วไปไอจีบีทีมีความเร็วในการสวิตซ์สูงกว่า และมีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงกว่า สามารถทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต่างศักย์ต่อเวลา dv/dt ที่สูงกว่า และมีวงจรถับที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อนในขณะที่ทรานซิสเตอร์บางประเภท เช่น จีทีโอ (GTO) ก็สามารถควบคุมการ ON-OFF ได้ด้วยสัญญาณควบคุม

ที่ป้อนเข้าที่ขาเกตได้ แต่ก็ต้องมีกระแสไหลกลับทิศในการ OFF จีทีโอ ในขณะที่ OFF จีทีโอ ทำได้โดยการให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกตได้ขับประจุออกมา แต่ทรานซิสเตอร์มีความต่างศักย์ตกคร่อม ในสถานะ ON ต่ำกว่าไอจีบีทีและมีพิคการทนต่อกระแสเล็กริ่ง (Surge Current) ที่สูงกว่าไอจีบีที

ในการเปรียบเทียบความยากง่ายของวงจรขับ ให้สมมุติว่าต้องการให้อุปกรณ์รับกระแสได้ 10 แอมป์ ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิทช์ ในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลกเตอร์ได้ จะควบคุมทรานซิสเตอร์ให้ทำงานตามต้องการเพราะว่าทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า β ที่ต่ำมาก ตัวอย่างเช่นทรานซิสเตอร์ต้องการมีค่า β เท่ากับ 5 ในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลกเตอร์ได้ถึง 10 แอมป์ จะต้องจ่ายกระแสประมาณ 2 แอมป์เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ในขณะที่ไอจีบีทีที่ควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ที่ป้อนเข้าระหว่างขาเกตและขาซอร์ส ซึ่งต้องการกระแสน้อยมากอยู่ในหน่วย นาโนแอมป์ ก็สามารถทำให้ไอจีบีทีทำงานได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรขับเกตของไอจีบีทีที่ความง่ายกว่า วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์มาก

ทรานซิสเตอร์อาจจะใช้วงจร ดาร์ลิ่งตัน (Darlington) ในการขยายค่า β เพื่อให้วงจรขับง่ายขึ้นแต่ความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะ ON จะสูงขึ้น ส่วนวงจรขับของไอจีบีที และของมอสเฟตมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก จนสามารถใช้แทนกันได้ แต่ถ้าใช้งานในความถี่ปานกลาง ที่พิคกระแสและความต่างศักย์ที่สูงแล้วก็ควรจะใช้ไอจีบีทีในการทำงานแทนมอสเฟต เนื่องจากมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะ ON ต่ำกว่า

5.2 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 ถึง 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้นและการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มว่าเพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของอินเวอร์เตอร์ โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตามในที่นี้จะกล่าวถึงเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น

5.2.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ เช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มี

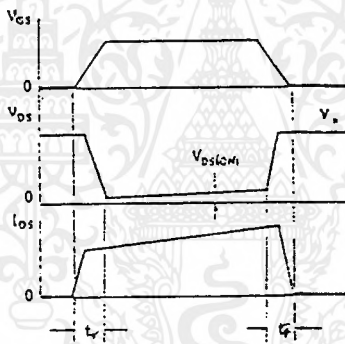
ประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาที่เริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การคิดค่าการกำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนแปลงสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาที่เริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาที่เริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (5.2)$$

$$P_{SW(ON)} = 0.5 * I_{PK(ON)} * V_{in} * t_r / T \quad (5.3)$$

$$P_{SW(OFF)} = 0.5 * I_{PK(OFF)} * V_{in} * t_f / T \quad (5.4)$$



รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสในส่วนที่แรเงาจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

$$P_C = I_{D(RMS)}^2 * R_{DS(ON)}(T_J) \quad (5.5)$$

- เมื่อ $P_{SW(ON)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 $P_{SW(OFF)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 $I_{PK(ON)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
 $I_{PK(OFF)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 $I_{D(RMS)}$ คือ ค่ากระแส RMS ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน

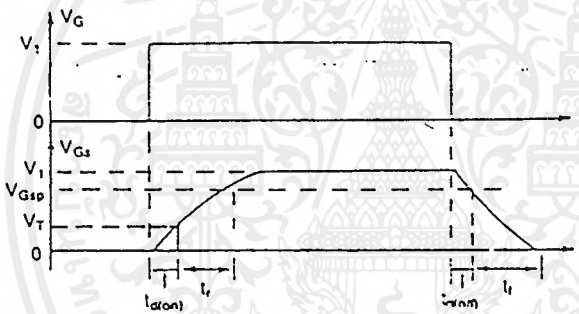
$R_{DS_{ON}}(T_J)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

5.2.2 ลักษณะสมบัติการสวิตชิง

จากรูปที่ 5.10 turn-on delay time, $t_{d(on)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ C_{gs} จนถึงระดับ threshold voltage rise time, t_r เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดันที่ threshold voltage จนถึงระดับแรงดันเกตสูงสุด V_{GSP} ซึ่งใช้ในการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้อยู่บริเวณเชิงเส้น turn-off delay time, $t_{d(off)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกตจนเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่บริเวณ pince-off fall time, t_f เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตบริเวณ pince-off threshold voltage ถ้า $V_{GS} < V_T$ มอสเฟตจะหยุดนำกระแส



รูปที่ 5.10 รูปสัญญาณในการสวิตชิงของมอสเฟต

5.2.3 ความต้านทานขณะทำงาน (On-state resistance, R_{DS})

ค่า R_{DS} เป็นการแสดงถึงการสิ้นเปลืองไฟฟ้าในขณะที่มอสเฟตนำกระแส R_{DS} จะเพิ่มขึ้นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อเพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นของ R_D ที่ค่า I_D และ V_{DS}

5.2.4 ประจุไฟฟ้าเกต, Q_g

ในช่วงสวิตชิงปิดวงจรและเปิดวงจร ความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุทจะถูกประจุ และคายประจุ การสะสมประจุไฟฟ้าที่ความจุไฟฟ้านี้ทางอินพุทขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{GS} การสูญเสียทางสวิตชิงเนื่องจากแรงดันเกตมีค่าดังนี้

$$P_G = Q_g V_{GS} f_g$$

f_g คือ ความถี่สวิตชิง (เฮิรตซ์)

5.2.5 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

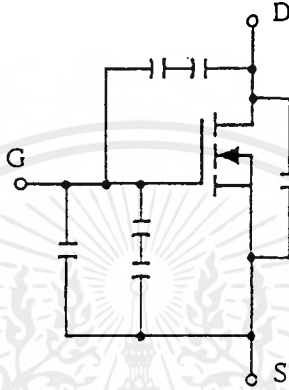
การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจาก มีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับในไบโพลาร์เพาเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไหลผ่านเบส และ อีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อมีแรงดันตกคร่อมขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม Threshold voltage ของมันแต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้นง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก

5.2.6 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆขาต่างๆของมันดังในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปเก็บในตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงนำกระแส ในทางกลับกันในการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตลดลงมีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส

5.2.7 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

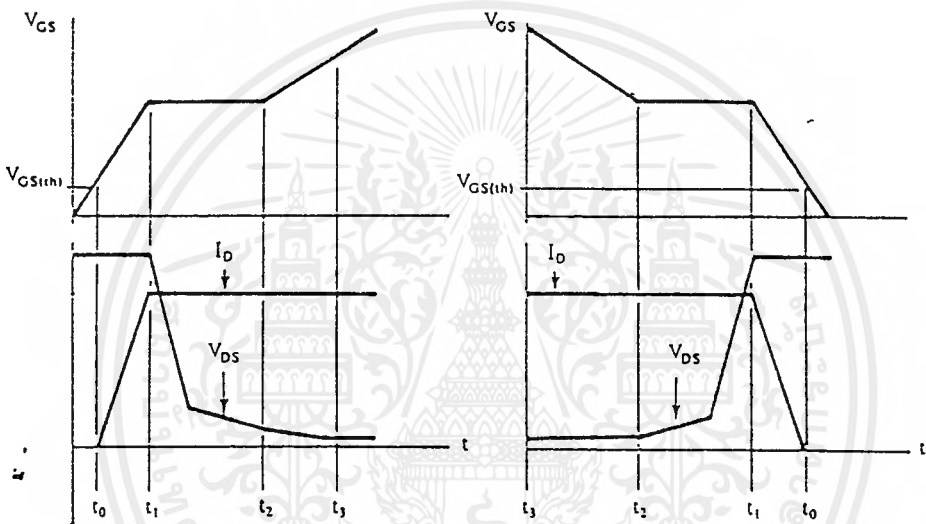
ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของแรงดัน V ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตมีค่าเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า gate charge chart ในคำอธิบายด้วย 2.101 กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกต และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

ลักษณะของกราฟแบ่งได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay)
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time)
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time)

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(TH)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าเวลาจะผ่านไป t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและ

ซอร์ส V จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว จากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 % จนเหลือเพียง 10% ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 5.12 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงเรื่อยๆหากปล่อยให้มีการสะสมประจุในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุที่สะสมเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นในการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 5.12 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกันกับขณะเริ่มนำกระแสและถ้าขนาดของกระแสคายประจุและกระแสชาร์จประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วยยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป จะเห็นว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะการจ่ายและรับกระแสได้ที่ประมาณ 200-400 มิลลิแอมป์. และต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตมีค่ามากพอเพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย

5.2.8 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตการเกิดเซกชั่นคาร์เรียรคความเช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแสของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเกิดเซกชั่นคาร์เรียรคความเมื่ออุณหภูมิเพิ่มมากขึ้นจะทำให้มีกระแสไหลมากขึ้นจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิคคความปลอดภัยที่ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียรคความ อัตราทนกำลังสูญเสียของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

5.2.9 พิกัดปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นอาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะ ดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดตกรวมเดรนและซอร์สสูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(ON)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 5.13(ก) และเช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิกัดของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญและผู้ออกแบบต้องให้ความสำคัญก่อนการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต รวมถึงการป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดพังเสียหายได้ขณะที่ทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

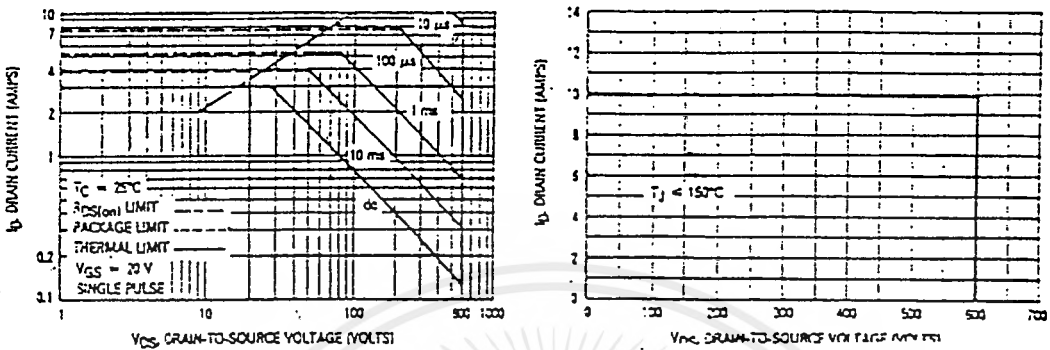
5.2.10 พิกัดปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงพิกัดกระแสและแรงดันใช้งานที่พิกัดปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะการใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิกัดปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาที่เริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้ในรูปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.13 (ก) และเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นได้ว่า SSOA มีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่า และขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแส เดรนสูงสุดเท่านั้น

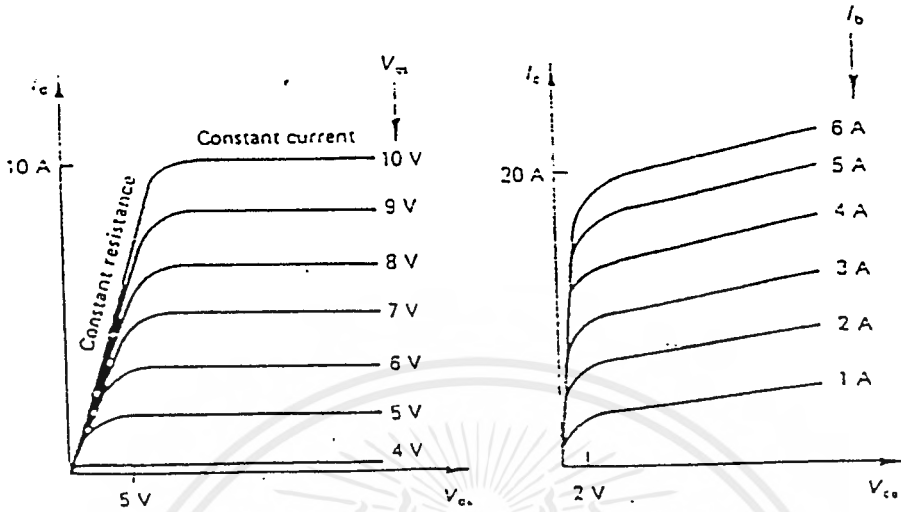


รูปที่ 5.13 (ก) แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต
(ข) แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

5.2.11 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟตเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

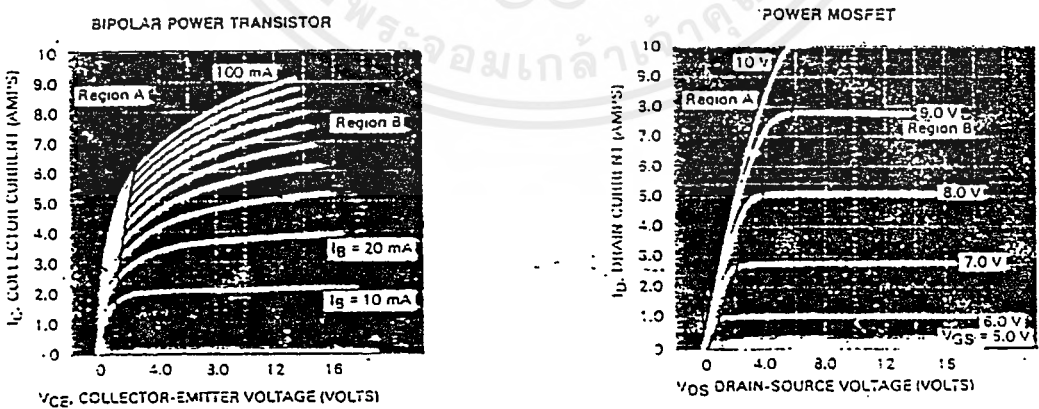
การควบคุมด้วยแรงดัน เมื่อพิจารณาถึงการนำไปใช้ในงานสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟตกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้ว สิ่งสำคัญที่จะต้องคำนึงถึง คือ ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าและลักษณะสมบัติทางเอทพุท จากรูปที่ 5.14 เป็นลักษณะสมบัติทางเอทพุทของเพาเวอร์มอสเฟตและเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเห็นได้ว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ควบคุมด้วยกระแส โดยการป้อนกระแสที่ขาเบสก็จะทำให้เกิดการไหลของกระแสคอลเลกเตอร์ได้

ส่วนเพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel enhancement ให้ทำงานได้นั้นจะต้องป้อนแรงดันบวกระหว่างเกตกับซอร์สจากการที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส ทำให้ต้องใช้วงจรขับที่สามารถจ่ายกระแสเบสได้อย่างเพียงพอ เพื่อให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างอิมตัวในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตนั้นใช้วงจรขับที่จ่ายแรงดันในการควบคุมกระแสเดรน ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตทำได้ง่ายกว่า ใช้กำลังไฟฟ้าน้อยกว่าใช้อุปกรณ์สร้างน้อยกว่าเมื่อเทียบกับวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 5.14 (ก) ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเพาเวอร์มอสเฟต
(ข) ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

ความเร็วในการทำงานแบบสวิตซ์ซิ่ง เพาเวอร์มอสเฟตมีความเร็วในการทำงานแบบสวิตซ์ซิ่งสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภท Unipolar ทำให้ไม่เกิดค่าเวลา storage time เหมือนกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งค่าเวลาดังกล่าวมีผลต่อความเร็วในการสวิตซ์ซิ่งของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอย่างมาก



a. เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

b. เอาต์พุตของมอสเฟต

รูปที่ 5.15 (ก) เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ (ข) เอาต์พุตของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแตกต่างอย่างเห็นได้ชัดจากการเปรียบเทียบกัน ลักษณะกราฟของมอสเฟตกำลังเป็น การเปลี่ยนของแรงดันเกท ไม่ได้เปลี่ยนแปลงกระแส ข้อแตกต่างที่สองคือความชันของกราฟใน ย่านอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์นั้นชันกว่าความชันในย่านโอห์มของมอสเฟต แสดงว่าความต้านทาน ของมอสเฟตสูงกว่าค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์ อีกข้อคือ ในย่านแอคทีฟความชันของ ทรานซิสเตอร์จะมากกว่าของมอสเฟต ดังนั้นการนำมอสเฟตไปใช้งานจะดีกว่า

วงจรขับแบบแยกกราวด์

ในที่นี้ต้องการแยกระหว่างสัญญาณควบคุมที่เป็นระดับสัญญาณลอจิกการแยกกราวด์ ระบบไฟฟ้าสามารถใช้วิธี ไฟเบอร์ออฟติก, ออฟโตคอมเพลก หรือหม้อแปลง

ข้อดีข้อเสียของมอสเฟต

ข้อดี คือ มีความเร็วในการสวิตชิ่งสูง

ราคาถูกกว่า IGBT

ข้อเสีย คือ เป็นการเพิ่มปัญหากระแสย้อนกลับช่องรีโคเวอร์ในไดโอดพีวีลิ่ง

ปัญหาแรงดันเกิน

กระแสในการสวิตชิ่งมีค่าค่อนข้างต่ำ

มักต้องมีวงจรสนับสนุนเบอร์ต่ออยู่ด้วยเสมอ

มีค่าความจุกำลังไฟฟ้าต่ำ

บทที่ 6

การออกแบบวงจรควบคุม

การออกแบบสร้างชุด General Trigger นั้นในที่นี้จะได้ออกแบบให้แยกออกเป็นภาค ๆ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบและตรวจสอบแก้ไขวงจร ซึ่งจะประกอบด้วยภาค Power Supply , Position Control , Trigger Unit

6.1 ภาค Trigger Unit และ Position Control

จะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณทรริก ซึ่งจะใช้ IC TCA 785 เป็นตัวสร้างสัญญาณอ้างอิงให้กับสัญญาณแรมป์ที่ใช้เปรียบเทียบกับแรงดันควบคุม จากการเปรียบเทียบกันจะได้สัญญาณทรริกออกมาที่เอาต์พุตของ IC TCA 785 ในที่นี้จะนำสัญญาณที่ได้ไปขับไอจีบีทีโดยตรงโดยไม่ต้องมีการขยายกระแสอีก ในกรณีที่นำไปใช้งานกับกับอุปกรณ์ที่ Turn On ด้วยกระแสอาจจะต้องนำ Pulse ที่ได้มาขยายอีกทีหนึ่ง Amplifier

วงจรที่ใช้เทคนิคสัญญาณซิงค์ในโครงการนี้จะมาจากหม้อแปลงแรงดันขนาด 220/12 โวลต์ โดยที่หม้อแปลงจะต่ออยู่กับไฟแต่ละเฟส . แล้วนำสัญญาณแรงดันไฟ 12 โวลต์ต่อเข้ากับ TCA 785 อีกทีหนึ่ง (ต่อเข้าที่ขา 1 และ ขา 5) TCA 785 อาจจะต่อกับแรงดันไฟ 220 โวลต์ได้เลยแต่ต้องนำตัวต้านทานที่มีค่าสูงๆ (ประมาณ 220-400 k Ω) มาต่ออนุกรมเพื่อจำกัดกระแสที่จะเข้าไปในตัว TCA 785 และจุดประสงค์หลักในการนำหม้อแปลงมาต่อก็คือเพื่อทำการลดระดับแรงดันและแยกกราวด์

สัญญาณ Synchronize ที่ Detector ออกมาจากระบบซึ่งจะนำเอามาเปรียบเทียบกับสัญญาณแรมป์ ก็จะได้สัญญาณทรริกเป็นลักษณะพัลส์ ออกมาทางเอาต์พุตของ TCA 785 ส่วนในการปรับมุมทรริก สามารถปรับได้ และตำแหน่งที่เกิดสัญญาณพัลส์นี้ก็สามารถเปลี่ยนหรือเลื่อนไปตามมุมต่าง ๆ เมื่อเทียบกับสัญญาณซิงค์ โดยการปรับความชันของสัญญาณแรมป์ (ปรับความต้านทานที่ขา 9) หรือปรับแรงดันคอนโทรล (ที่ขา 11) แรงดันคอนโทรลสามารถควบคุมได้จากภายนอกซึ่งสัญญาณอาจจะมาจากแหล่งจ่ายไฟ DC หรือแหล่งควบคุมจากไมโครโปรเซสเซอร์ โดยมีระดับแรงดันอยู่ในช่วง 0-10 โวลต์

การควบคุมสัญญาณทรริกถ้าต้องการให้สัญญาณทรริกเป็นศูนย์ขณะทำงานอยู่ทำได้โดยให้สัญญาณที่ขา 6 เป็น 0 แต่ในสภาวะการทำงานปกติโดยทั่วไปจะให้ลอจิก 1 แก่ ขา 6 หรือต่อกับไฟเลี้ยงที่ป้อนเข้า TCA 785 นั่นเอง

6.2 ภาค Power Supply

จะทำหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับทุกส่วนของวงจรในแต่ละหน่วย แหล่งจ่ายไฟจะใช้แรงดันเอาต์พุต +15 โวลต์ คงที่ โดยการผ่านหม้อแปลงและใช้ ไอซีเรกกูเลเตอร์เบอร์ 7815 ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่

6.3 ลักษณะเฉพาะของ TCA 785 มีดังต่อไปนี้

- ใช้งานได้อย่างกว้างขวางเพราะสามารถต่อกับแหล่งจ่ายไฟ 8-18 โวลต์
- ความถี่ที่ใช้งาน 10-500 Hz
- อุณหภูมิโดยทั่วไป -25 ถึง +85 องศาเซลเซียส
- กินกระแส 4.5-10 mA
- LSI compatible ดังนั้นจึงสามารถควบคุมโดย slow-speed ปลอดภัยจากสัญญาณรบกวนด้วยระดับสัญญาณโลจิกถึง 15 โวลต์
- มี 2 เอาต์พุต กระแสทริกจ่ายได้ถึง 250 mA
- อีก 2 เอาต์พุต จะเป็นสัญญาณกลับกับสัญญาณแรก
- ฟังก์ชันในการหยุด : เป็นการหยุดสัญญาณทริกไม่ให้มีเอาต์พุตออกไปโดยปราศจากการอาร์ค
- ปรับความกว้างของ pulse โดย capacitor ภายนอก
- zero crossing เป็นที่ยอมรับไว้ใจได้
- ป้องกันการหยุด ๆ หาย ๆ ของสัญญาณทริก โดยเฉพาะการทำงานแบบ six pulse ซึ่งใช้ zero crossing switch และ voltage pulse width converter

6.4 หน้าที่การทำงานต่างๆ ของ TCA 785

block และ pulse diagrams ดังรูปตามภาคผนวก แสดงหน้าที่หลักของ IC ตัวนี้ ส่วนหลักของ IC คือ supply ที่ถูกจ่ายโดยการควบคุมภายใน (U_{ref}) ประมาณ 3.1 V ดังนั้น paramiter หลักนี้จะไม่ขึ้นกับ dc supply voltage (U_s) และสามารถใช้แรงดันได้ถึง 8 ถึง 18 V

ขั้วบวกถูกต่ออยู่ที่ขา 16 และขั้วลบถูกต่ออยู่ที่ขา 1 (หมายถึงขากราวด์) กินกระแส 10 mA (ขณะไม่มีโหลด) เอาต์พุตของแรงดันภายใน U_{ref} ประมาณ 3.1 V ที่ขา 6 โดยผ่านตัวต้านทานภายในสามารถเพิ่มการกำจัด noise มากขึ้นด้วย C8 โดยต่อกับ ground (หมายถึงแรงดันอ้างอิง) ในวงจรแปลงกระแสที่ต้องการ TCA 785 หลายๆ ตัว (ตามแบบอย่างของ tree phase current circuits) สิ่งเหล่านี้จะถูกควบคุมการทำงานในสถานะเดียวกันทุกเฟส และควบคุมการแปลงกระแสสาขาต่างๆ ได้เป็นอย่างดี

เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ synchronization (U_{syn}) ได้รับจาก line voltage โดยต่อความต้านทานที่มีค่าสูงๆ U_{syn} ต่ออยู่ระหว่างขา 5 และขา ground ที่ขา 1 มีความไวสูงในการตรวจจับ zero crossing เพื่อทำการ synchronization และถูกส่งต่อไปยัง synchronization register ซึ่งควบคุมตัวกำหนดสัญญาณ ramp (sawtooth) ส่วนประกอบสำคัญของ constant current source (I_{const}) ซึ่งจะ charge โดย capacitor ภายนอก C_{10} หรือ C_r เป็นสัดส่วนกับเวลาที่ผ่านไป U_{10} ซึ่ง C_{10} จะมีค่าอยู่ระหว่าง 500 pF ถึง 1 μ F เสมอ และต้องจดจำก็คือว่า sawtooth flyback times จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่า C_{10} ดังแสดงในรูป และค่าต่ำสุดและสูงสุดของ I_{10} จะไม่เกินไปกว่าค่านี้

กระแส I_{const} จะถูกปรับได้โดยตัวต้านทานภายนอก R_a หรือ $R_r = 3$ ถึง 300 Kilo-ohms ผ่านขา 9 RC network R_9, C_{10} นั้นจะเป็นตัวกำหนดความชันในการขึ้นของ ramp voltage (U_{10}) ของ zero crossing และสัญญาณ ramp จะตกลงจากยอดด้วยการ discharge จาก ramp capacitor (C_{10}) ผ่าน discharge transistor ภายในวงจร syn register จะทำการส่งข้อมูลการตรวจพบแรงดัน 0 ในวงจรต่อไปเพียงอย่างเดียว หลังจากที่ discharge monitor แสดงว่า C_{10} ได้ทำการ discharge ออกไปอย่างสมบูรณ์

สิ่งเหล่านี้เป็นหลักสำคัญเมื่อเราใช้ TCA 785 และวิธีการในการควบคุมแรงดันที่ง่ายโดยทันทีที่ control voltage ที่ C_{10} ไม่มีผลกระทบต่อความสามารถในการควบคุมของ TCA 785 และวิธีการในการควบคุมแรงดันที่ง่าย

ในกรณี Op-Amp ได้ถูกคัดแปลงให้ปลอดภัยจากการรบกวนเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยในทันทีที่ control voltage ได้ควบคุม leakage voltage ถึงค่าสูงสุดก็จะรับ phase voltage อาจจะมีค่าต่ำกว่า leakage voltage หรือปรากฏออกมาเป็น 0 V

dc control voltage U_{11} ได้ต่อกับขา 11 (กับขา ground ที่ขา 1) ซึ่ง control comparator จะทำการเปรียบเทียบ control dc voltage กับ ramp voltage U_{10} ต่อมาถ้า U_{10} เกินกว่าแรงดันควบคุม U_{11} ก็จะมีสัญญาณปรากฏขึ้นที่เอาต์พุตโดยจะเริ่มต้นที่ control angle (δ) ในลำดับต่อมาที่วงจรถอดจิกจะเป็นตัวกำหนดชนิดและความกว้างของพัลส์ต่างๆ ที่เอาต์พุต (ขั้วบวกกับ ground) โดยมีความมุ่งหมายเพื่อการเชื่อมต่อหลายรูปแบบ (ดูรูปร่างสัญญาณจากภาคผนวก)

ที่เอาต์พุตหลัก Q1(ขา 14) และขา Q2(ขา 15) ทำการต่อแบบ emitter follower ซึ่งสามารถให้กระแสได้สูงถึง 250 mA และจะทำงานกันคนละครึ่งคลื่นโดยที่เอาต์พุตจะออกมาที่ขั้วเดียวกัน Q1 จะทำการปล่อยพัลส์ออกมาในครึ่งคลื่นลบเพียงอย่างเดียวและ Q2 ก็จะปล่อยพัลส์ในครึ่งคลื่นบวกของ Sync voltage

ความกว้างของพัลส์โดยทั่วไปอยู่ที่ประมาณ 30 μS (short pulse เมื่อปราศจากการต่อใดๆที่ขา 12) ส่วนการขยายความกว้างของพัลส์สามารถทำได้ง่ายโดยการต่อตัวเก็บประจุภายนอก C12 หรือ Ci ถ้าทรานซิสเตอร์อินพุทที่ขา 12 ถูกัดวงจรลงดินจะให้ความกว้างของพัลส์คือ

$\gamma = 180 - \delta$ (long pulse) เอาท์พุทรองคือ Q1 (ขา 4) และ Q2 (ขา 2) เป็น open collectors สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 10 mA สัญญาณสามารถนำออกไปใช้งานได้โดยการต่อตัวต้านทาน R4 และ R2 (ประมาณ 15 kilo-ohms) ระหว่างเอาท์พุทกับกราวด์ สัญญาณจะให้ การตอบสนองแบบเดียวกับ Q1 และ Q2 แต่จะกลับเฟสกัน แต่ถ้าต่อขา 13 เข้ากับขากราวด์จะเป็นการบอกให้รู้ว่าใช้งานลักษณะของ long pulse

Both auxiliary output QU (ขา 3) , QZ (ขา 7) ถูกจัดให้เป็น open collector และให้ ถูกใช้กับงานเฉพาะด้าน (ตัวอย่างเช่นการควบคุมลอจิกภายใน)

สัญญาณที่ได้รับจาก collector resistance R3 และ R7 อยู่ระหว่างเอาท์พุทกับขั้วบวก สัญญาณเอาท์พุทของ QU จะคล้ายกับ แต่จะมีความกว้างพัลส์เท่ากับ 180 องศา คงที่โดย สัญญาณของเอาท์พุท QZ ได้มาจากการ Nor-Link ระหว่าง Q1 และ Q2 นั่นคือ Q1+Q2 ในการใช้งานถ้าเอาท์พุทรองไม่ได้ใช้ควรต่อเอาท์พุท QZ (ขา 7) เข้ากับ ground

ตารางแสดงความกว้างของพัลส์เมื่อใส่คาปาซิเตอร์ C12

C12 (pF)	0	150	220	330	500	1000
Trigger Pulse Width(s)	30 μs	93 μs	137 μs	205 μs	22 μs	620 μs

ตารางที่ 6.1 ตารางความกว้างพัลส์

Short pulse = 30 ถึง 100 μs เหมาะสำหรับโหลดความต้านทาน

Long pulse = 100 μs เหมาะสำหรับโหลดอินดักทีฟและโหลดความต้านทานขนาดเล็ก

Combination pulse เหมาะสำหรับโหลดที่ต้องการกระแสของสัญญาณทรานซิสเตอร์สูง $di/dt = 1$ ถึง 3 A/ μs

Double pulse ใช้ในการควบคุม Tree-Phase Fullwave Bridge สัญญาณทรานซิสเตอร์จะมีมุมต่างกัน 60 องศาทางไฟฟ้า

สำหรับในโครงการจะใช้คาปาซิเตอร์ 3 nF ซึ่งได้ความกว้าง pulse ประมาณ 36°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

ทฤษฎี และหลักการทำงาน

ของการแก้ค่าตัวประกอบกำลังในวงจรเรียงกระแสสามเฟส

7.1 หลักการและทฤษฎีของการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

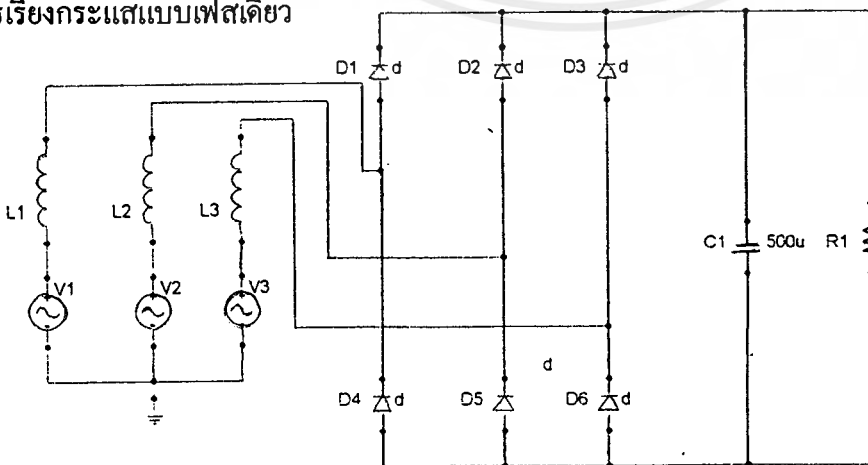
ในสภาวะปกติรูปร่างของกระแสและแรงดัน ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสของรูปที่ 7.1 ซึ่งจะมีรูปร่างของกระแสและแรงดัน ลักษณะดังรูปที่ 7.2 ซึ่งมีสาเหตุมาจากภายในระบบมีค่าความเหนี่ยวนำ และเป็นคุณลักษณะของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ไดโอดจะมีการนำกระแสในช่วงนั้น ซึ่งเกิดมาจากมีไดโอดนำกระแสพร้อมกันในทิศทางและขนาดเดียวกัน

จากลักษณะดังกล่าวที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นทำให้เราทราบได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังในรูปจะมีค่า ประมาณ 0.8 ซึ่งจะทำให้ระบบไฟฟ้ามีประสิทธิภาพที่ต่ำลง เนื่องจากต้องการกำลังที่มากขึ้นเนื่องจากกระแสหรือแรงดันที่จ่ายให้โหลดนั้นมีค่าต่ำลงไป

อย่างไรก็ดีการที่จะทำการแก้ค่าตัวประกอบกำลังนั้น มีได้หลายวิธีการ เช่นการนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานก็นับเป็นวิธีการหนึ่งเช่นกัน แต่ในโครงการนี้จะทำการนำเสนอวิธีใหม่โดยใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์มาช่วย ซึ่งมีหลักการดังต่อไปนี้

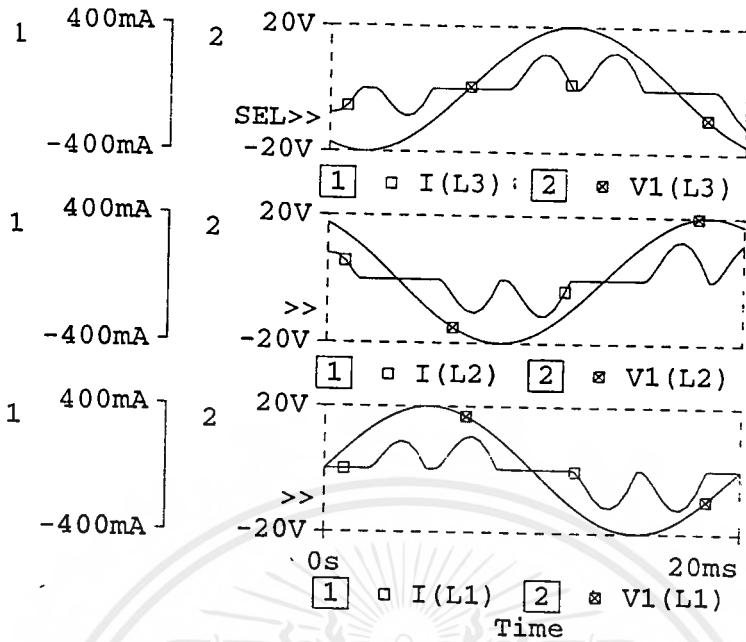
7.1 หลักการทำงานของเครื่องแก้ตัวประกอบกำลัง

จากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบปกติในรูปที่ 7.1 จะมีลักษณะของกระแสและแรงดันตามรูปที่ 7.2 จะสังเกตได้ว่าไดโอดมีการนำกระแสอยู่ตลอดเวลาโดยลักษณะดังกล่าวจะไม่เกิดขึ้นกับวงจรเรียงกระแสแบบเฟสเดียว



รูปที่ 7.1 รูปร่างวงจรเรียงกระแสสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

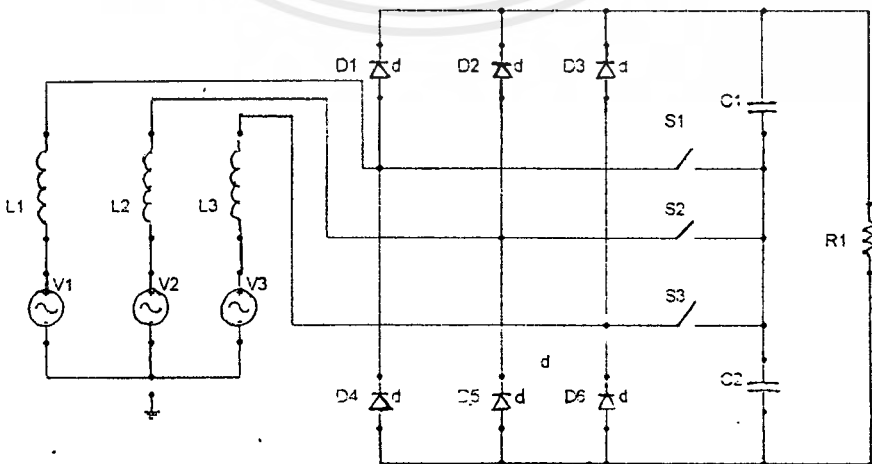


รูปที่ 7.2 รูปร่างของกระแสและแรงดันของรูปที่ 7.1

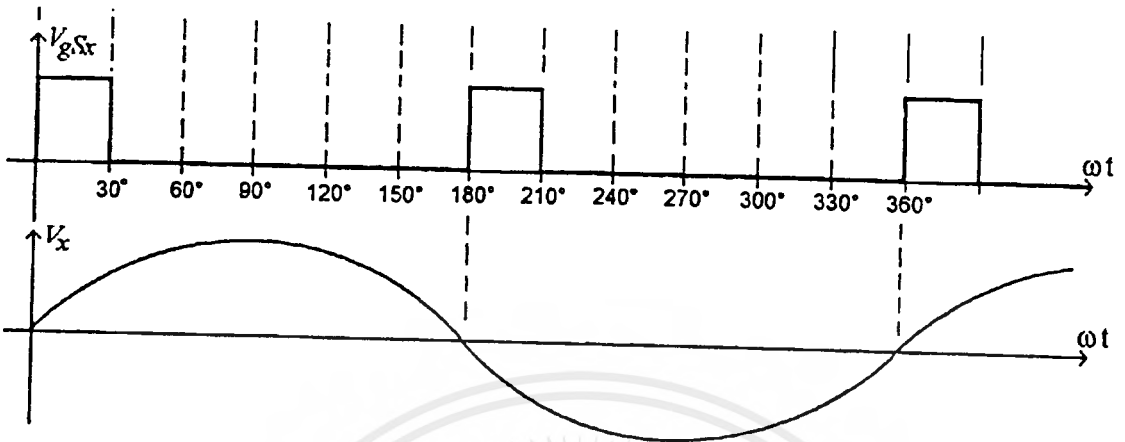
7.2 หลักการทำงานของเครื่องแก้ตัวประกอบกำลัง

เดิมรูปที่ 7.1 นั้นจะมีกระแสและแรงดันดังรูปที่ 7.2 ซึ่งเราสังเกตเห็นว่าจะมีการนำกระแสของไดโอดอยู่ 2 ช่วง ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าในการใช้ไดโอดเรียงกระแสสามเฟสนั้นจะมีช่วงที่ไดโอดทำงานพร้อมกัน 2 ตัวในการนำกระแส ซึ่งปรากฏการณ์นี้จะไม่เกิดขึ้นกับการใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบเฟสเดียว

อย่างไรก็ตามเราจะมาทำการวิเคราะห์ และทำการแก้ตัวประกอบกำลังในวงจรเรียงกระแสสามเฟส ดังนั้นหลักการที่นำมาใช้แก้ค่าตัวประกอบกำลังจะมีลักษณะดังรูปที่ 7.3 ซึ่งสามารถที่จะสังเกตเห็นว่าจะมีการนำสวิตช์มาใช้ปิด-เปิด ก่อนจะทำการกล่าวถึงหลักการการทำงานของสวิตช์ดังกล่าว จะกล่าวถึงการแก้ตัวประกอบกำลังดังนี้



รูปที่ 7.3 รูปวงจรเรียงกระแส และสวิตช์แก้ค่า Power factor



รูปที่ 7.4 จังหวะการทำงานของสวิตช์

จากทฤษฎีที่จะทำการกล่าวถึงนี้เพื่อให้สอดคล้องความเข้าใจจึงกำหนดค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

- ค่าความเหนี่ยวนำ 2.5 mH
- ค่าตัวเก็บประจุ 820 μF
- ค่าความต้านทาน ใช้หลอดไฟ 10หลอด (อนุกรมกัน 5หลอดแล้วนำมาขนานกัน)
- ช่วงเวลาในการเปิด-ปิด สวิตช์ 30-60 องศาไฟฟ้า

เพื่อความเข้าใจการทำงานจึงขออธิบายตามรูปที่ 7.5

ขั้นที่ 1 รูปที่ 7.5 (a) เป็นรูปที่มีการทำงานของไดโอดในการนำกระแสในช่วง 0-30 องศาไฟฟ้าซึ่งสามารถเปรียบเทียบกับรูปแรงดันสามเฟส ในรูปที่ 7.3 ได้

ซึ่งขณะช่วงเวลานั้นแรงดันในเฟส B จะมีค่ามากที่สุดจึงทำให้ไดโอดตัวที่ 2 และ 4 ทำงานและในขณะเดียวกันนั้นจะมีแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจาก 0 เรื่อย ๆ ในช่วงเวลาดังกล่าวนั้น สวิตช์ในเฟสที่ A จะปิดลง เพื่อจ่ายกระแสจากแหล่งจ่ายเข้าสู่ตัวเก็บประจุ กระบวนการนี้จะเป็นการเติมกระแสช่วงที่ขาดหายไป ในช่วงที่กระแสตามหลังแรงดันอยู่ทางซีกบวกของเฟส A มีการทำให้กระแสเพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็วทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าเข้าใกล้ 1 ค่ากระแสดังกล่าวมีค่า

$$I_a(t) = (\sqrt{2}V_s)(1 - \cos \omega t) / (2fL\sqrt{3}) \quad (7.1)$$

รูปวงจรที่มีการนำกระแสดังรูป a จะมีวงจรสมมูลดังรูปที่ 7.5

ขั้นที่ 2 รูป 7.5 (b) เป็นรูปไดโอดที่มีการนำกระแสช่วง 30-60 องศาไฟฟ้าซึ่งช่วงจะทำให้แรงดันของเฟส B เริ่มมีค่าลดลงจากช่วงบวกมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ช่วงนี้สวิตช์จะไม่ทำงาน แต่จะมีไดโอดนำกระแสในช่วงบวก 2 ตัว ด้วยกันและสามารถที่จะเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 7.5 (b)

ขั้นที่ 3 รูป 7.5 (c) เป็นช่วงการนำกระแสในช่วง 60-90 องศาไฟฟ้า ช่วงนี้จะมีไดโอดนำกระแสอยู่ 2 ตัวเช่นกันคือ 1 กับ 6 ซึ่งจากรูปที่ 7.2 สามารถที่จะสังเกตได้ว่าแรงดันของเฟส B มีค่าลดลงจาก 0 ลงเรื่อยๆ และเป็นจังหวะที่สวิตช์ b ทำงานเป็นการนำกระแสจากตัวเก็บประจุจ่ายเข้าสู่แหล่งจ่ายให้มากขึ้น ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเพิ่มขึ้นสังเกตได้จากรูปที่ 7.2 ช่วงที่เฟส B เป็นลบนั่นเอง

ขั้นที่ 4 รูปที่ 7.5 (d) เป็นรูปที่ไดโอดมีการนำกระแสในช่วงที่เฟส A มีค่ามากสุดในขณะที่เฟส B กำลังมีค่าลดลง และเฟส C มีค่าเพิ่มขึ้นในลักษณะนี้เองจะทำให้ไดโอดตัวที่กำลังทำงานอยู่เป็นไดโอดตัวที่ 1,5 และ 6สังเกตได้โดยเทียบกับรูป 7.2 ช่วงนี้จะไม่มีการทำงานของสวิตช์ตัวใด

ขั้นที่ 5 รูปที่ 7.5 (e) เป็นรูปที่แสดงการทำงานของไดโอดช่วงการนำกระแส 120-150 องศาไฟฟ้าซึ่งช่วงนี้เฟส C เริ่มจะมีช่วงที่เป็นบวกมากขึ้น ขณะที่เฟส A มีค่าค่อย ๆ ลดลง และเฟส B มีค่าลบมากทำให้ไดโอดตัวที่ 1, 5 ทำงาน และเนื่องจากเฟส C มีค่าค่อยๆ เพิ่มมากขึ้นทำให้กระแสไหลเข้าตัวเก็บประจุและเมื่อสวิตช์ปิด ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเพิ่มมากขึ้นในช่วงบวกของการนำกระแสมีค่ามากขึ้น สังเกตได้จากรูปที่ 7.2

ขั้นที่ 6 รูปที่ 7.5 (f) เป็นรูปที่แสดงการทำงานของไดโอดช่วงการนำกระแส 150-180 องศาไฟฟ้า ช่วงนี้เฟส A มีค่าค่อย ๆ ลดลง ขณะที่เฟส B และ C ยังคงมีแรงดันสูงขึ้นอยู่ให้ไดโอดตัวที่ 1, 3, 5 ทำงาน ในช่วงนำกระแสตามลำดับ

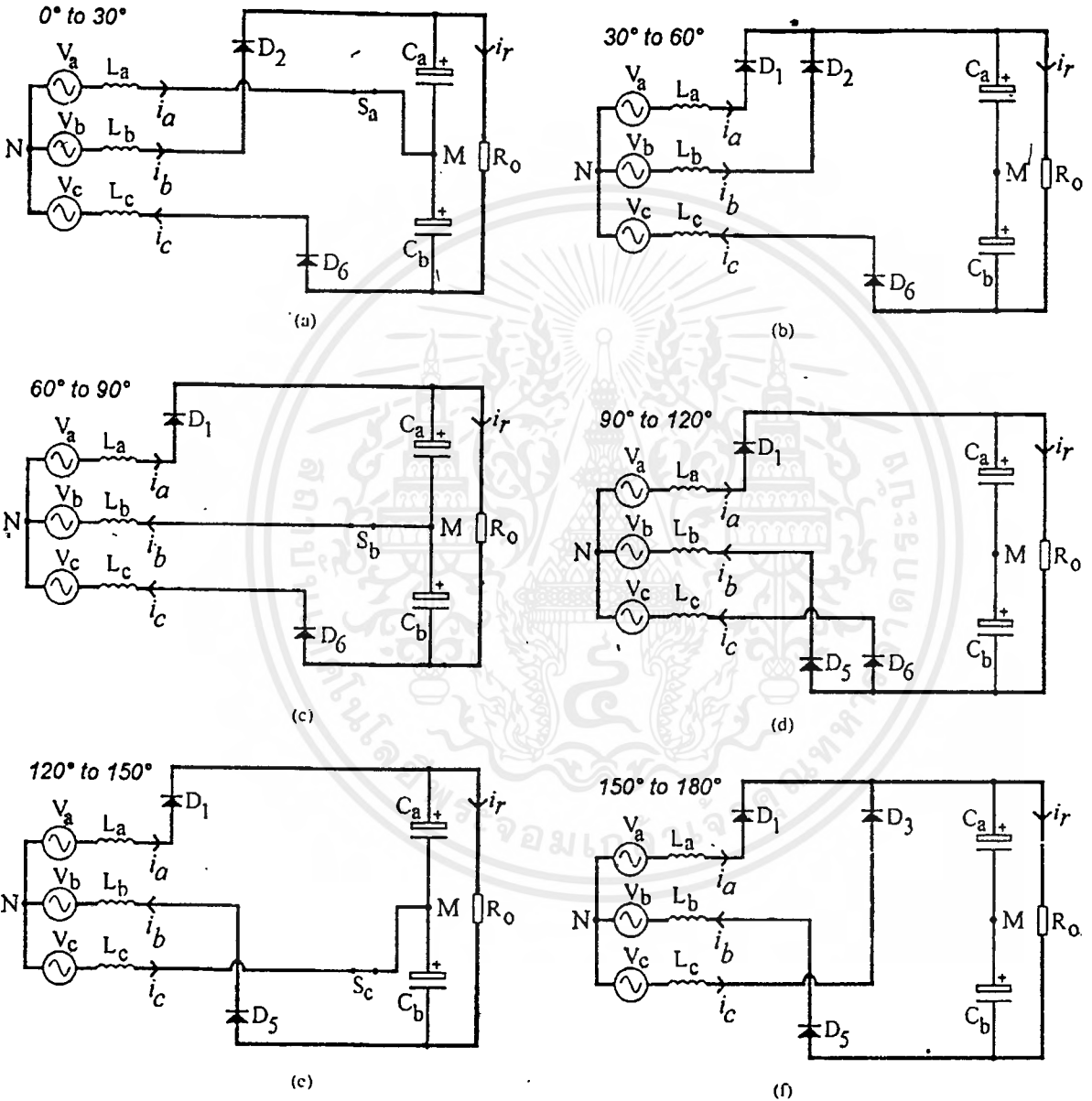
จากวิธีดังกล่าวสามารถหาค่าสมการได้ดังนี้

$$V_o = ((36\sqrt{2})/7\pi\sqrt{3})V_i \quad (7.2)$$

นอกจากนี้เรายังสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมจาก

$$L = (3.8489 \cdot 10^{-2} (V_i)^2) / (f \cdot P_o) \quad (7.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในของนักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.5 อธิบายหลักการทํางาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 สวิตช์ที่ใช้ในการ เปิด-ปิด

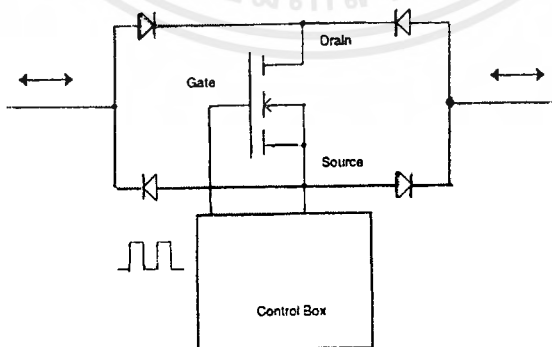
จากหลักการดังกล่าว สวิตช์ที่นำมาใช้จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์สองทาง ทางคณะผู้จัดทำเลือกใช้ MOSFET มาทำหน้าที่ดังกล่าวด้วยเหตุผลดังนี้

1. MOSFET ควบคุมได้ง่ายโดยใช้การควบคุมแบบ Voltage Control
2. เนื่องจากการควบคุมแบบ Voltage Control มีการสูญเสียน้อยกว่าการควบคุมแบบ Current Control
3. ในวงจรต้องการใช้อุปกรณ์ที่สามารถทนกระแสที่สูง และกระแสไม่ทำให้เกิดการสูญเสียในตัวอุปกรณ์

ลักษณะรูปร่างของสวิตช์แสดงดังรูปที่ 7.6 เนื่องจากสวิตช์มีบริดจ์ไดโอดคร่อมอยู่ระหว่างขา Collector และ Emitter ทำให้อุปกรณ์สามารถทำงานเป็นสวิตช์สองทางได้ ซึ่งสามารถพบได้ว่า สวิตช์นี้จะทำงานได้ตามที่เราต้องการ โดยการทำงานให้มีกระแสไหลได้จากการควบคุมการทำงานของขาเกตของ MOSFET การติดตั้งสามารถทำได้ตามรูปที่ 7.6

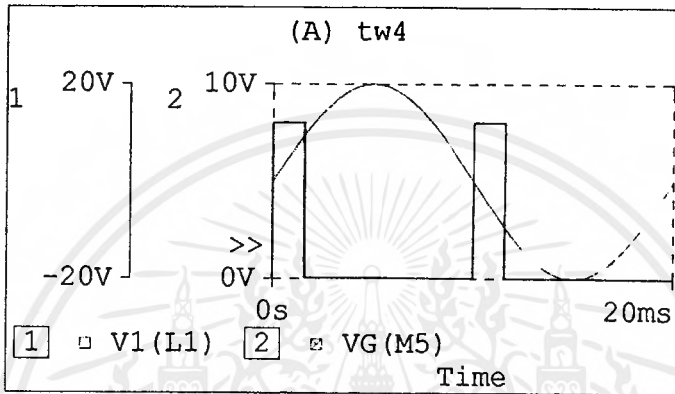
7.4 วงจรควบคุมการทำงานของขาเกต MOSFET

วงจรควบคุมที่ใช้ในวงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลัง จะใช้วิธีในการสร้างสัญญาณไปควบคุมการเปิด-ปิด การทำงานของสวิตช์ข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วสัญญาณที่สร้างขึ้นมานี้ สร้างโดยชุดควบคุม ซึ่งจะประกอบไปด้วย IC เบอร์ (รายละเอียดแสดงไว้แล้วในบทก่อนหน้า) TCA 785 และ IC เบอร์ 4N25 เพื่อแยกกราวด์

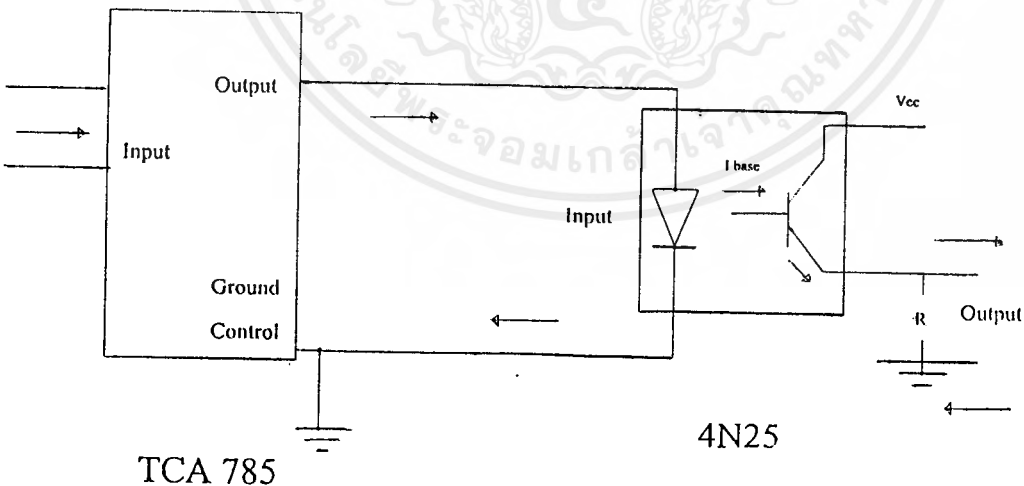


รูปที่ 7.6 รูปการต่อ MOSFET เข้ากับชุดควบคุม

สัญญาณที่ออกจากตัว TCA 785 นั้นจะเป็นการนำเอาลักษณะคุณสมบัติของ Zero Voltage Crossing มาใช้งาน โดย IC ตัวนี้จะตรวจจับสัญญาณทางด้านขาเข้า(ขา 5) สัญญาณที่นำไปใช้ได้จากเอาต์พุตที่ขา 14, 15 สังเกตลักษณะของสัญญาณที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.7 ส่วนด้านการทำงานของตัว IC เบอร์ 4N25 ถูกนำมาใช้เพื่อทำการแยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรกำลังทำให้ปลอดภัยมากยิ่งขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.7 รูปแสดงสัญญาณที่ใช้กับตัว MOSFET



รูปที่ 7.8 การแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

การทดลอง และผลการทดลอง

จากทฤษฎีที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถนำมาทำเป็นชิ้นงานได้ เพื่อที่จะทำการทดสอบผลที่ได้ทางทฤษฎีว่ามีความเป็นไปได้มากน้อยเพียงใดในการที่จะนำชิ้นงานที่ได้มาใช้งานได้จริง

ก่อนที่จะทำการทดลองจากชิ้นงานจริงนั้น จะมีการทำการจำลองระบบของชิ้นงานขึ้นก่อน โดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อหาแนวทางความเป็นไปได้ในเบื้องต้นก่อน ต่อจากนั้นจึงทำการต่อวงจรกำลัง และวงจรควบคุมจริง ดังนั้นในการทดลองจึงแบ่งออกเป็นสองช่วงหลักคือ การทำการจำลองระบบ(Simulation) โดยใช้โปรแกรม Pspice และช่วงที่สองคือการทำการทดลองจากวงจรจริง

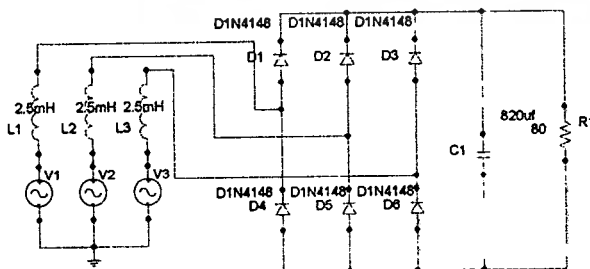
8.1 การทดลองโดยใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลองระบบ

อุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาทดลองในขั้นตอนนี้ ประกอบด้วย

1. แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับปรับค่าแรงดันได้ 0-50 V 3-เฟส
2. ไดโอด (Diode) เบอร์ 1N40148 จำนวน 6 ตัว
3. ตัวเหนี่ยวนำ 2.5 mH
4. ตัวต้านทาน 80 โอห์ม 1 ตัว
5. คาปาซิเตอร์ 820 μF จำนวน 2 ตัว

ขั้นตอนในการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 8.1



รูปที่ 8.1 รูปวงจรเรียงกระแสสามเฟส

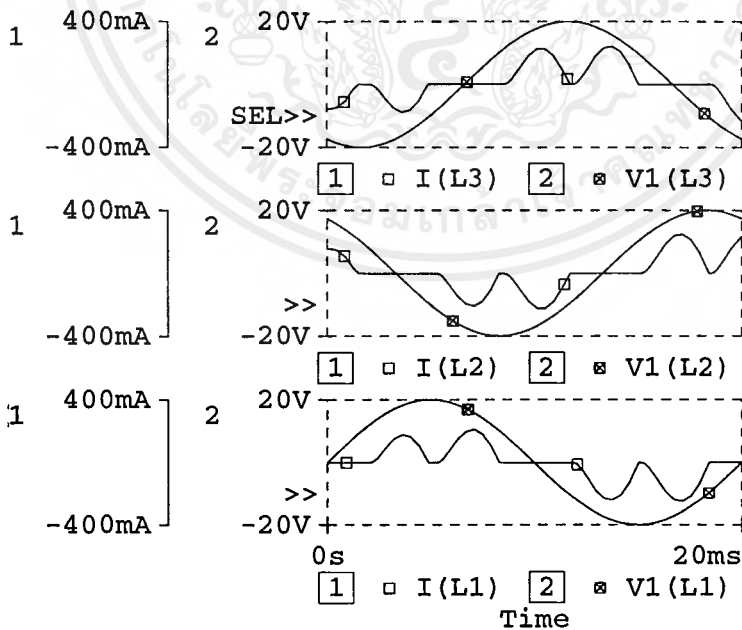
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการ Simulation โดยโปรแกรม Pspice

3. ทำการบันทึกค่าต่างๆที่ต้องการ ลงในตารางที่ 8.1 และดูแนวโน้มของค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) จากรูปที่ 8.2

ครั้งที่	Input (per phase)				Output		
	แรงดัน (V)	กระแส (A)	COS ϕ	กำลังไฟ ฟ้า (Watt)	แรงดัน (V)	กระแส (A)	กำลังไฟ ฟ้า (Watt)
1	20	0.249	0.844	4.203	16.44	0.148	2.433
2	30	0.317	0.823	7.823	25.44	0.225	5.724
3	40	0.425	0.827	14.059	33.71	0.305	10.281
4	50	0.538	0.816	21.950	42.35	0.385	16.304

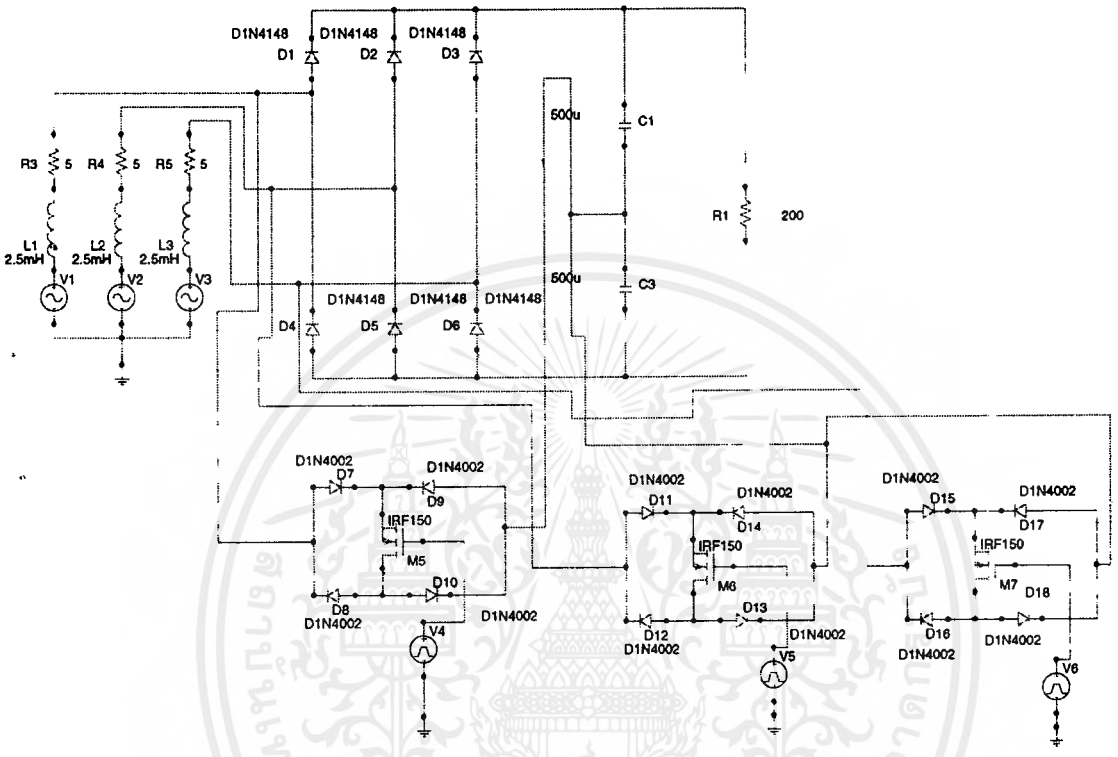
ตารางที่ 8.1 ตารางแสดงค่าที่วัดจากวงจรรูปที่ 8.1



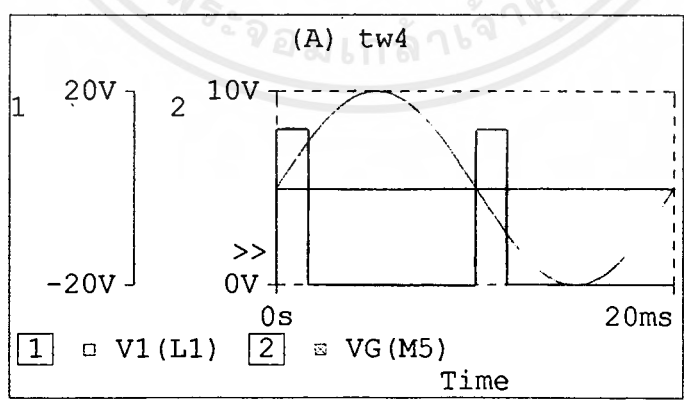
รูปที่ 8.2 ผลจากการ Simulation วงจรเรียงกระแสสามเฟสจากรูปที่ 8.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

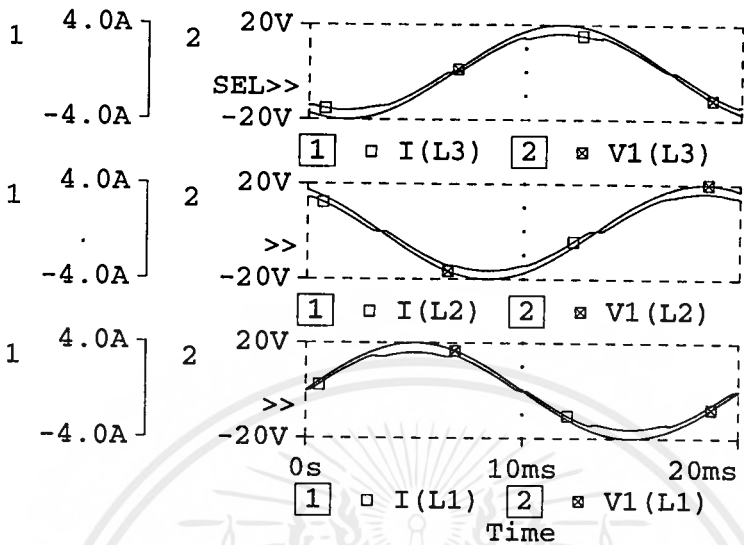
4. ทำตามข้อ 1-3 แต่ทำการต่อส่วนของ สวิตช์ เข้าไป ตามรูปที่ 8.3 พร้อมกับการป้อนสัญญาณในการ เปิด-ปิดให้แก่ สวิตช์ ซึ่งสามารถสังเกตช่วงการทำงานของสวิตช์ได้จากรูปที่ 8.4
5. สังเกตค่าตัวประกอบกำลังจากรูปที่ 8.5



รูปที่ 8.3 รูปวงจรเรียงกระแสตามเฟสที่ทำการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง



รูปที่ 8.4 รูปสัญญาณที่นำไปทำการ เปิด-ปิด สวิตช์



รูปที่ 8.5 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

ครั้งที่	Input (per phase)				Output		
	แรงดัน (V)	กระแส (A)	$\text{COS}\phi$	กำลัง ไฟฟ้า (Watt)	แรงดัน (V)	กระแส (A)	กำลัง ไฟฟ้า (Watt)
1	20	3.14	0.993	62.36	39.02	0.24	9.12
2	30	5.07	0.993	151.03	62.45	0.35	21.7
3	40	7.02	0.992	278.55	78.13	0.57	24.3
4	50	8.95	0.992	443.95	90.01	0.62	55.8

ตารางที่ 8.2 ตารางค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว

โดยการจำลองระบบ (Simulation)

จากแนวโน้มจากการสังเกตผลการทดลองโดยการเปรียบเทียบรูปที่ 8.3 กับรูปที่ 8.5 ทำให้เราทราบว่ามีความเป็นไปได้ทางทฤษฎีที่สามารถนำหลักการดังกล่าวมาประดิษฐ์เป็นวงจรจริงได้ จึงสามารถลงมือทำวงจรจริงได้ในขั้นตอนต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 ขั้นตอนการทดลองโดยวงจรที่สร้างขึ้นจริง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

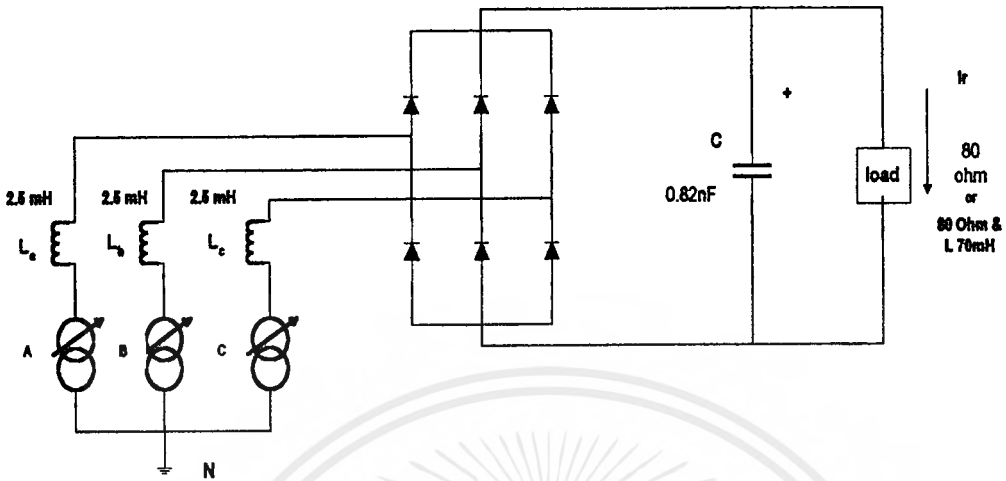
1. แหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 3 – เฟส 15 A 1 ตัว
2. ไดโอดบริดจ์เรกติไฟด์ (Diode Bridge Rectifier) 3 – เฟส
3. คาปาซิเตอร์ (Capacitor) 820 μF 2 ตัว
4. Mosfet เบอร์ IRFP450 และ IGBT MGW12N120 ชนิดละ 3 ตัว
5. ตัวเหนี่ยวนำ 2.5 mH 3 ตัว
6. ตัวเหนี่ยวนำ 70 mH 1 ตัว
7. โหลดความต้านทาน (R) 80 Ω 1ตัว
8. วงจรควบคุม IC เบอร์ TCA785 และ 4N25

ขั้นตอนในการทดลองก่อนแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

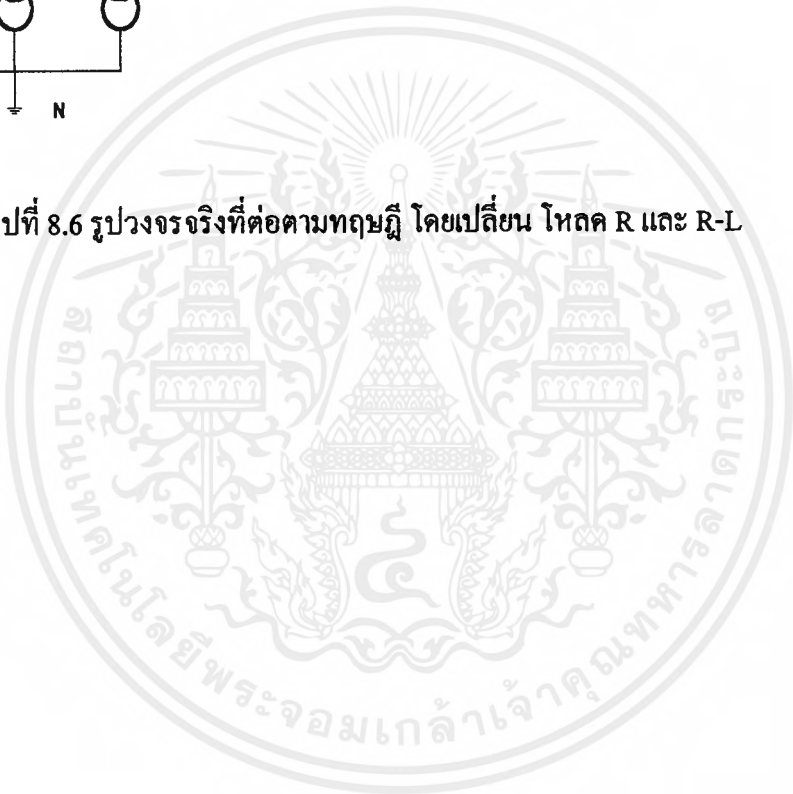
การทดลองจะทำการทดลองโดยจะทำการเปลี่ยนโหลดระหว่าง R และ R-L โดยทำการทดลองที่ระดับเดียวกัน และบันทึกผล โดยผลการทดลองที่ได้จะทำการแบ่งเป็นสองแบบคือ วงจรที่ยังไม่ได้มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง และทำการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง โดยจะมีการบันทึกผลของกระแส และแรงดันเป็นรหัส ASCII ด้วยเพื่อนำไปทำการคำนวณค่า ฮาร์โมนิก (Harmonic) ของกระแส และแรงดัน โดยลำดับดังนี้

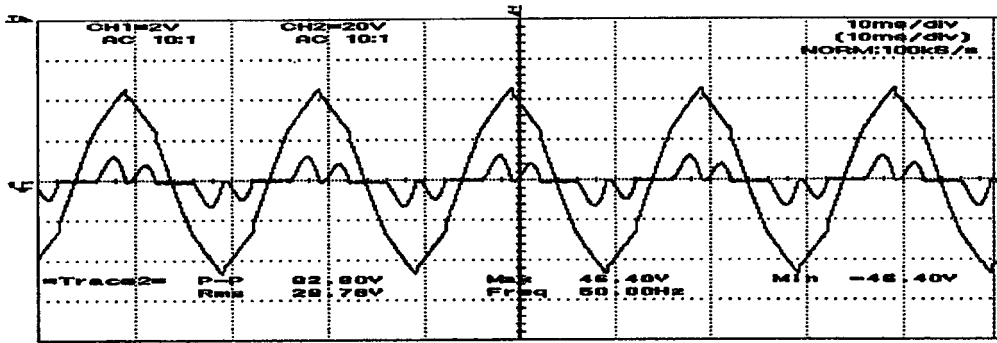
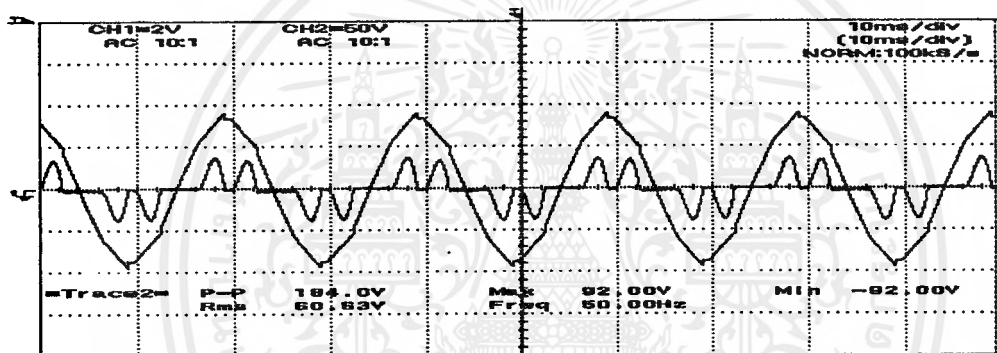
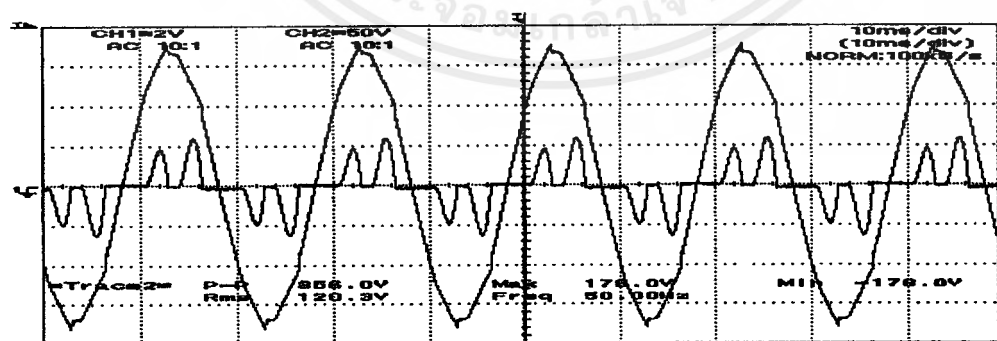
8.2.1 การทดลองก่อนแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

1. ต่อวงจรดังรูปที่ 8.6 ซึ่งเป็นการใช้โหลด R และการใช้โหลด R-L
2. บันทึกผลการทดลองตามตารางที่ 8.3 โดยเป็นตารางการทดลองโดยใช้โหลด R และ ตารางที่ 8.4 เป็นตารางการทดลองโดยใช้โหลด R-L
3. ทำการบันทึกภาพของรูปร่างของกระแส และแรงดันโดยใช้ ออสซิลอสโคปด์ แบบบันทึกภาพได้ โดยสามารถสังเกตได้จากรูปที่ 8.7 สำหรับโหลด R และรูปที่ 9.8 สำหรับโหลด R-L ที่ระดับแรงดันที่แตกต่างกัน นอกจากนี้จะทำการบันทึกค่ารูปร่างของกระแส และแรงดันเป็น รหัส ASCII เพื่อนำไปทำการคำนวณใน MathLab เพื่อทำการหาค่า Harmonic ที่ลำดับต่างๆซึ่งสามารถสังเกตได้จากรูปที่ 8.9 สำหรับโหลด R และรูปที่ 8.10 สำหรับโหลด R-L



รูปที่ 8.6 รูปวงจรเรียงที่ต่อตามทฤษฎี โดยเปลี่ยน โหลด R และ R-L

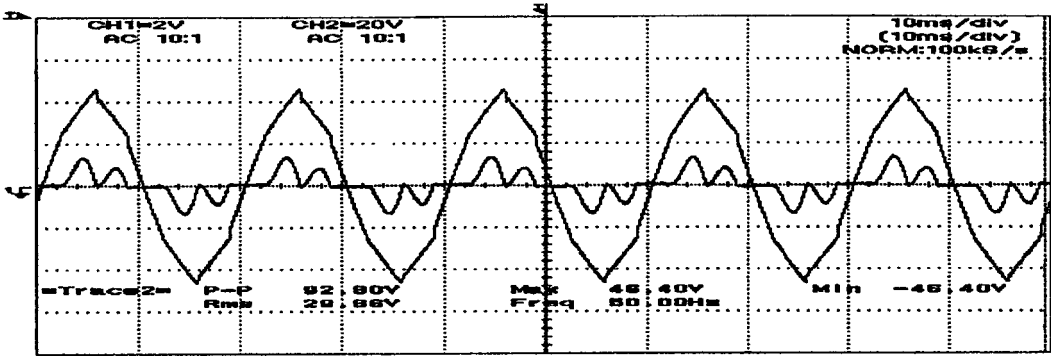
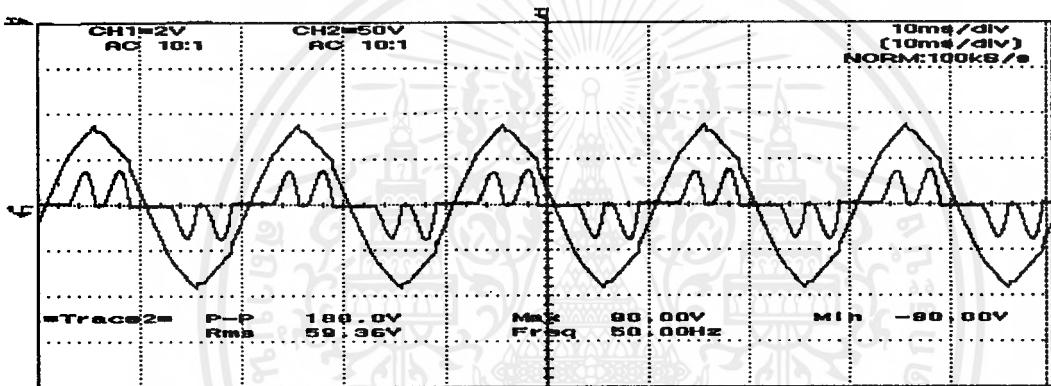
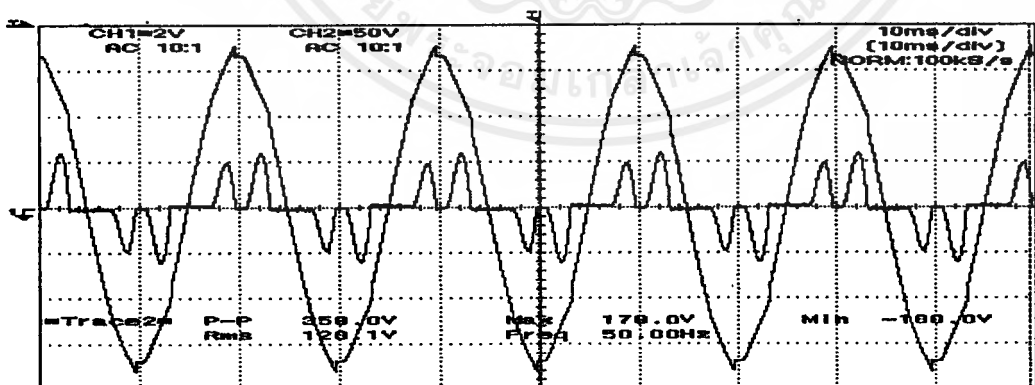


(a) 30 V_{rms} (b) 60 V_{rms} (c) $120\text{ V}_{\text{rms}}$

รูปที่ 8.7 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่ระดับแรงดัน

(a) 30 V_{rms} , (b) 60 V_{rms} , (c) $120\text{ V}_{\text{rms}}$ ตามลำดับสำหรับโหลด R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) $30 V_{rms}$ (b) $60 V_{rms}$ (c) $120 V_{rms}$

รูปที่ 8.8 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่ระดับแรงดัน

(a) $30 V_{rms}$, (b) $60 V_{rms}$, (c) $120 V_{rms}$ ตามลำดับสำหรับโหลด R-L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

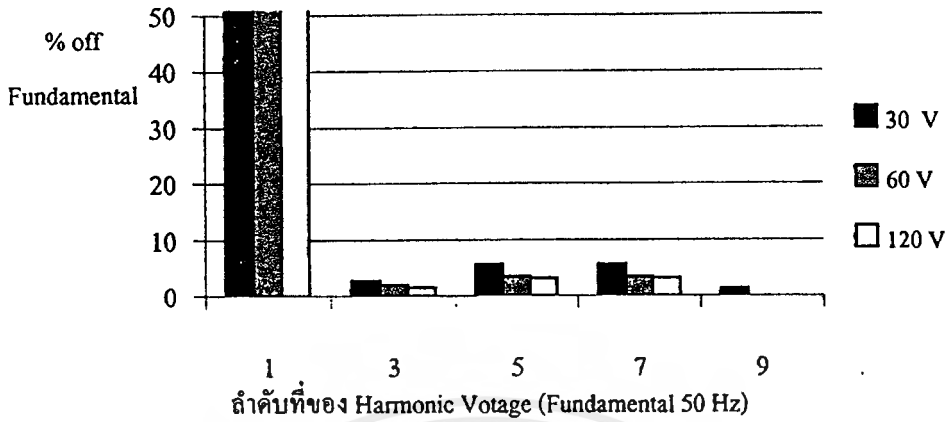
AC (Input)										DC (Output)			WATTS	
PHASE A		PHASE B			PHASE C			DC (Output)		WATTS				
Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	DC	AC	%Efficiency	
30	0.31	0.71	27	0.28	0.7	28	0.21	0.7	66.5	0.21	13.965	49.49	69.1	
50	0.37	0.71	48	0.32	0.7	49	0.28	0.7	121.2	0.32	38.784	39.23	91.76	
80	0.45	0.71	78	0.38	0.7	79	0.41	0.7	195	0.38	74.1	71.36	96.9	
100	0.5	0.71	100	0.42	0.7	100	0.46	0.7	245	0.43	105.8	106.45	99.76	
120	0.52	0.71	120	0.46	0.7	120	0.54	0.7	290	0.45	130.5	132.35	98.6	
127	0.56	0.71	127	0.48	0.7	127	0.57	0.7	314.6	0.47	147.86	149.76	98.73	
150	0.58	0.71	150	0.52	0.7	150	1.58	0.7	361.5	0.51	183.6	184.53	99.49	

ตารางที่ 8.3 ตารางก่อนการแก้ค่า Power Factor (โหลด R โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุตัวบนและตัวล่างบน 820 uF)

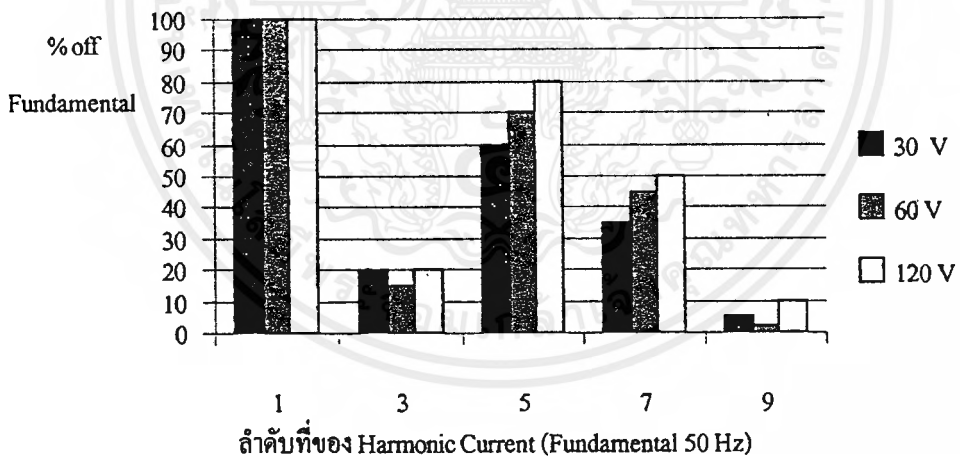
AC (Input)										DC (Output)			WATTS	
PHASE A		PHASE B			PHASE C			DC (Output)		WATTS				
Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	DC	AC	% Efficiency	
30	0.32	0.707	27	0.28	0.7	28	0.21	0.7	65.4	0.25	16.25	20.36	79.81	
50	0.35	0.707	48	0.32	0.7	49	0.28	0.7	120.3	0.31	36.3	37.12	96.98	
80	0.42	0.707	78	0.38	0.7	79	0.41	0.7	190.5	0.37	70.3	72.98	96.35	
100	0.46	0.707	100	0.41	0.7	100	0.46	0.7	255.8	0.41	90	96.56	93.21	
120	0.51	0.707	120	0.44	0.7	120	0.53	0.7	275.8	0.43	116.87	127.26	91.84	
127	0.52	0.707	127	0.45	0.7	127	0.55	0.7	291.2	0.45	131.04	140.07	93.35	
150	0.58	0.707	150	0.48	0.7	150	0.63	0.7	355.5	0.5	177.5	184.53	96.19	

ตารางที่ 8.4 ตารางก่อนการแก้ค่า Power factor (โหลด R-L โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุตัวบนและตัวล่างบน 820 uF)

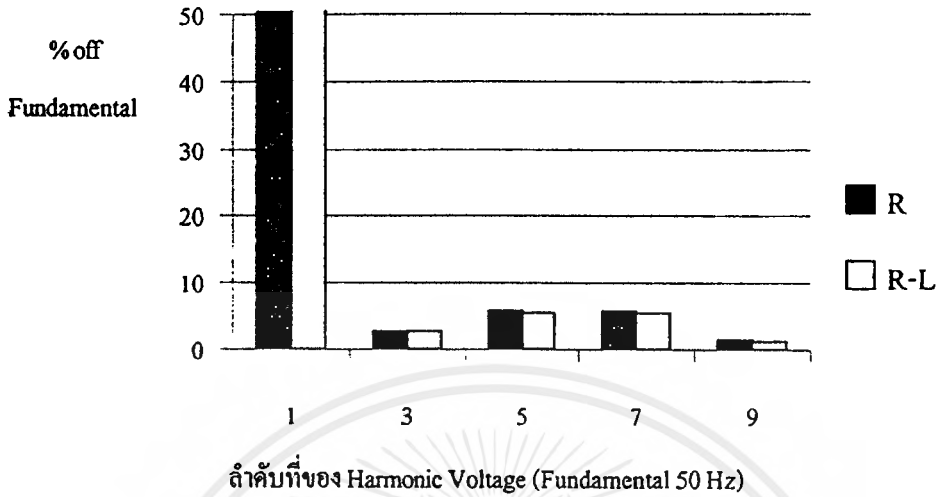
หมายเหตุ Voltage (V) , Current (A)



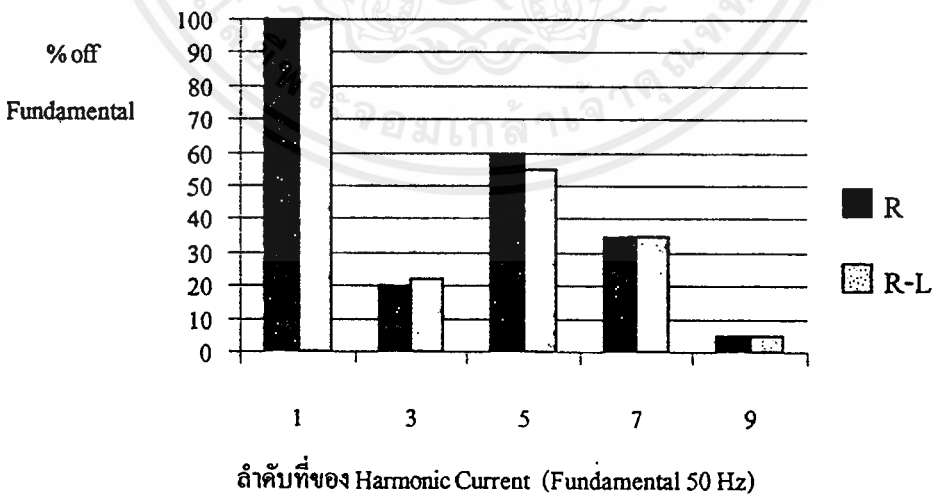
รูปที่ 8.9 รูปแสดงค่า Harmonic voltage โหลด R ที่ระดับแรงดัน 30,60 และ V_{rms}



รูปที่ 8.10 รูปแสดงค่า Harmonic Current โหลด R ที่ระดับแรงดัน 30,60 และ $120 V_{rms}$

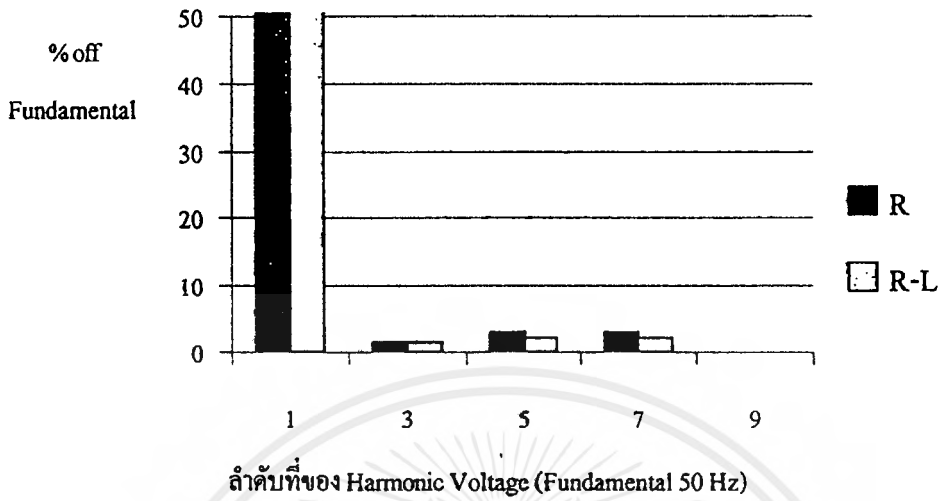


รูปที่ 8.11 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่า Harmonic Voltage ที่ $30 V_{rms}$ ระหว่างโหลด R กับ R-L

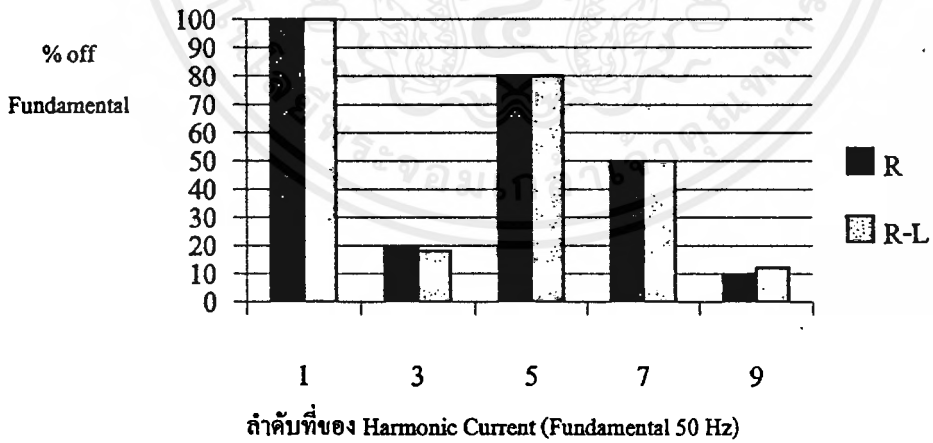


รูปที่ 8.12 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่า Harmonic Current ที่ $30 V_{rms}$ ระหว่างโหลด R กับ R-L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.13 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่า Harmonic Voltage ที่ 120 V_{rms} ระหว่างโหลด R กับ R-L



รูปที่ 8.14 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่า Harmonic Current ที่ 120 V_{rms} ระหว่างโหลด R กับ R-L

จากตารางที่ 8.3 สามารถสรุปได้ว่า เมื่อระดับแรงดันสูงขึ้นค่าของกระแสจะมีค่าสูงขึ้นตาม ทั้งด้าน อินพุท และด้านเอาต์พุท ค่าตัวประกอบกำลังเมื่อระดับแรงดันสูงขึ้นจะมีค่าค่อนข้างคงที่ คือ 0.70 และทางด้าน ประสิทธิภาพจะมีค่าสูงขึ้นถ้าระดับแรงดันอินพุทสูงขึ้น

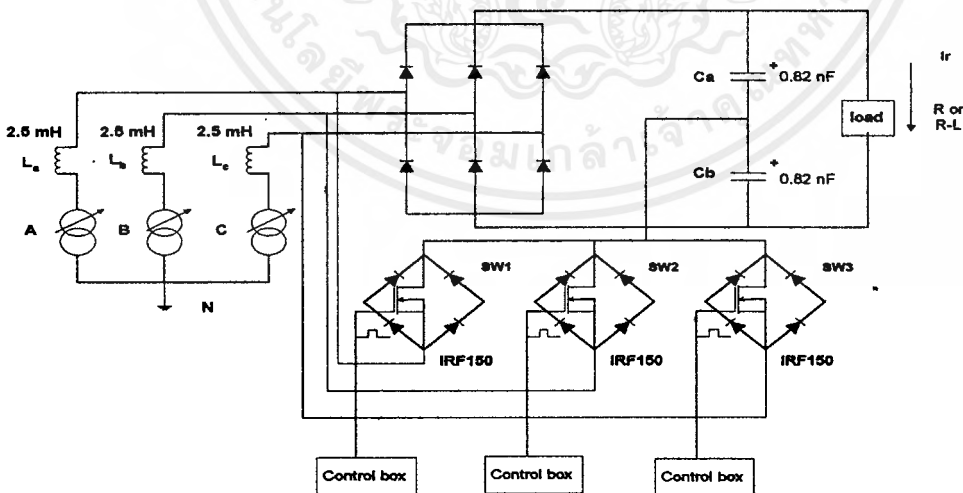
จากรูปกราฟค่า ฮาร์โมนิกของแรงดันที่มีระดับสูงขึ้น จะมีค่าฮาร์โมนิกของแรงดัน ลำดับที่ 3,5,7...มีแนวโน้มที่มีค่าลดลง และเมื่อทำการเปรียบเทียบค่า ฮาร์โมนิกของแรงดันที่ระดับเดียวกัน แต่ทำการเปลี่ยนโหลดจะพบว่า มีค่า ฮาร์โมนิกของแรงดันที่มีระดับค่อนข้างใกล้เคียงกัน

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการเปลี่ยนแปลงโหลด เอาต์พุท ไม่มีผลต่อค่า ฮาร์โมนิกของแรงดัน

จากรูปกราฟค่า ที่ลำดับเดียวกันถ้ามีแรงดันสูงขึ้นค่า ฮาร์โมนิกของกระแสจะมีแนวโน้มลดลง แต่ถ้าทำการเปลี่ยนโหลดจาก R เป็น R-L จะทำให้เมื่อระดับแรงดันสูงขึ้นโหลด R-L จะมีแนวโน้มของ ฮาร์โมนิกของกระแสที่ลดลง แต่จะมีค่าฮาร์โมนิกของกระแสสูงกว่าค่า ฮาร์โมนิกของกระแส ของโหลด R

8.2.2 การทดลอง และผลการทดลองของวงจรที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

1. ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 8.15 ซึ่งเป็นรูปที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว และมีการเปลี่ยนโหลดขณะทำการทดลองระหว่าง โหลด R และ R-L

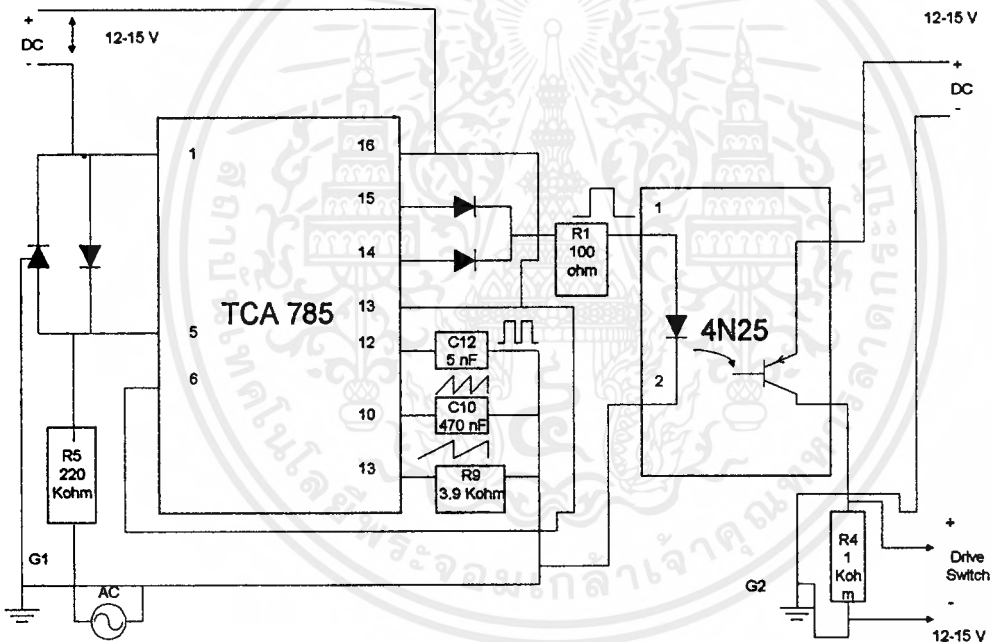


รูปที่ 8.15 รูปวงจรที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการต่อวงจรควบคุมที่อยู่ในส่วนของ กล่องควบคุม (Control box) ตามรูปที่ 8.15 โดยจะทำการต่อวงจรจริงซึ่งมีส่วนประกอบหลัก ดังรูปที่ 8.16 ซึ่งส่วนประกอบในวงจรควบคุมนี้จะมีการนำไอซีเบอร์ TCA 785 ซึ่งเป็นตัวสร้าง พัลส์ (Pluse) ขึ้นมาเพื่อที่จะทำการ เปิด-ปิด สวิตซ์ที่ทำด้วยมอเตอร์เฟด หรือ ไอจีบีที

ในการต่อวงจรจริงนั้นเนื่องจากเราต้องคำนึงถึงผลจากการรบกวน และการป้องกันไอซีที่ใช้ในการสร้างพัลส์ซึ่งมีราคาแพง จึงต้องทำการแยกกราวด์ของส่วนของวงจรควบคุมออกจากกันโดยจะทำการแยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรกำลังออกจากกันดังรูปที่ 8.16



รูปที่ 8.16 รูปของส่วนประกอบของวงจรควบคุม

โดยค่าของอุปกรณ์ที่ได้นำมาใช้ในการสร้างชุดควบคุมจะมีค่าดังรูปที่ 8.16 ซึ่งชุดสร้างพัลส์ของ TCA 785 จะประกอบด้วย

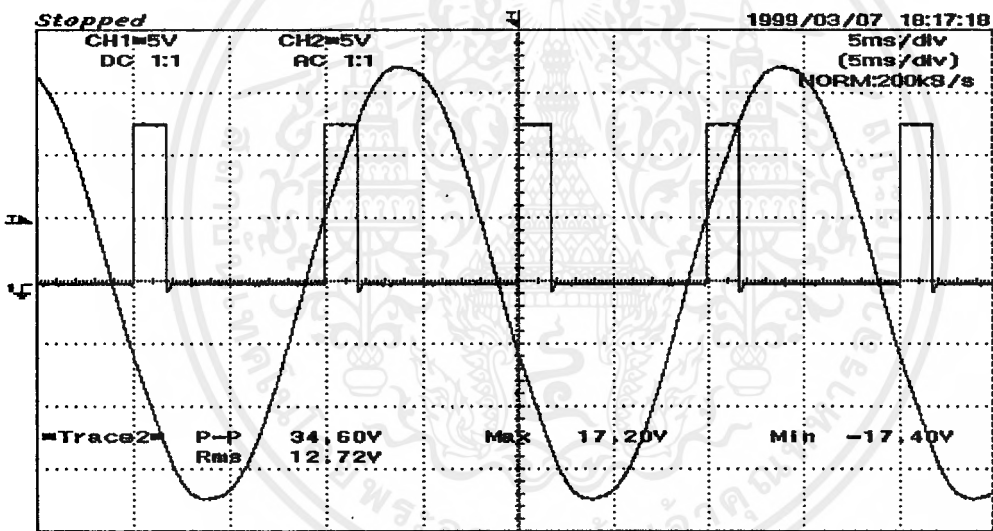
- ความต้านทานที่ใช้ในการลดค่าของกระแสคือ 220 กิโลโอห์ม
- ไดโอดระหว่างขาที่ 1 กับ ขาที่ 5 คือ 1N4003
- ค่าของคาปาซิเตอร์ ที่ขา 10 คือ $0.47\mu\text{F}$ และความต้านทานที่ขา 9 จะใช้ในการสร้างความกว้างของซอทูธ (SAW TOOTH) ในวงจรนี้จะใช้ค่า 3.9 กิโลโอห์ม

ค่าของคาปาซิเตอร์ ที่ ขา 12 คือ 5 nF ซึ่งจะนำมากำหนดช่วงการสวิตช์ว่าจะมีความกว้างในเปิดสวิตช์ประมาณ 30° ไฟฟ้าตามที่ทำการคำนวณในบทที่ผ่านมา

ส่วนค่าของอุปกรณ์ของชุดวงจรแยกกรวดของวงจรควบคุมกับวงจรกำลังคือ ความต้านทาน 100 และ 1000 โอห์ม สำหรับความต้านทานที่ขา 1 และขา 4 ตามลำดับ

ในการต่อส่วนของวงจรควบคุมเข้ากับสวิตช์ จะทำการต่อโดยใช้บริดจ์คร่อมดังในรูปที่ 8.15 และสัญญาณที่จะไปทำการเปิด-ปิดเมื่อเทียบกับแรงดันที่จ่ายให้จะมีลักษณะดังรูปที่ 8.17 ซึ่งจะมาจากแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานที่ขา 4 ของ ไอซี 4N25

ซึ่งจะสังเกตได้ว่าสัญญาณพัลส์ที่ต้องการจะกำเนิดทุกครั้งที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 8.17 รูปสัญญาณที่ทำการเปิด-ปิดสวิตช์
เมื่อเทียบกับแรงดันฝนแต่ละเฟสที่เข้ามา

- เมื่อทำการต่อวงจร ในรูปที่ 8.15 เสร็จก็ทำการทดลองโดยเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต ตามที่ต้องการ และทำการเปลี่ยนโหลดระหว่าง R และ R-L
- บันทึกผลการทดลองในตารางที่ 9.5 สำหรับ โหลด R และตารางที่ 9.6 สำหรับ โหลด R-L

AC (Input)												DC (Output)			WATTS		% Efficiency
PHASE A			PHASE B			PHASE C			Voltage	Current	V(mosfet)	I(mosfet)	DC	AC			
Power	Current	COS θ	Power	Current	COS θ	Power	Current	COS θ									
30	0.58	0.98	27	0.5	0.98	28	0.58	0.98	95.6	0.28	47.7	0.1	26.29	51.5	50.9		
50	0.76	0.98	48	0.68	0.98	49	0.74	0.98	168.6	0.35	84.4	0.14	59.01	111.11	53.9		
80	1.05	0.97	78	0.9	0.97	79	1.01	0.97	288.7	0.43	143.7	0.21	122.69	245.5	49.9		
100	1.22	0.95	100	1.21	0.95	100	1.2	0.95	362.1	0.51	182.7	0.22	181.5	348.1	51.98		
120	1.31	0.95	120	1.25	0.95	120	1.35	0.95	443.2	0.55	223.9	0.28	243.5	445.09	54.02		
127	1.39	0.95	127	1.38	0.95	127	1.48	0.95	485.6	0.61	243.6	0.3	291.34	503.6	57.81		
150	1.49	0.95	150	1.48	0.95	150	1.58	0.95	548.8	0.26	275.5	0.32	339.76	637.68	53.78		

ตารางที่ 8.5 ตารางการแก้ค่า Power Factor สับสวิทช์ 3 เฟส (โหลด R โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุตัวบนและตัวล่างบน 820 uF)

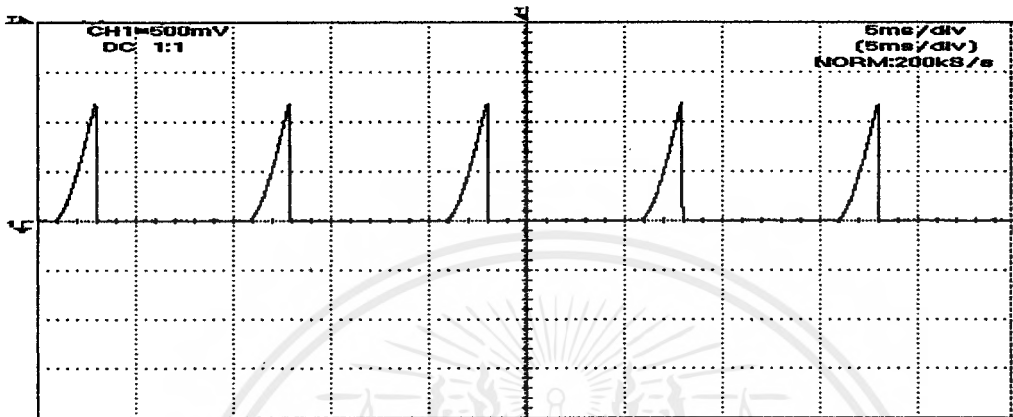
หมายเหตุ Voltage (V) , Current (A)

AC (Input)													DC (Output)			WATTS		% Efficiency
PHASE A			PHASE B			PHASE C			Voltage	Current	I(mosfet)	DC	AC					
Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	COS θ	Voltage	Current	COS θ										
30	0.61	0.98	27	0.48	0.98	28	0.54	0.98	96.2	0.275	47.3	0.11	26.18	53.35	49.8			
50	0.82	0.98	48	0.69	0.98	49	0.75	0.98	176.4	0.35	87.9	0.15	61.74	118.5	52.1			
80	1.06	0.97	78	0.94	0.97	79	1.1	0.97	290.6	0.425	145.8	0.2	123.5	247.9	49.8			
100	1.23	0.95	100	1.1	0.95	100	1.19	0.95	363.9	0.5	183.6	0.23	181.5	350	51.8			
120	1.35	0.95	120	1.27	0.95	120	1.36	0.95	447.2	0.55	223.1	0.28	245.6	443.5	55.3			
127	1.41	0.95	127	1.42	0.95	127	1.49	0.95	488.6	0.57	245.8	0.3	292.8	503.4	57.9			
150	1.52	0.95	150	1.51	0.95	150	1.61	0.95	550.4	0.61	276.6	0.32	341	640	53.1			

ตารางที่ 8.6 ตารางการแก้ค่า Power Factor สับสวิดซ์ 3 เฟส (โหลด R-L โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุตัวบนและตัวล่างบน 820 μ F)

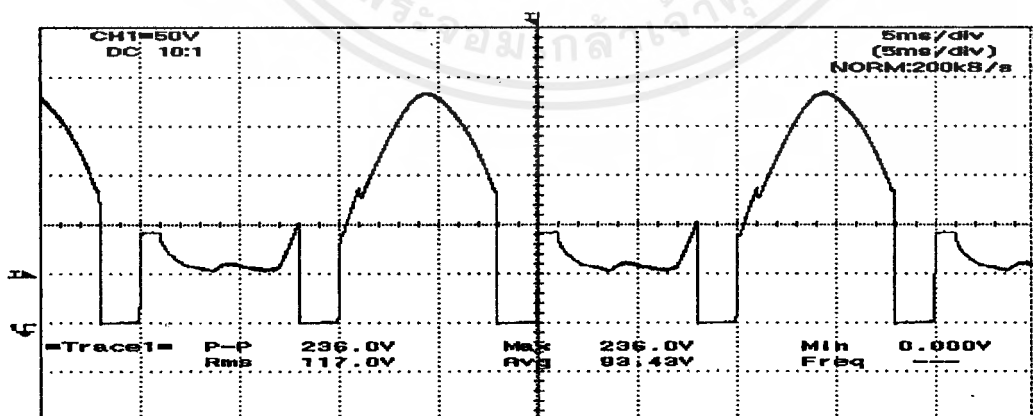
หมายเหตุ Voltage (V), Current (A)

4. รูปความสัมพันธ์ระหว่าง กระแส และแรงดันที่ไหลผ่านสวิตช์ไว้ แสดงได้ในรูปที่ 8.18 ซึ่งเป็นลักษณะของกระแส และรูปที่ 8.19 สำหรับแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์



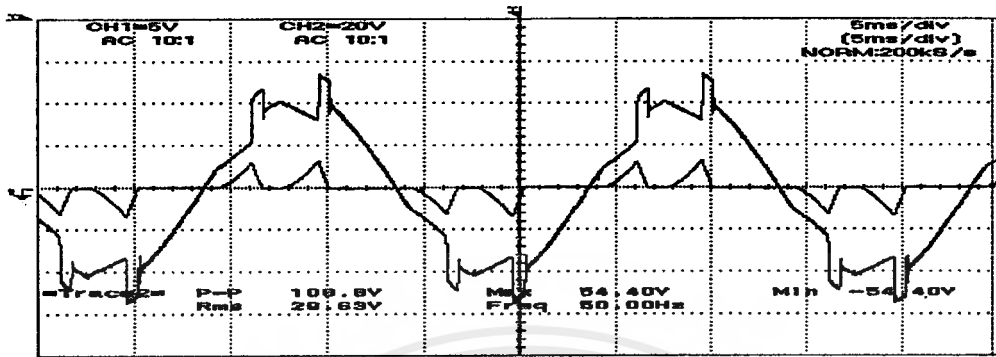
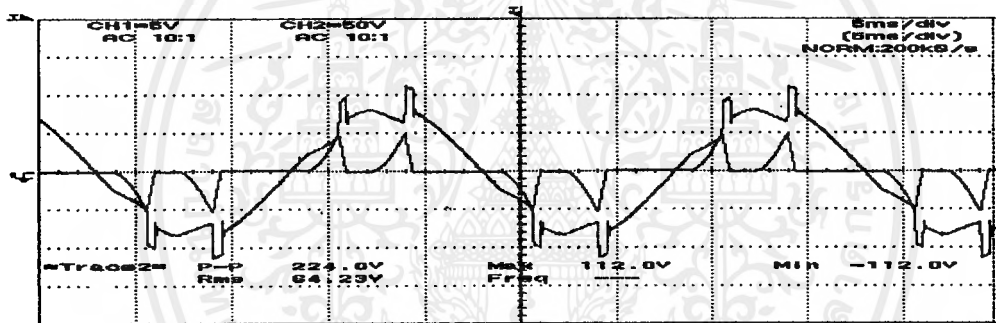
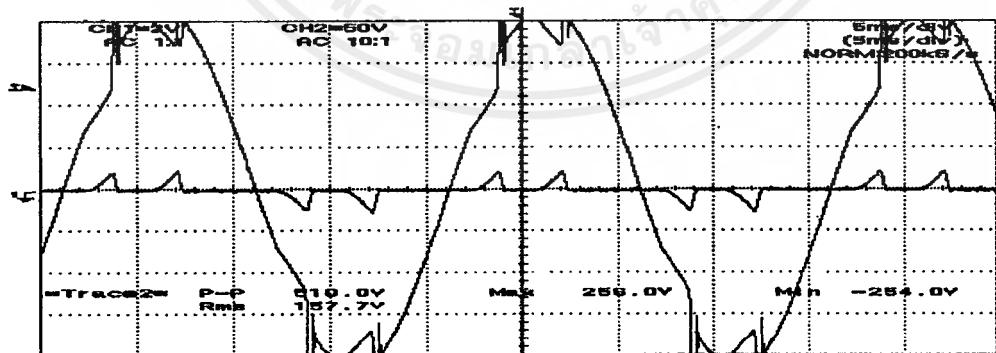
รูปที่ 8.18 รูปกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ในช่วงที่มีการเปิด-ปิดสวิตช์ ที่แรงดันอินพุท $100\text{ V}_{\text{rms}}$ ตามสัญญาณในรูปที่ 8.17

โดยในช่วงที่มีการให้สัญญาณเพื่อทำให้สวิตช์ปิดลงจะทำให้มีกระแสไหลผ่านเป็นช่วงๆซึ่งเป็นจังหวะเดียวกันกับรูปสัญญาณในรูปที่ 8.17 และทำให้มีแรงดันตกคร่อมสวิตช์ได้ดังรูปที่ 8.19



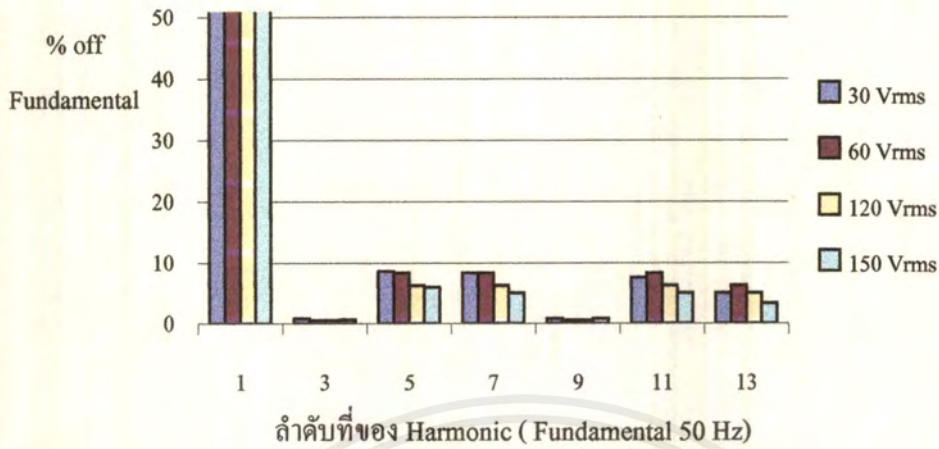
รูปที่ 8.19 รูปลักษณะแรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิตช์ ที่ แรงดันอินพุท $100\text{ V}_{\text{rms}}$ ตามจังหวะการเปิด-ปิดของสัญญาณในรูปที่ 8.17

5. จากวงจรที่ใช้แก้ค่าตัวประกอบกำลังจะสามารถบันทึกผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของโหลด R ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ R-L ดังรูปที่ 8.20 ด้านล่างนี้

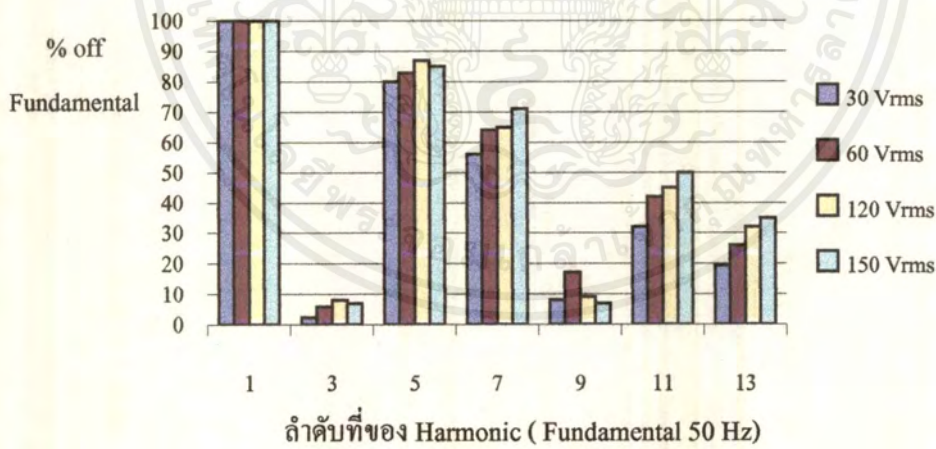
(a) 30 V_{rms} (b) 60 V_{rms} (c) $150\text{ V}_{\text{rms}}$

รูปที่ 8.20 รูปกระแส และแรงดันที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง $30, 60$ และ $150\text{ V}_{\text{rms}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.21 รูปกราฟแสดงค่าฮาร์โมนิกของแรงดันที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังที่ระดับแรงดันสูงขึ้น โหลดที่ใช้คือ R และ R-L



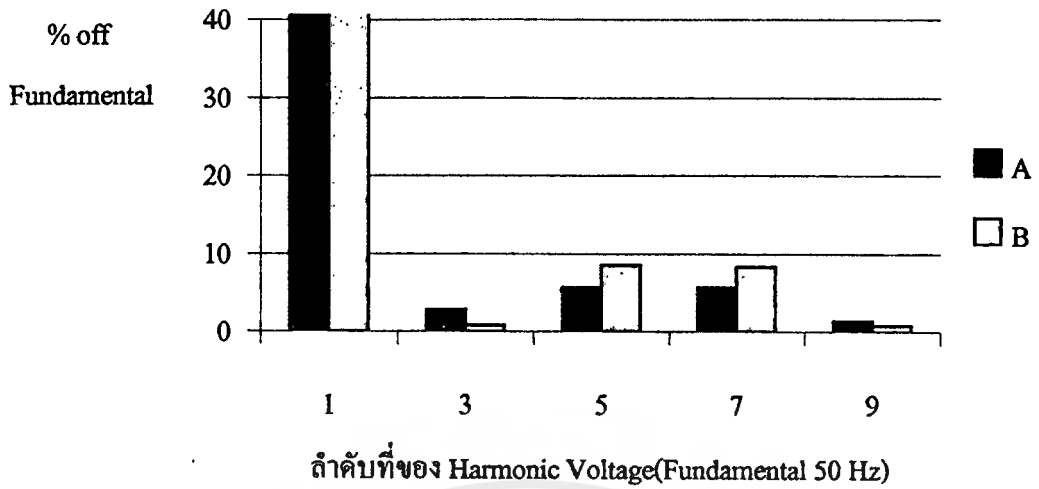
รูปที่ 8.22 รูปกราฟแสดงค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังที่ระดับแรงดันสูงขึ้น โหลดที่ใช้คือ R และ R-L

จากผลการทดลองเมื่อวิเคราะห์ผลจากตารางบันทึกผลการทดลองของตาราง ที่ 8.3 และ 8.4 ทำให้เรทราบได้ว่าหลังจากมีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังที่แรงดันไฟฟ้าเท่าเดิมแล้วจะทำให้ กระแสทางด้านอินพุทมีค่าสูงขึ้น และค่าตัวประกอบกำลังซึ่งจะทำการคิดเฉพาะค่าคอสเพลสเมนต์เพาเวอร์แฟคเตอร์ (Displacement Power factor) เพื่อที่จะสามารถเปรียบเทียบให้เห็นได้จริง จะมีค่าสูงมากยิ่งขึ้น จากเดิม 0.707 (DPF) เป็น 0.95 (DPF) โดยจากแนวโน้มของแรงดันที่มากขึ้นค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่าค่อนข้างคงที่ จึงนับได้ว่าจากการทดลองในโครงการนี้ประสบผลสำเร็จในระดับหนึ่ง แต่ก็ยังมีข้อเสียอีกหลายด้านรวมทั้งการที่ประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสตามเฟสจะลดลงซึ่งเป็นผลเสียอย่างมาก (คิดเฉพาะค่า DPF) ซึ่งได้มาจากผลการทดลอง แต่เมื่อทำการวิเคราะห์ค่าของผลจากฮาร์โมนิกจะมีผลดังต่อไปนี้

เมื่อระดับแรงดันสูงมากขึ้นที่ไหลคล้ายกันแนวโน้มจากกราฟรูปที่ 8.9 และรูปที่ 8.21 ค่าฮาร์โมนิกของแรงดันจะมีค่าต่ำลงเมื่อแรงดันเพิ่มสูงขึ้น แต่ถ้าเมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างกราฟรูปที่ 8.9 และ 8.21 จะทำให้ทราบได้ว่า เมื่อยังไม่ได้ทำการแก้ค่าตัวประกอบกำลังในรูปที่ 8.9 พบว่าเป็นรูปที่มีค่าฮาร์โมนิกของแรงดันที่ 3 ต่ำ แต่สำหรับค่าฮาร์โมนิกของแรงดันที่ 5 และ 7 จะมีค่ามาก ซึ่งสามารถดูได้จากรูปที่ 8.23 ซึ่งจะเห็นรูปการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของแรงดันที่แรงกันอินพุทเดียวกัน ในกรณีที่แรงดันเฟสเท่ากันทุกเฟสจะไม่เกิดฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 และ 9

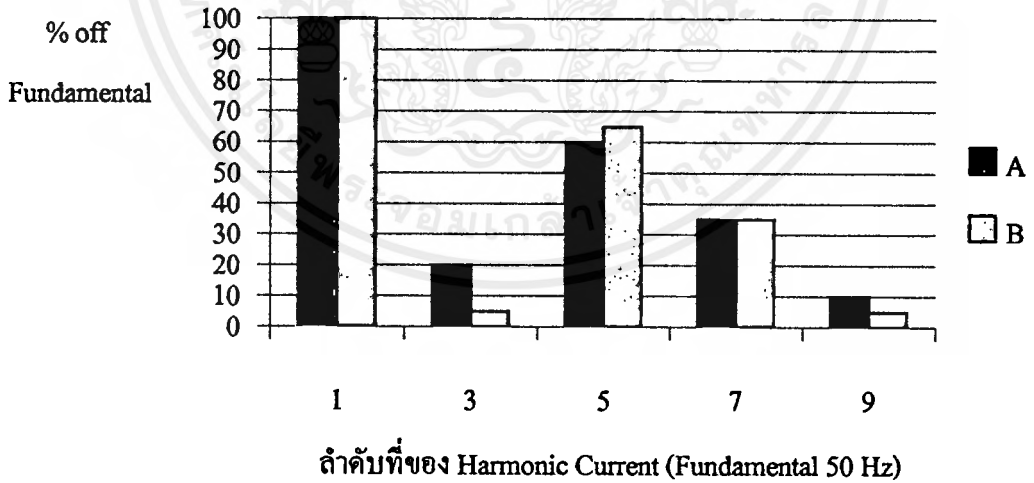
ทางด้านค่าฮาร์โมนิกของกระแสสามารถทราบจากผลการทดลองได้ดังนี้ คือเมื่อเปรียบเทียบที่ไหลคล้ายกันแต่แรงดันอินพุทมีค่าสูงขึ้นจากรูปที่ 8.10 กับรูปที่ 8.22 จะทราบแนวโน้มได้ว่าเมื่อแรงดันอินพุทสูงขึ้นค่าฮาร์โมนิกของกระแสจะมีค่าสูงขึ้นสำหรับวงจรเรียงกระแสตามเฟสที่ไม่ได้มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง และค่าฮาร์โมนิกของกระแสจะมีสูงขึ้นเช่นกัน สำหรับวงจรเรียงกระแสตามเฟสที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาจากรูปกราฟทั้งสองแล้วทำให้เรทราบได้ว่าระหว่างกรณีที่แก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้วจะมีค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่ 3 และ 9 ต่ำ แต่มีค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่ 5 และ 7 จะมีค่าสูงมาก ซึ่งสามารถเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่แรงดันอินพุทเดียวกัน ได้ในรูปที่ 8.24

นอกจากนี้เมื่อเราทำการเปลี่ยนโหลดจาก R ไปเป็น R-L ค่าฮาร์โมนิกของแรงดันจะมีค่าเปลี่ยนแปลงน้อยมาก แต่การเปลี่ยนแปลงของฮาร์โมนิกกระแสอาจมีค่าสูงขึ้นบ้างแต่ก็ไม่มากนัก



รูปที่ 8.23 รูปเปรียบเทียบค่า Harmonic Voltage ที่ 30 V_{rms} โหลด R

- ก่อนแก้ค่าตัวประกอบกำลัง
- หลังแก้ค่าตัวประกอบกำลัง



รูปที่ 8.24 รูปเปรียบเทียบค่า Harmonic Current ที่ 30 V_{rms} โหลด R

- ก่อนแก้ค่าตัวประกอบกำลัง
- หลังแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

จากการนำค่าของกระแสและแรงดันมาทำการหาค่าฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆแล้วนำมาทำการหาค่าคิสหอนันต์เฟคเตอร์ (Distortion Factor) และค่า เปอร์เซนต์ค่าฮาร์โมนิกรวม (% THD) ของกระแสและแรงดัน จะสามารถทำการหาค่าตัวประกอบกำลังรวมได้ ดังตารางที่ 8.7 และ 8.8 ซึ่งเป็นตารางของโหลด R และ R-L ตามลำดับ โดยคิดค่าต่างๆดังสมการต่อไปนี้

$$\% \text{ THD} = (100 \times \sqrt{(H_1)^2 + (H_2)^2 + \dots + (H_n)^2}) / H_1 \quad (8.1)$$

$$\text{PF} = \{(DPF) \times (I_1)\} / \sqrt{(I_1)^2 + (I_2)^2 + \dots + (I_n)^2} \quad (8.2)$$

จากตารางดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่าเมื่อคิดค่าความผิดเพี้ยนของกระแส และแรงดันแล้วสามารถแก้ค่า DPF (Displacement Power Factor) ได้แต่จะทำให้ค่า DF (Distortion Factor) มีค่าต่ำลงทำให้ค่าตัวประกอบกำลังจริงจะมีค่าไม่เท่ากับ 0.95 ที่คิดจากค่า DPF อย่างเดียวได้

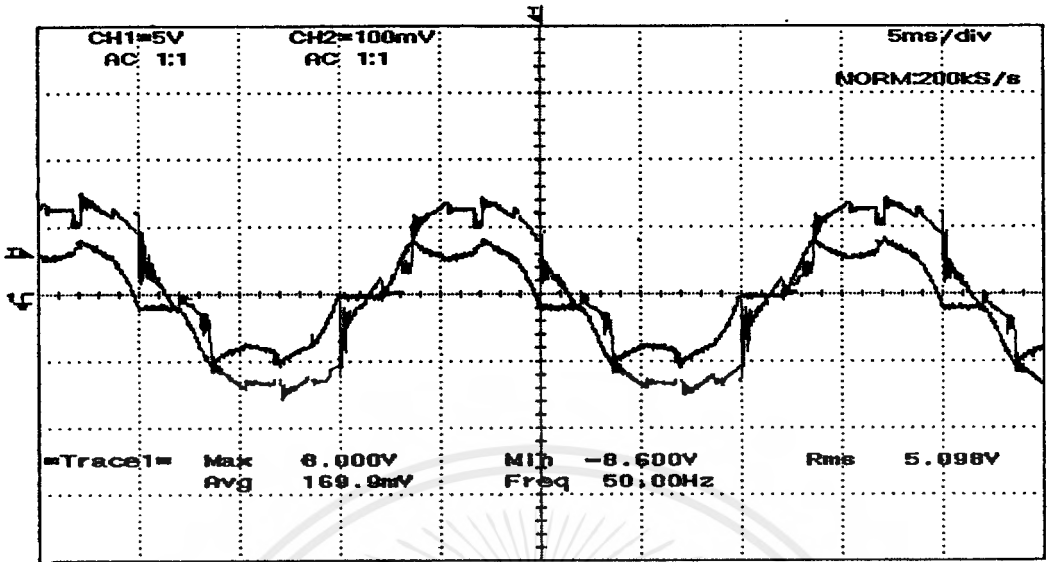
จากข้อสรุปดังกล่าวจึงมีการพยายามปรับปรุงค่าความผิดเพี้ยนของกระแสให้มีค่าสูงขึ้นโดยใช้การปรับปรุงค่า DF โดยเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นประมาณ 25 มิลลิเฮนรี่ ซึ่งจะทำได้รูปร่างของกระแสและแรงดันดังรูปที่ 8.25 และรูปที่ 8.26 ซึ่งจากการทดลองดังกล่าวสามารถนำรูปร่างของแรงดันและกระแสมาทำการวิเคราะห์ค่าฮาร์โมนิกได้เป็นรูปที่ 8.27 และรูปที่ 8.28 และจากรูปดังกล่าวสามารถนำมาทำการคำนวณค่าเปอร์เซนต์ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสและแรงดัน และค่าตัวประกอบกำลังได้ดังตารางที่ 8.9 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่ามากขึ้น โดยถ้าต้องการให้มีค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมจะต้องมีการศึกษาทางด้านฮาร์โมนิกอย่างจริงจังอีกหัวข้อหนึ่งต่อไป

Voltage input	ก่อนแก้ค่า COS				ก่อนแก้ค่า COS			
	% THD (V)	% THD(I)	D.F.	P.F.	% THD (V)	%THD(I)	D.F.	P.F.
30 V	8.87	72.4	0.866	0.55	12.43	77.88	0.79	0.75
60 V	6.08	84.5	0.77	0.54	15.91	86.9	0.76	0.72
120 V	5.76	96.5	0.75	0.53	11.86	96.8	0.74	0.7
150 V	5.54	98.8	0.74	0.52	7.87	100.6	0.72	0.689

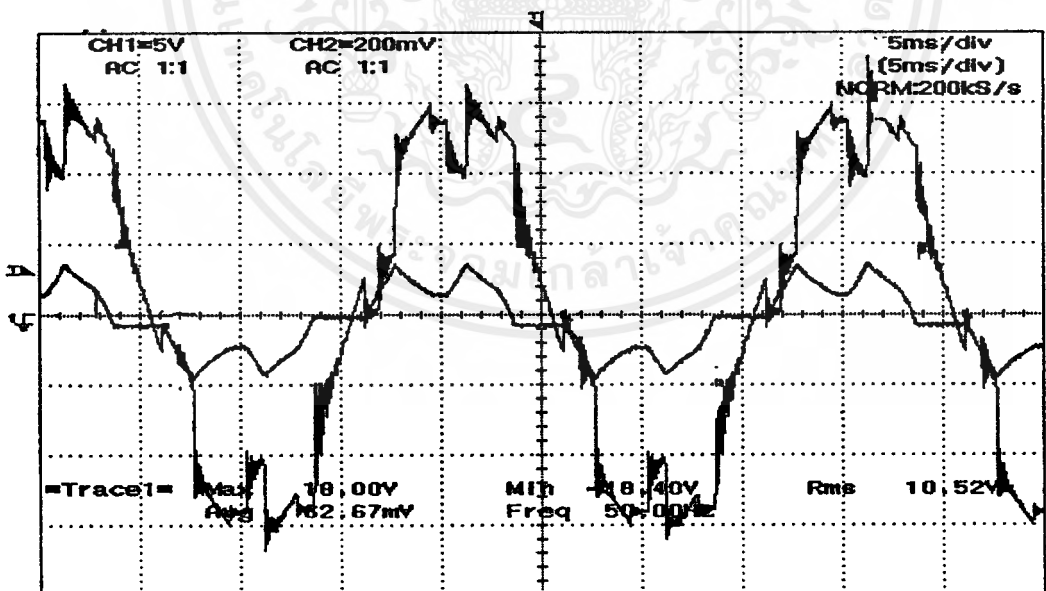
ตารางที่ 8.7 แสดงค่าตัวประกอบกำลังเมื่อคิดค่า Distortion factor โหลด R

Voltage input	ก่อนแก้ค่า COS				ก่อนแก้ค่า COS			
	% THD (V)	% THD(I)	D.F.	P.F.	% THD (V)	%THD(I)	D.F.	P.F.
30 V	5.4	69	0.82	0.57	12.8	87.4	0.76	0.72
60 V	4.03	85	0.76	0.53	10	93.13	0.74	0.703
120 V	2.17	94.5	0.72	0.51	9.75	98.7	0.73	0.69

ตารางที่ 8.8 แสดงค่าตัวประกอบกำลังเมื่อคิดค่า Distortion factor โหลด R-L

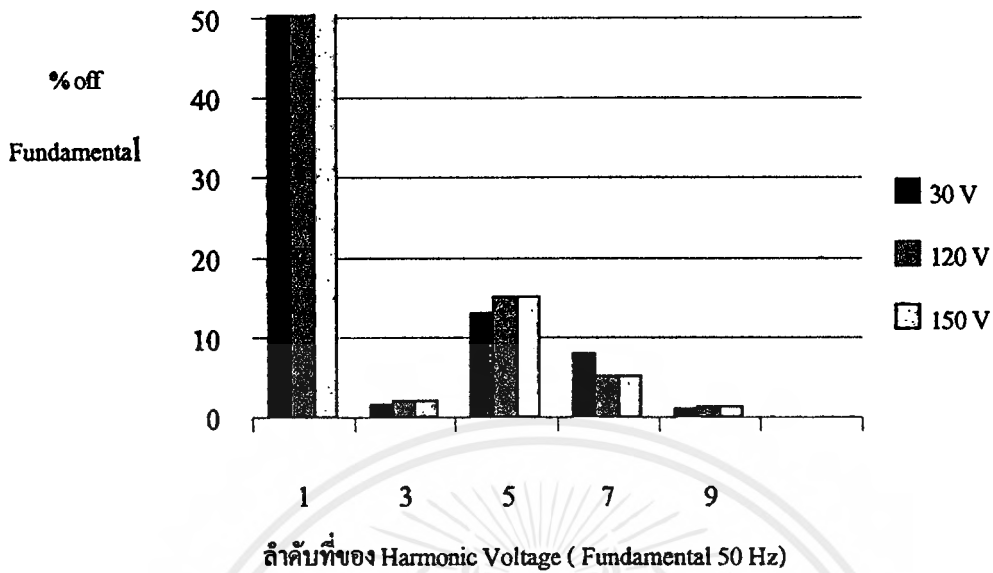


รูปที่ 8.25 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่มีการปรับรงค่าตัวเหนี่ยวนำ
ที่มีการที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดัน 50 V_{rms}

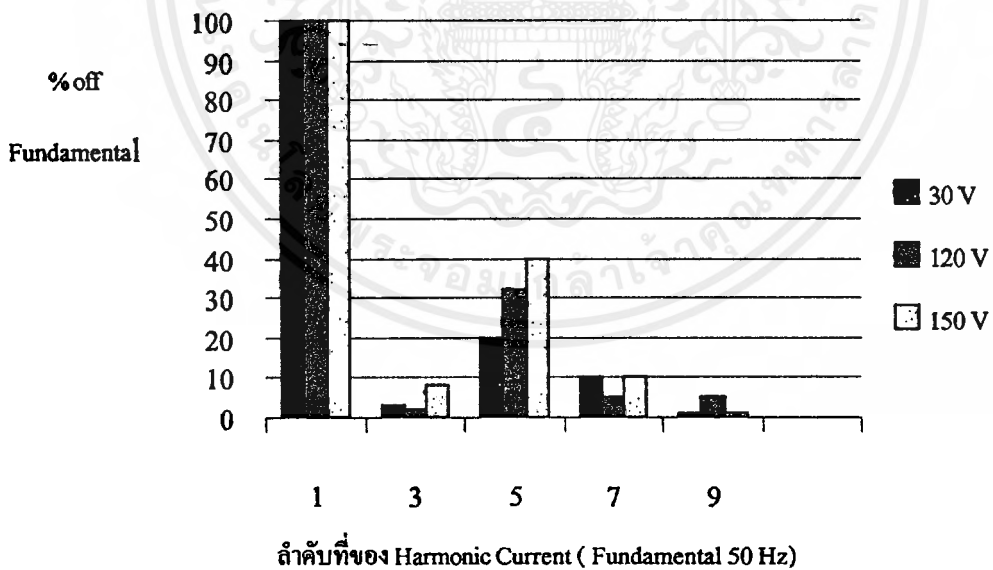


รูปที่ 8.26 รูปร่างของกระแส และแรงดันที่มีการปรับรงค่าตัวเหนี่ยวนำ
ที่มีการที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดัน $150\text{ V}_{\text{rms}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.27 รูปแสดงค่า Harmonic Voltage ที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ



รูปที่ 8.28 รูปแสดงค่า Harmonic Current ที่มีการปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำ

Voltage (V)	% THD (V)	%THD (I)	D.F.	P.F.
50	15.1	22.58	0.975	0.93
120	15	30.88	0.95	0.9
150	15.9	42.22	0.92	0.87

ตารางที่ 8.9 ตารางค่าตัวประกอบกำลังที่มีการปรับค่าความเหนี่ยวนำ



บทวิจารณ์และสรุป

ในโครงการนี้ได้พิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลง ของกระแสและแรงดันของวงจรเรียง กระแสสามเฟสโดยจะแบ่งออกได้เป็น สองกรณีใหญ่ๆ คือ พิจารณาก่อนการแก้ค่าตัวประกอบ กำลัง และหลังการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ในแต่ละกรณีก็จะทำการทดลองคือ การพิจารณาผ่าน โหลดความต้านทาน และโหลดที่มีค่าความเหนี่ยวนำ เพื่อศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำไปใช้ งานได้จริง นอกจากนี้แล้วในโครงการนี้ยังได้วิเคราะห์ผลของฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น

ก่อนการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ในการทดลองได้ทำการวัดค่าแรงดัน กระแส ทั้งทางด้านอิน พุท และเอาต์พุท ที่แรงดันอินพุทค่าต่างๆกันผลการทดลองที่ได้ จากทั้งการจำลองระบบ (Simulation) และการทดลองโดยการต่อวงจรจริง ค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จะมีแนวโน้มไปในทิศ ทางเดียวกัน โดยที่กระแสจะตามหลังแรงดันประมาณ 45 องศาไฟฟ้า หรือคิดเป็นค่าตัวประกอบ กำลัง (Displacement factor : $\cos \theta$) จะมีค่าประมาณ 0.707 ใกล้เคียงกันในทุกระดับแรงดันอิน พุทที่ให้ สำหรับการจ่ายโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำค่าที่ได้จะใกล้เคียงกัน ส่วนผลทาง ด้านค่าฮาร์โมนิกของกระแสจะมีค่าสูงขึ้น และแรงดันจะมีแนวโน้มลดลงเมื่อทำการแก้เสร็จ ที่แรง ดันทางด้านอินพุทมีค่าสูงขึ้น

หลังจากที่ได้มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังแล้ว ปรากฏว่าปริมาณของกระแสทางด้านอินพุท จะมากขึ้น และมีค่าตัวประกอบกำลัง มากขึ้น โดยค่าตัวประกอบกำลัง (Displacement factor) ที่ได้ จะมีค่าประมาณ 0.95 และมีค่าใกล้เคียงกันเมื่อระดับแรงดันสูงขึ้น ส่วนโหลดความต้านทาน และ โหลดที่มีค่าความเหนี่ยวนำจะให้ผลทดลองมีค่าใกล้เคียงกัน ทางด้านประสิทธิภาพของวงจรที่ได้ ทั้งจากการจำลองระบบและทำการทดลองจริงประสิทธิภาพของวงจรโดยรวมจะลดลง ถึงแม้ว่าค่า ตัวประกอบกำลังจะมีค่ามากขึ้นจริงก็ตาม

ผลการทดลองหลังจากมีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ผลของฮาร์โมนิกของแรงดันที่ 3 และ 9 มีค่าลดลงเล็กน้อยแต่ลำดับที่ 5 และ 7 จะมีค่าสูงขึ้น และที่ระดับแรงดันสูงขึ้นเมื่อวงจรมีการแก้ค่า ตัวประกอบกำลังแล้วจะมีค่าฮาร์โมนิกของแรงดันจะลดลงเช่นกัน

ทางด้านฮาร์โมนิกของกระแส นั้นค่าฮาร์โมนิกของกระแสจะมีค่าสูงขึ้นในทุกลำดับของค่า ฮาร์โมนิก (odd Harmonic) โดยเฉพาะค่าฮาร์โมนิกของกระแสที่ 5 และ 7 จะมีเปอร์ เซนต์เกือบ เท่ากับของความถี่พื้นฐาน แต่ค่าฮาร์โมนิกของกระแสจะมีค่ามากขึ้นเมื่อแรงดันอินพุทสูงขึ้น ใน ขณะที่โหลดเท่าเดิม

ดังนั้นจึงมีการพยายามปรับปรุงค่าความผิดเพี้ยนของกระแส โดยมีการเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำในด้านอินพุทให้มากขึ้นซึ่งจะมีผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสมีค่าลดลงแต่จะมีค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันมากยิ่งขึ้นเล็กน้อย จึงมีผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่ามากขึ้นกว่าตอนที่ยังไม่มี การปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำในด้านอินพุท

เมื่อทำการพิจารณาโดยรวมแล้ว ปรากฏว่าได้ผลพอใจในระดับหนึ่งคือสามารถทำให้แรงดันและกระแส มีค่าดีสเพลสเม้นต์เฟลคเตอร์มากขึ้นจนทำให้กระแสและแรงดันมีลักษณะเกือบอินเฟสกัน (inphase) ถึงแม้ว่ารูปร่างของกระแสหลังจากการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง จะไม่เป็นรูปไซน์เหมือนกับผลจากการจำลองระบบ ซึ่งเกิดมาจากการตั้งสัญญาณในการเปิด-ปิดสวิตช์ และความผิดเพี้ยนของสัญญาณตั้งการเปิด-ปิดสวิตช์ ที่ไม่ทำการสร้างสัญญาณในระดับแรงดันที่เท่ากับศูนย์ในสภาวะการจ่ายโหลดของวงจรควบคุมที่จ่ายให้แก่สวิตช์ ซึ่งก็คือ มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ในส่วนของแรงดันก็จะมีค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณเล็กน้อยซึ่งเกิดจากการเปิด-ปิดสวิตช์ และโครงการนี้สามารถนำไปใช้ได้ในระดับแรงดันระหว่างสาย (Line to Line) เนื่องจากข้อจำกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ เช่น ตัวกรองสัญญาณรบกวน มอสเฟต(Mosfet) และอุปกรณ์นี้จะมีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้ถ้ามีการปรับปรุงค่าฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันให้มีค่าลดลงซึ่งนับได้ว่าต้องทำการศึกษาค้นคว้าเป็นหัวข้อใหญ่ อีกหัวข้อหนึ่งได้จึงจะสามารถแก้ไขได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ส่วนปัญหาที่พบในการทำโครงการครั้งนี้ ในอันที่จะส่งผลถึงค่าที่ได้จากการทดลอง ได้แก่ ค่าความผิดเพี้ยนจาก ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) ที่วัดได้ หรือจากความไม่แน่นอนของ แอมป์มิเตอร์ โวลต์มิเตอร์ ซึ่งจะส่งผลถึงการบันทึกผลการทดลองที่ผิดพลาดได้ นอกจากนี้อุปกรณ์บางอย่างที่ใช้ในการทำโครงการนี้มีราคาแพงเพราะถ้าต้องการที่ระดับพิกัดใช้งานที่สูง ราคา ก็จะสูงตามไปด้วย เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที เป็นต้น

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่มอบความไว้วางใจให้หัวข้อโครงงานชิ้นนี้ และเป็นທີ່ปรึกษาในโครงงานชิ้นนี้ตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์ ดุสิต สุขสวัสดิ์ ในการช่วยซ่อม Variac 3 เฟส และ 1 เฟส

ขอขอบคุณพี่อ็อคในการให้คำปรึกษาด้านต่างๆ

ขอขอบคุณอาจารย์ จงรักษ์ สำหรับ AC line filter และคำแนะนำทางด้าน Harmonic

ขอขอบคุณอาจารย์ วิจิตรสำหรับคำปรึกษาโปรแกรม Matlab

ขอขอบคุณ ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน ในการให้คำปรึกษาด้านไอซี และ Harmonic ขอขอบคุณพี่บอยที่มอบ TCA 785 ที่ราคาแพงให้ และให้คำปรึกษา

ขอขอบคุณพี่โทมัสที่เป็นผู้ให้คำแนะนำเป็นแนวทางในการทำโครงงาน และเป็นผู้ให้ความรู้พื้นฐานทางด้านอุปกรณ์

ขอบคุณคาราน้อย นารีผล และเพื่อนๆ ทุกคนที่มีอาจเอ่ยนามได้เพราะมีมากมาย สำหรับอุปกรณ์ เครื่องมือการทำโปรเจค

ขอบคุณกำลังใจจากคนรอบข้าง และตนเองที่ไม่มีใครให้ได้เท่านี้

เอกสารอ้างอิง

1. Ewado L.M. Mehl , *Student Member , IEEE* and Ivo Barbi , *Senior Member , IEEE* ,
An Improved High-Power Factor and Low-Cost Three Phase Redtifier,
IEEE Transactions on Industry Application. Vol 33, No.2.March/April
1997 , Page 485-492.
2. F. Daniel,R. Chaffai, Kamal Al-Haddad,*Senior Member ,IEEE* and R. Parimelalagan.
Member. *IEEE*, A New Modulation Technique for Reducing the Input
Current Harmonics of a Three-Phase Diode Rectifier with Capacitive
Load, *IEEE Transactions on Industry App;ication*. Vol33.2.No.2.
September/October 1997.
3. MOHAN , UNDELAND , ROBBINS , “ Power Electronics ” , New York , John
Willy & Sons , Inc , 2th Edition , 1995 .
4. มงคล ทองสงคราม , “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ” , พรศิษการพิมพ์ , พิมพ์ครั้งที่ 1
5. รศ.ดร. วิริยะ พิเศษฐจำเริญ , “ เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ” , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด
6. สุวัฒน์ คั่น , “ เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ” , บริษัท
เอนเทลไทย จำกัด , พิมพ์ครั้งที่ 2 , พ.ศ. 2538 .



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SIEMENS

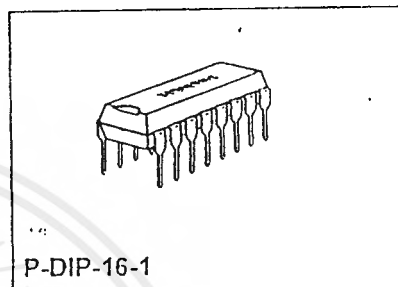
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible :
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range



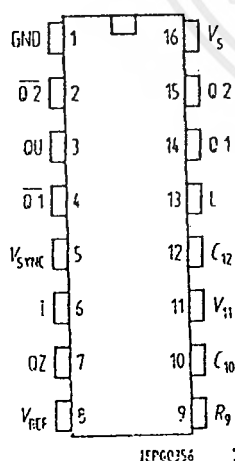
Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	Q2	Output 2 inverted
3	Q U	Output U
4	Q2	Output 1 inverted
5	V _{sync}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	Q Z	Output Z
8	V _{REF}	Stabilized voltage
9	R ₉	Ramp resistance
10	C ₁₀	Ramp capacitance
11	V ₁₁	Control voltage
12	C ₁₂	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V _s	Supply voltage



Pin Configuration
(top view)

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_S). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0 to 180 .

For every half wave, a positive pulse of approx. $30 \mu s$ duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180 via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180 will result.

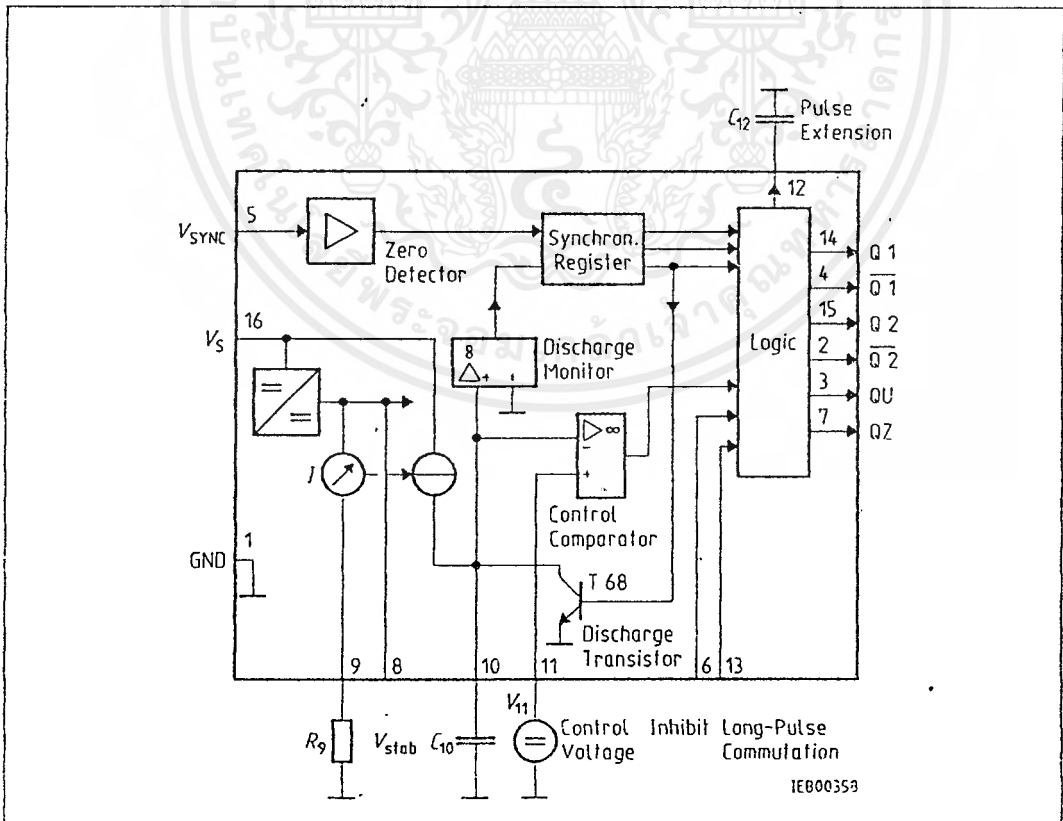
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of $\varphi + 180$ which can be used for controlling an external logic, is available at pin 3.

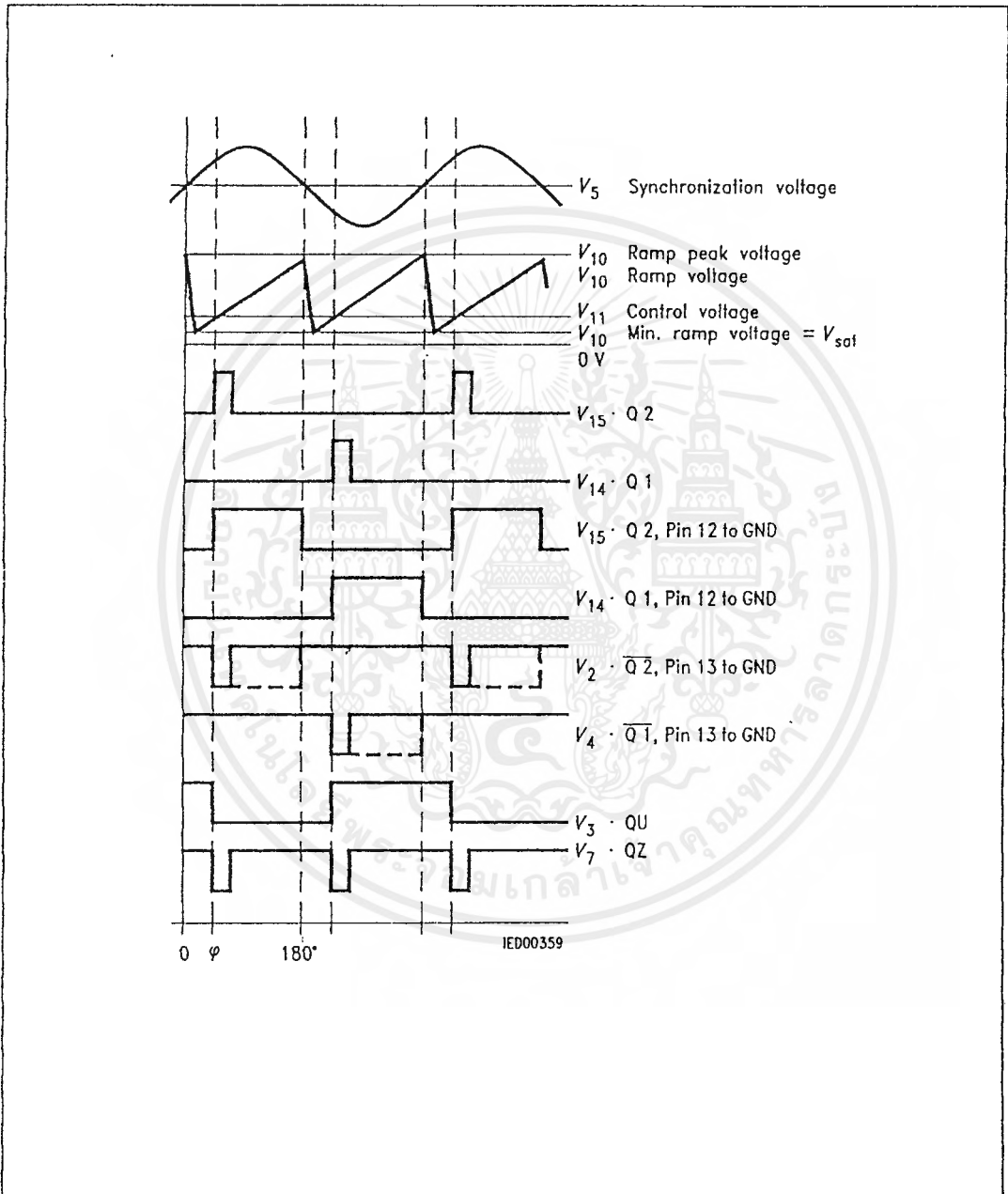
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length ($180 - \varphi$).



Block Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_s	- 0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_o	- 10	400	mA
Inhibit voltage	V_i	- 0.5	V_s	V
Control voltage	V_{11}	- 0.5	V_s	V
Voltage short-pulse circuit	V_{13}	- 0.5	V_s	V
Synchronization input current	I_s	- 200	± 200	μA
Output voltage at pin 14, 15	V_o		V_s	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_o		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_o		V_s	V
Junction temperature	T_j		150	C
Storage temperature	T_{stg}	- 55	125	C
Thermal resistance system - air	$R_{th SA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_s	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	- 25	85	C

Characteristics

$8 \leq V_s \leq 18 V$; $- 25 C \leq T_A \leq 85 C$; $f = 50 Hz$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 ... S6 open $V_{11} = 0 V$ $C_{i0} = 47 nF$; $R_9 = 100 k\Omega$	I_s	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current	$I_{s rms}$	30		200	μA	1
R_2 varied Offset voltage	ΔV_5		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 peak}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		k Ω	5

Characteristics (cont'd)
 $8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	$\text{k}\Omega$	1
Sawtooth return time	t_r		80		μs	1
Inhibit pin 6						
switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current	I_{6H}		500	800	μA	1
$V_6 = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
$V_6 = 1.7 \text{ V}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-5		5	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_s = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-20		20	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_s = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$						
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, $V_s = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over pin 13						
switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current	I_{13H}			10	μA	1
$V_{13} = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{13L}$	45	65	100	μA	1
$V_{13} = 1.7 \text{ V}$						
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current	I_{CEO}			10	μA	2.6
$V_0 = V_s$						
Saturation voltage	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6
$I_0 = 2 \text{ mA}$						

Characteristics (cont'd)

 $8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15 H-output voltage $-I_o = 250 \text{ mA}$	$V_{14/15H}$	$V_s - 3$	$V_s - 2.5$	$V_s - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_o = 2 \text{ mA}$	$V_{14/15L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	μs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	$\mu\text{s}/\text{nF}$	1
Internal voltage control Reference voltage	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
Parallel connection of 10 ICs possible TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

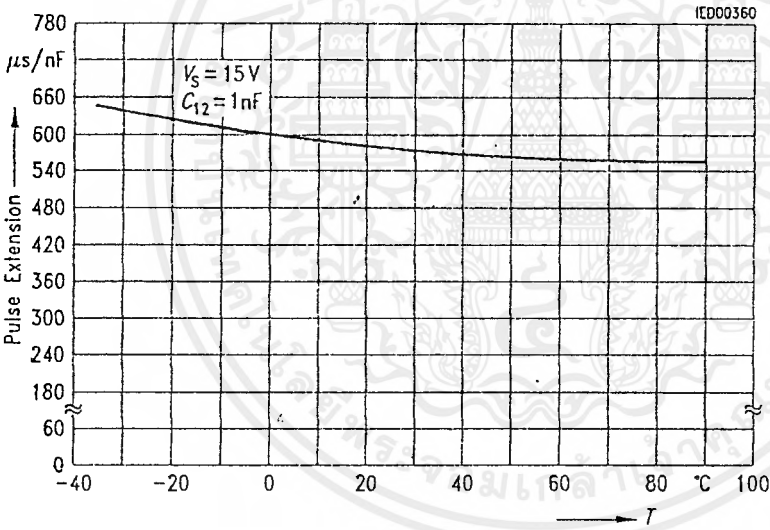
Application Hints for External Components

Ramp capacitance C_{10} min 500 pF max 1 μ F¹⁾ The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed

Triggering point $t_{tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ 2)

Charge current $I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9}$ 2) Ramp voltage $V_{10 \max} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ 2)

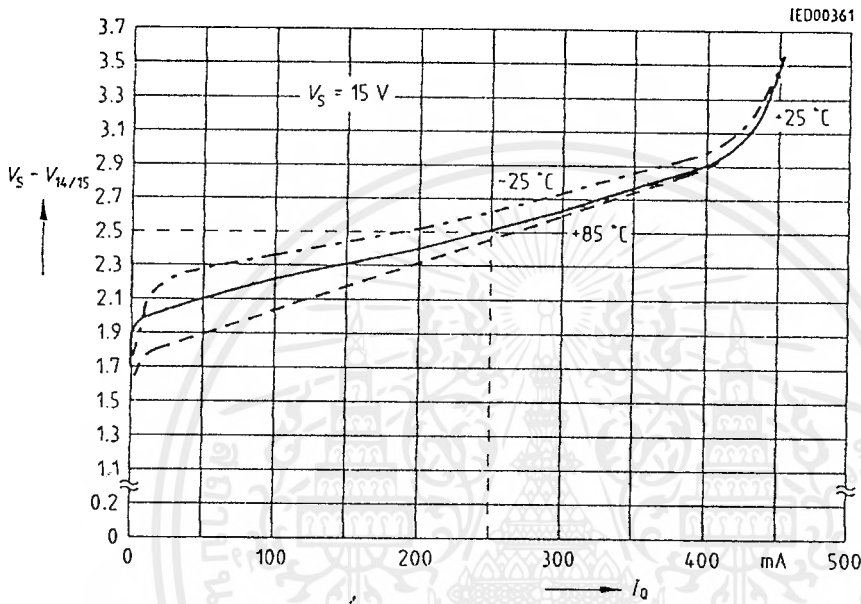
Pulse Extension versus Temperature



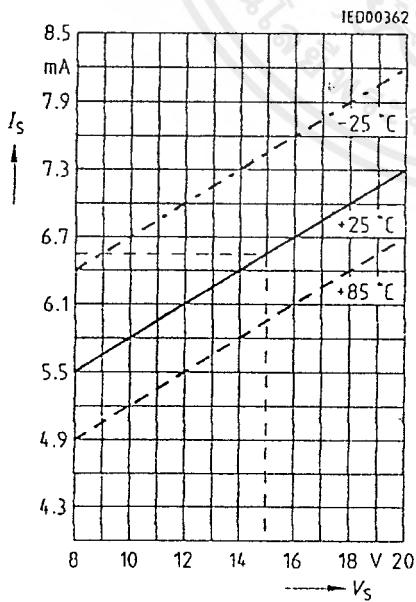
1) Attention to flyback times

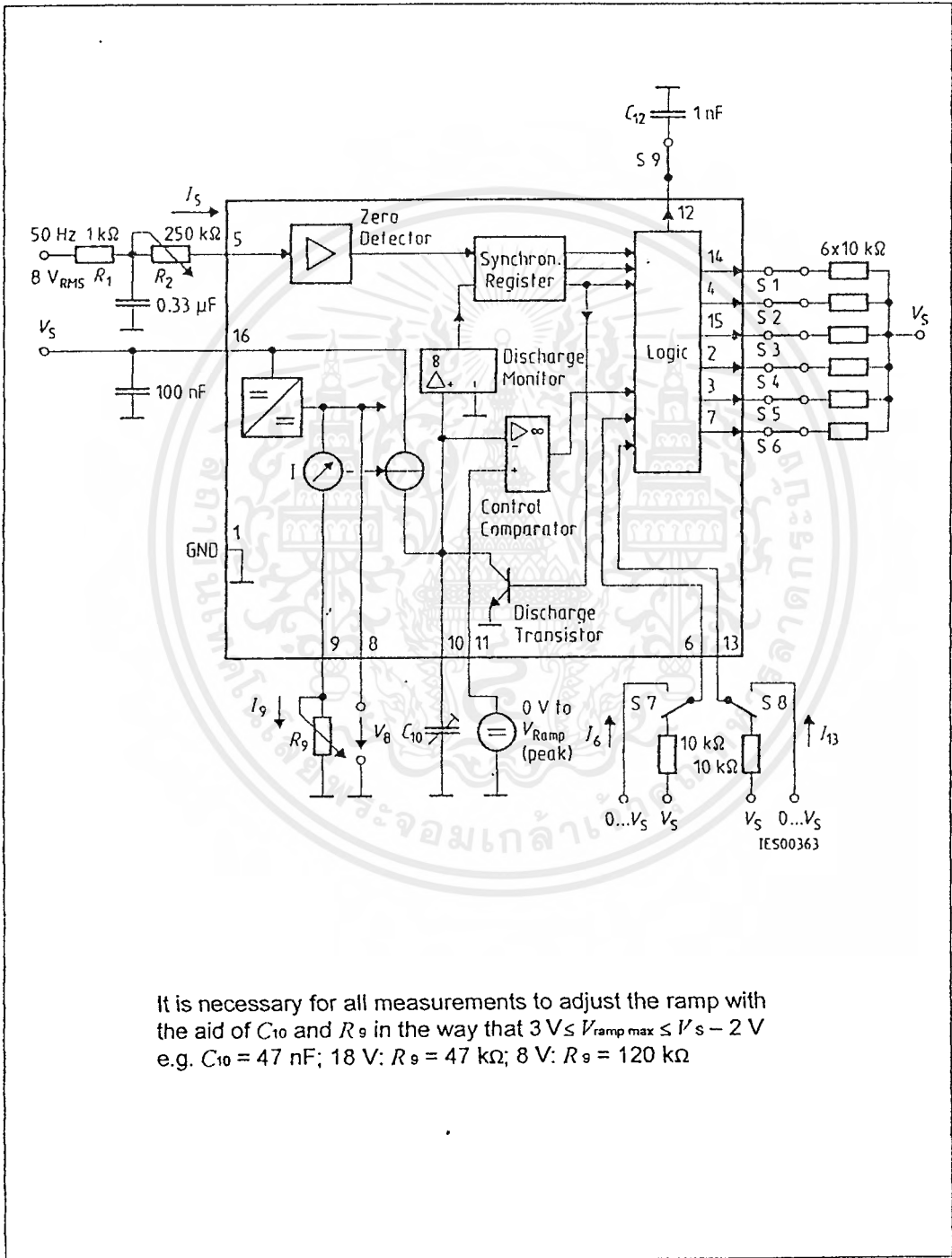
2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

Output Voltage measured to + V_S



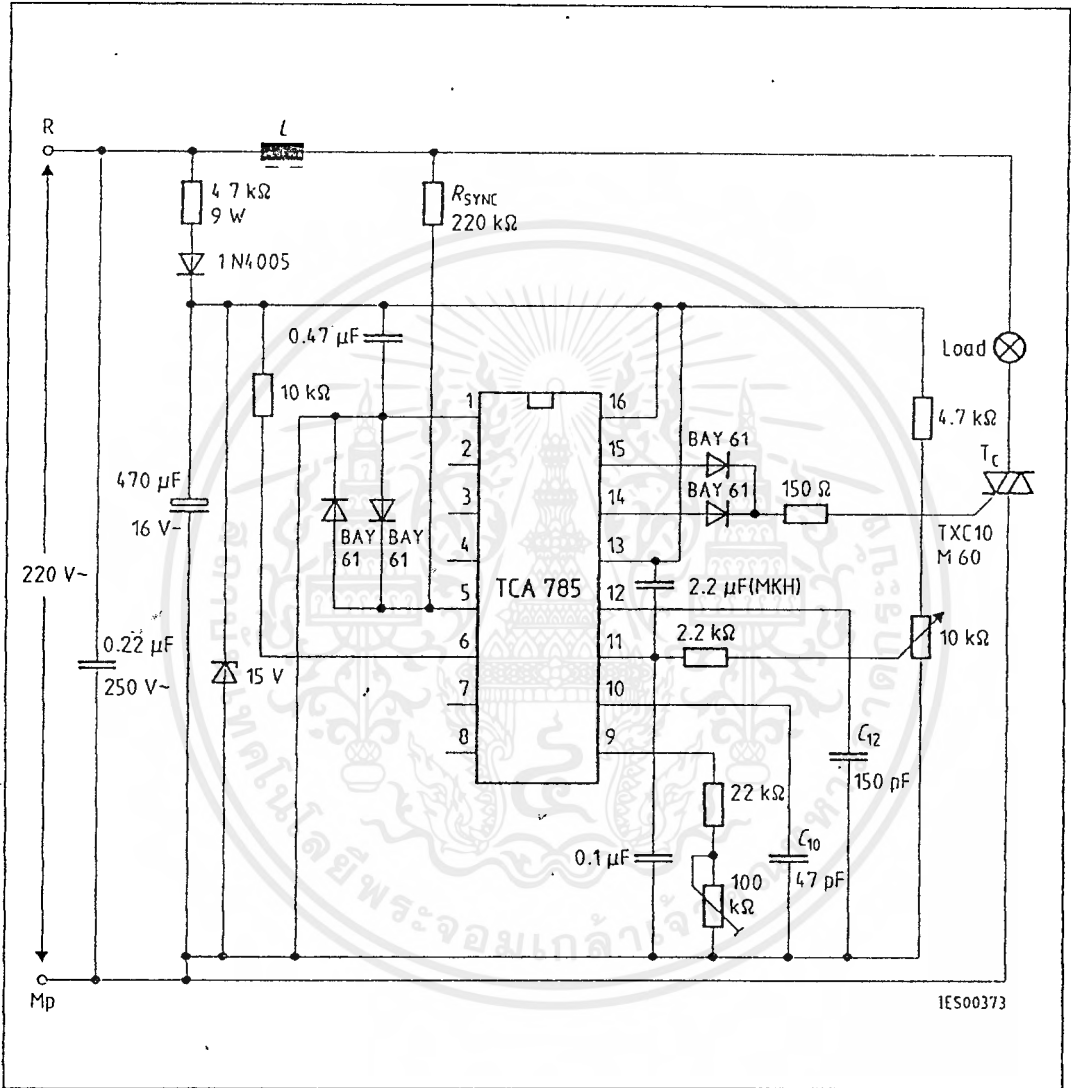
Supply Current versus Supply Voltage





It is necessary for all measurements to adjust the ramp with the aid of C_{10} and R_9 in the way that $3V_S \leq V_{ramp\ max} \leq V_S - 2V$
 e.g. $C_{10} = 47\ nF$; $18\ V$: $R_9 = 47\ k\Omega$; $8\ V$: $R_9 = 120\ k\Omega$

Test Circuit 1



Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0 and 180 with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 μs.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

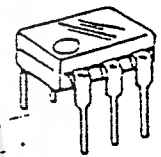
6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- Most Economical Optoisolator
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- UL Recognized. File Number E54915
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC655/VDE0860, VDE1105, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0993/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

4N25
4N25A
4N26
4N27
4N28

6-PIN DIP
OPTOISOLATORS
TRANSISTOR OUTPUT

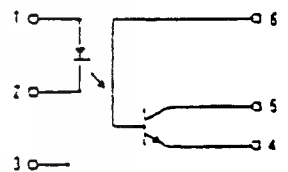


CASE 730A-02
PLASTIC

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

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	50	mA
LED Power Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C)	P_D	120	mW
		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{EC0}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C)	P_D	150	mW
		1.76	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac
Total Device Power Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C)	P_D	250	mW
		2.34	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-55 to -100	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-55 to -150	°C
Soldering Temperature (110 sec, 1:16" from case)	T_{SOL}	250	°C

SCHEMATIC



1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

(1) Isolation surge voltage is an internal device destructive breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

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

Characteristic	Symbool	Min	Typ	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	V_F	—	1.15 1.3 1.05	1.5 — —	Volts
Reverse Leakage Current ($V_R = 2\text{ V}$)		I_R	—	—	100	μA
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)		C_J	—	18	—	pF

OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	4N25, 25A, 25, 27 4N28	I_{CEO}	—	1	50	nA
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	All Devices	I_{CEO}	—	1	100	μA
Collector-Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)		I_{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)		$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\ \mu\text{A}$)		$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\ \mu\text{A}$)		$V_{(BR)ECO}$	7	7.9	—	Volts
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)		h_{FE}	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)		C_{CE}	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)		C_{CB}	—	19	—	pF
Emitter-Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)		C_{EB}	—	9	—	pF

COUPLED

Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	4N25, 25A, 25 4N27, 28	I_C	2 1	7 5	—	mA
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 2\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn-On Time ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)		t_{on}	—	2.8	—	μs
Turn-Off Time ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)		t_{off}	—	4.5	—	μs
Rise Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)		t_r	—	1.2	—	μs
Fall Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$)		t_f	—	1.3	—	μs
Isolation Voltage ($f = 50\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$)		V_{ISO}	7500	—	—	V (across)
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$)		R_{ISO}	>011	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)		C_{ISO}	—	0.2	—	pF

TYPICAL CHARACTERISTICS

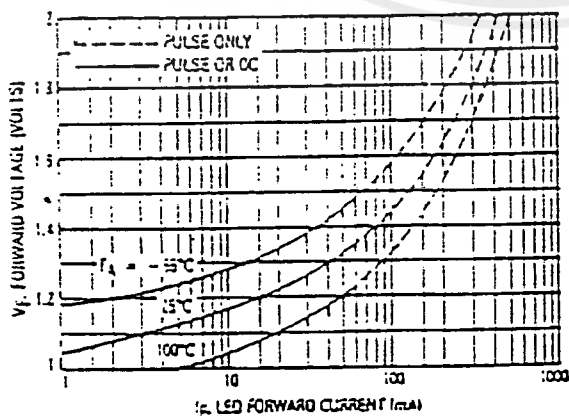


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

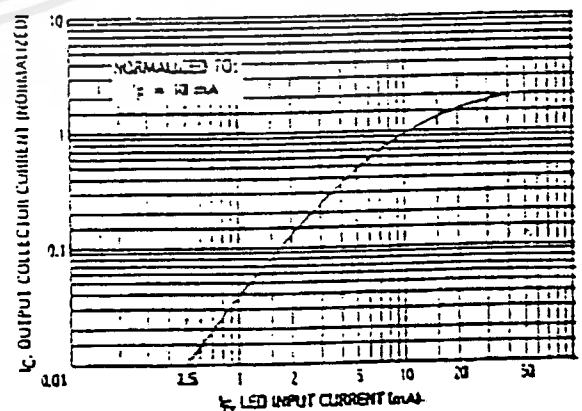


Figure 2. Output Current versus Input Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

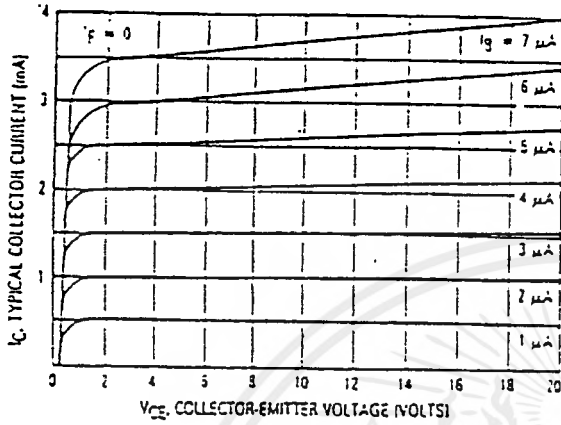


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

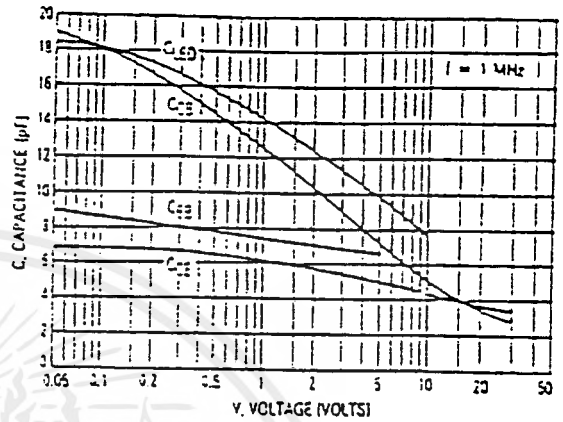


Figure 10. Capacitances versus Voltage

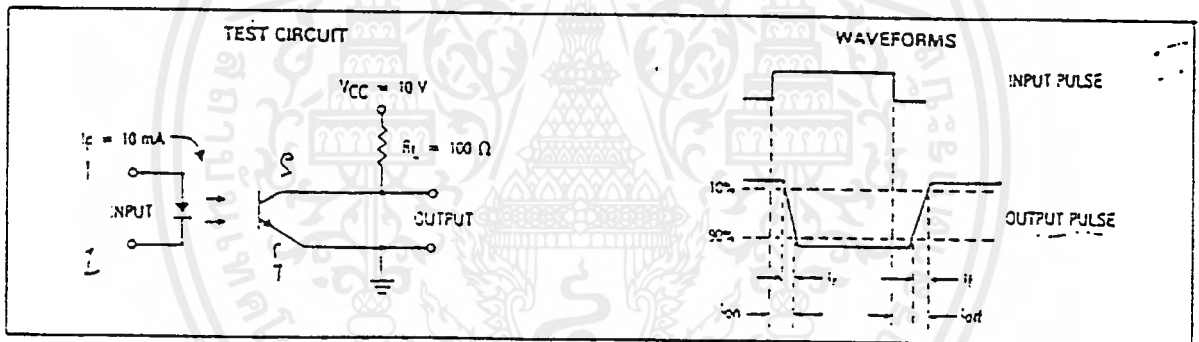
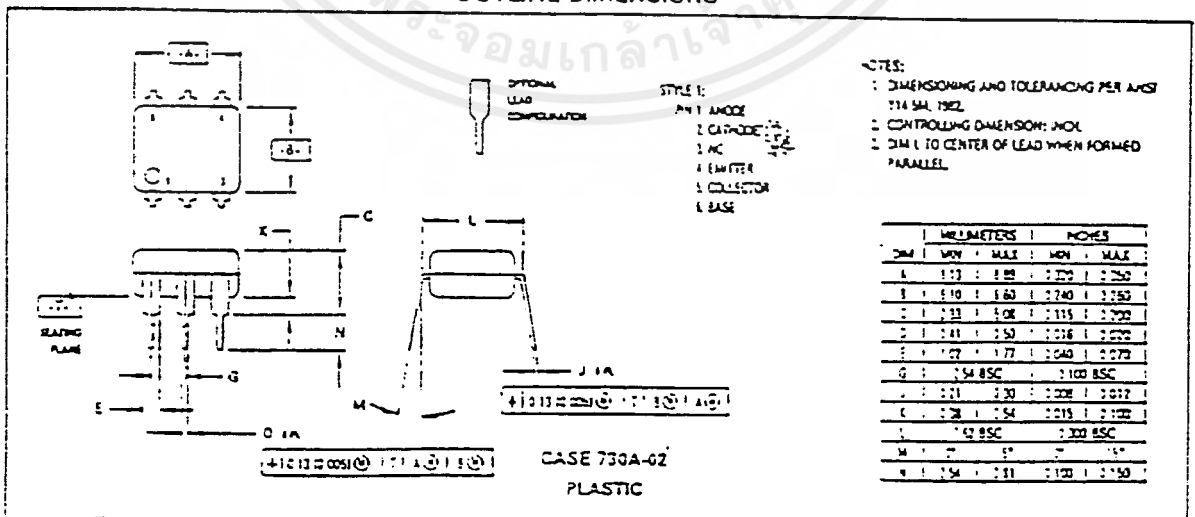


Figure 11. Switching Times

OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

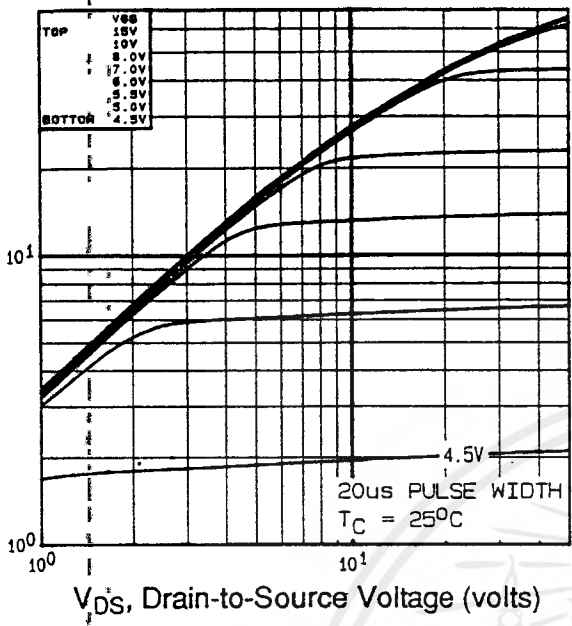


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

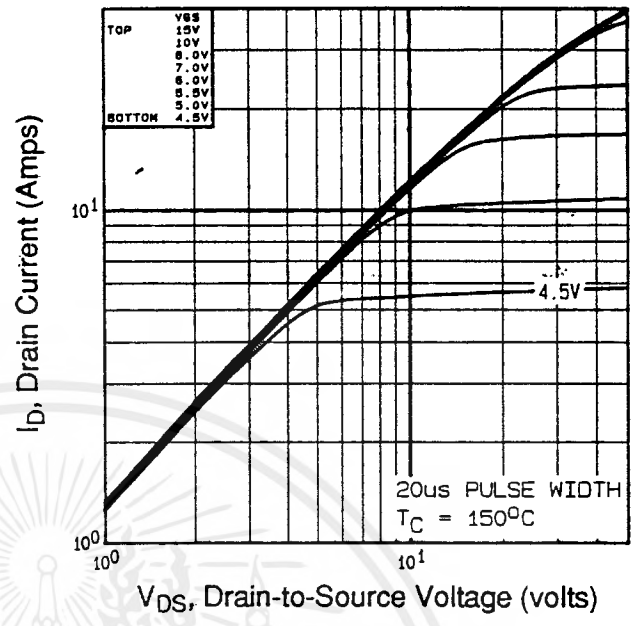


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

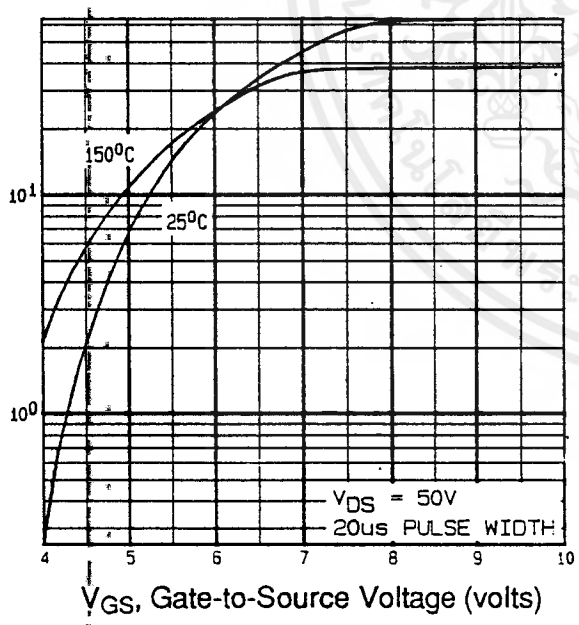


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

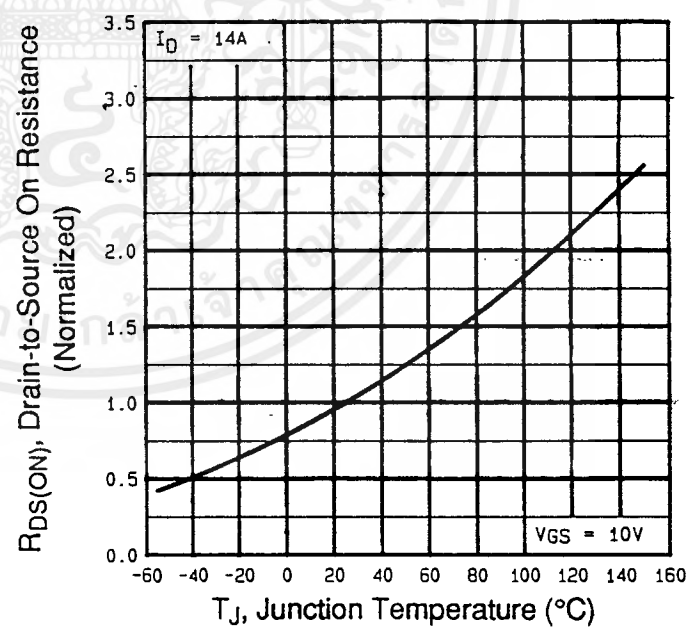


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

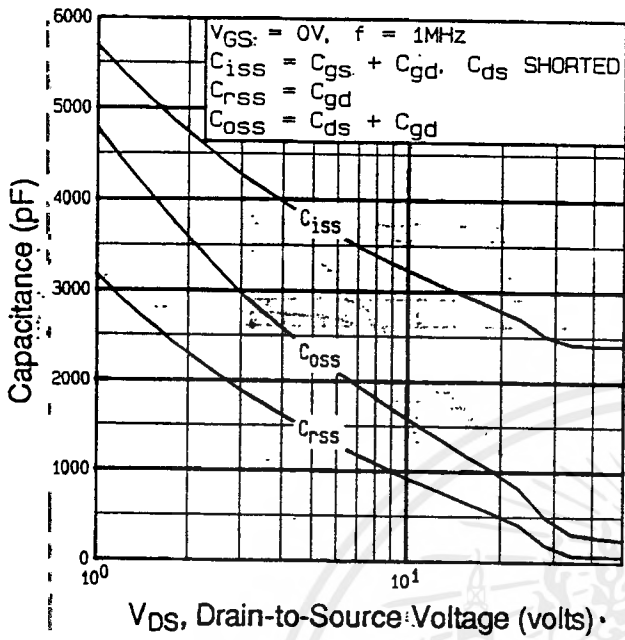


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

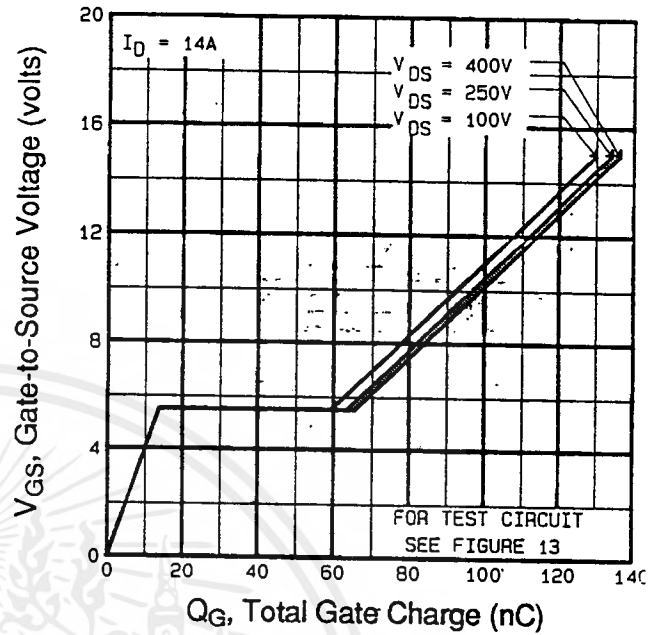


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

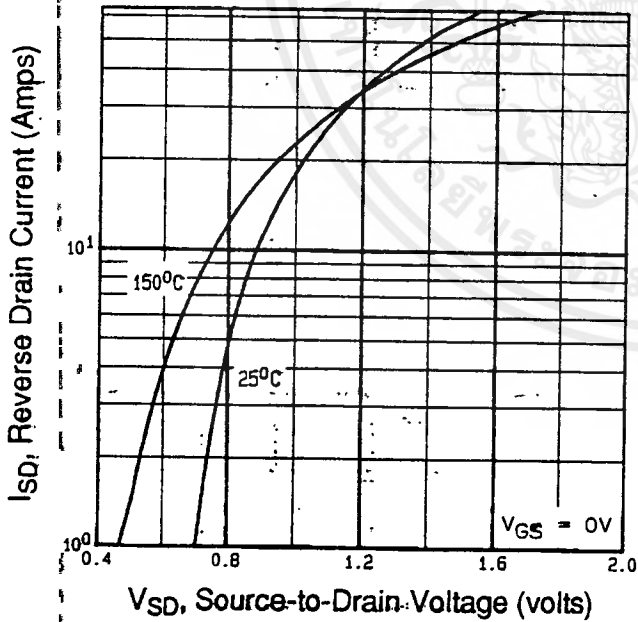


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

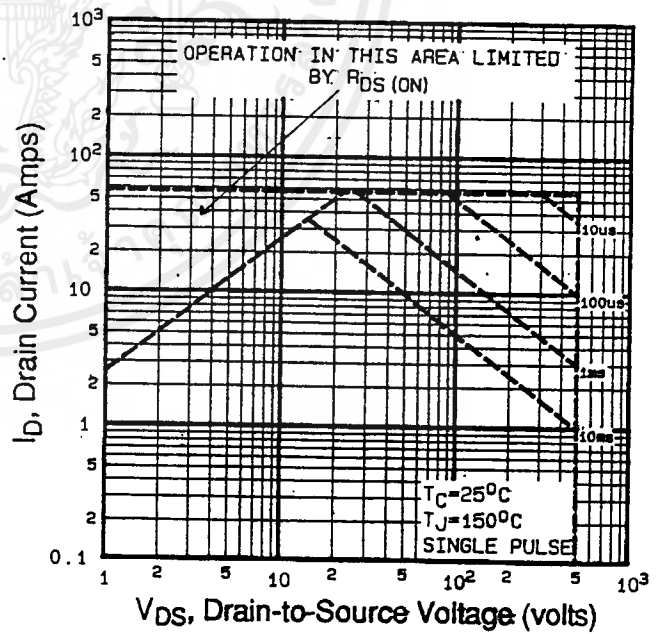


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

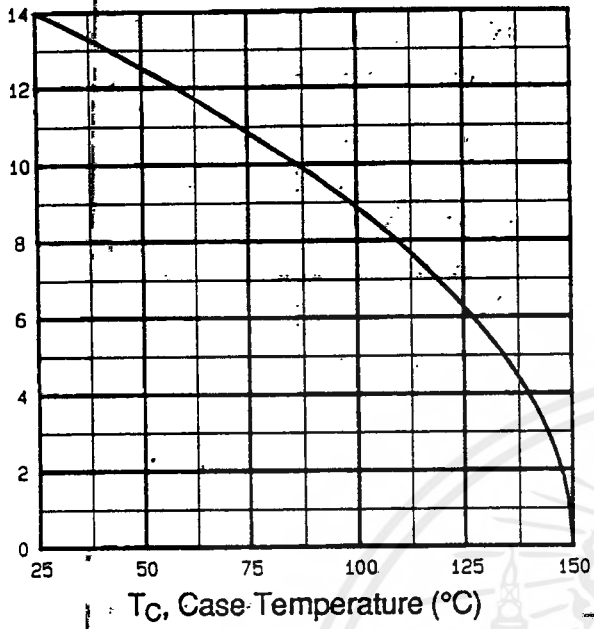


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

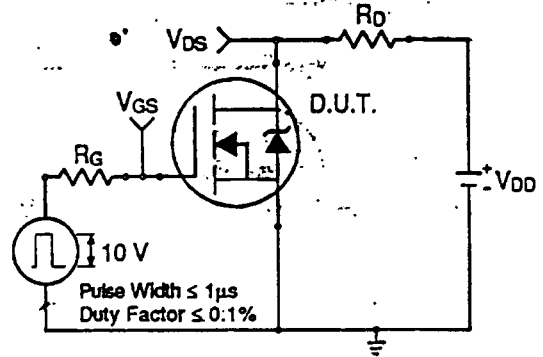


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

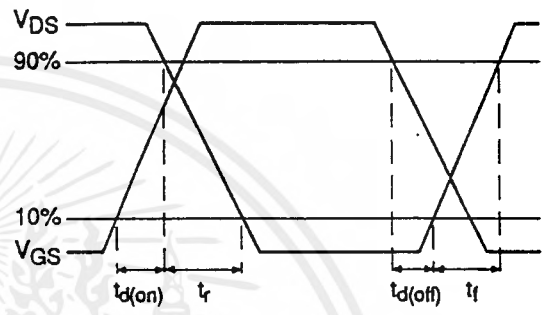


Fig 10b. Switching Time Waveforms

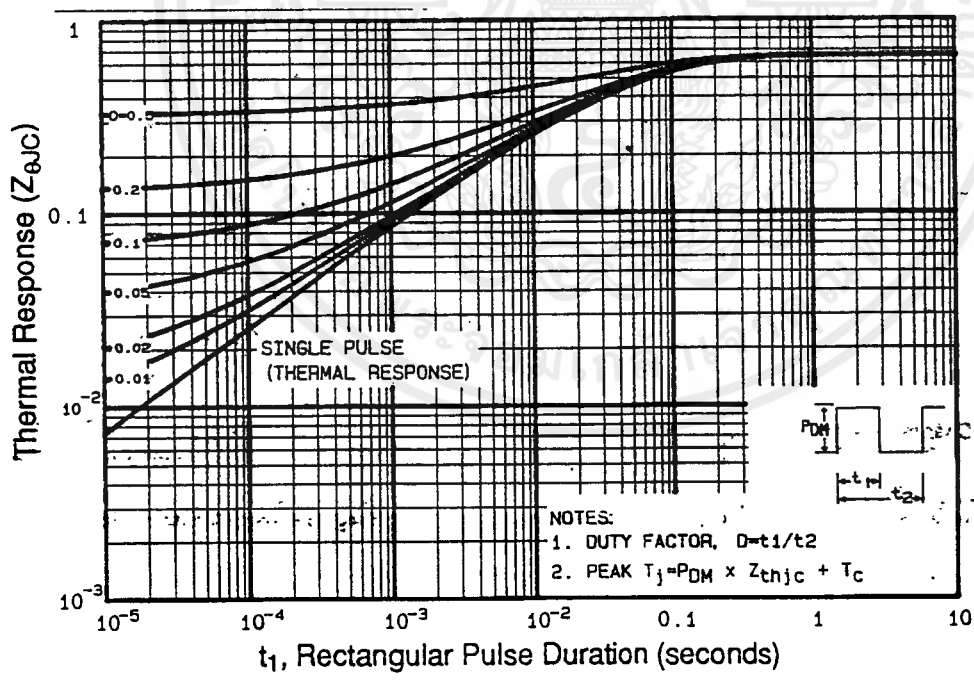


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

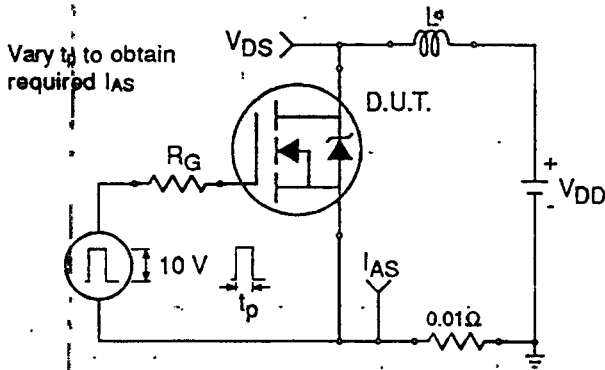


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

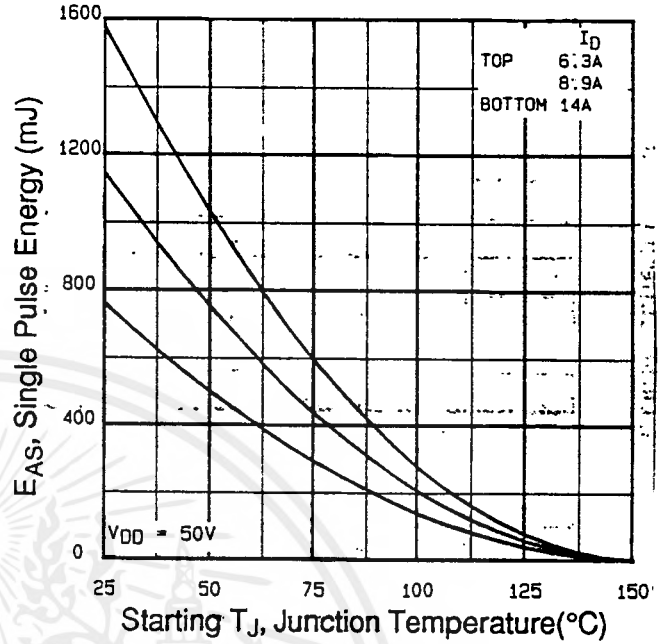


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

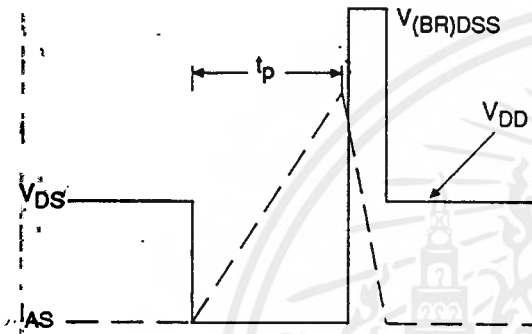


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

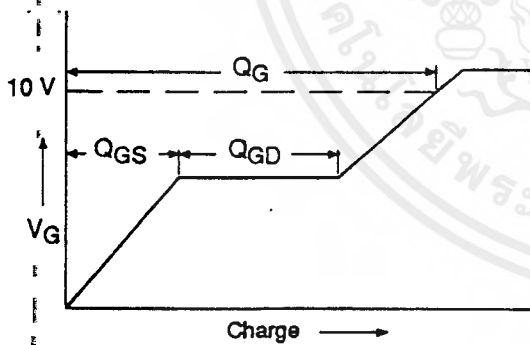


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

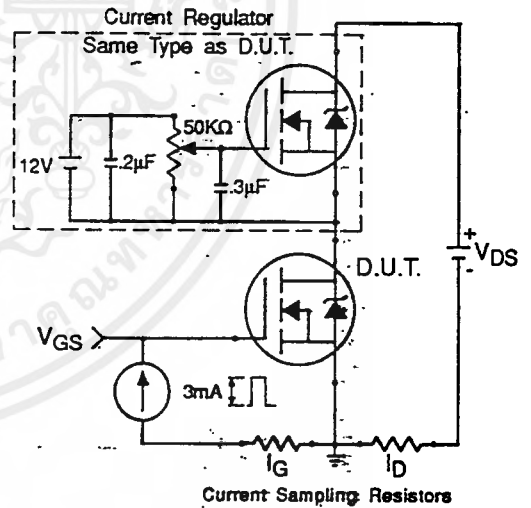


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit.

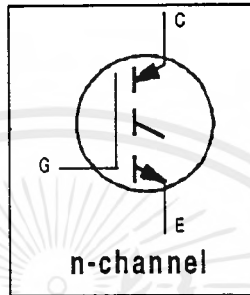
Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

Features

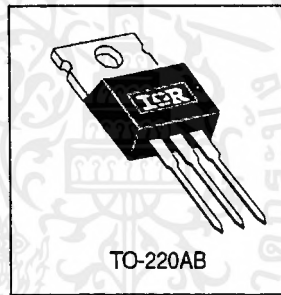
- Standard: Optimized for minimum saturation voltage and low operating frequencies (< 1kHz)
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-220AB package



$V_{CES} = 600V$
$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 1.4V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 18A$

Benefits

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiency available
- IGBT's optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	34	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	18	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	68	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	68	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	10	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	100	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	42	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 150	$^\circ C$
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf·in (1.1N·m)	

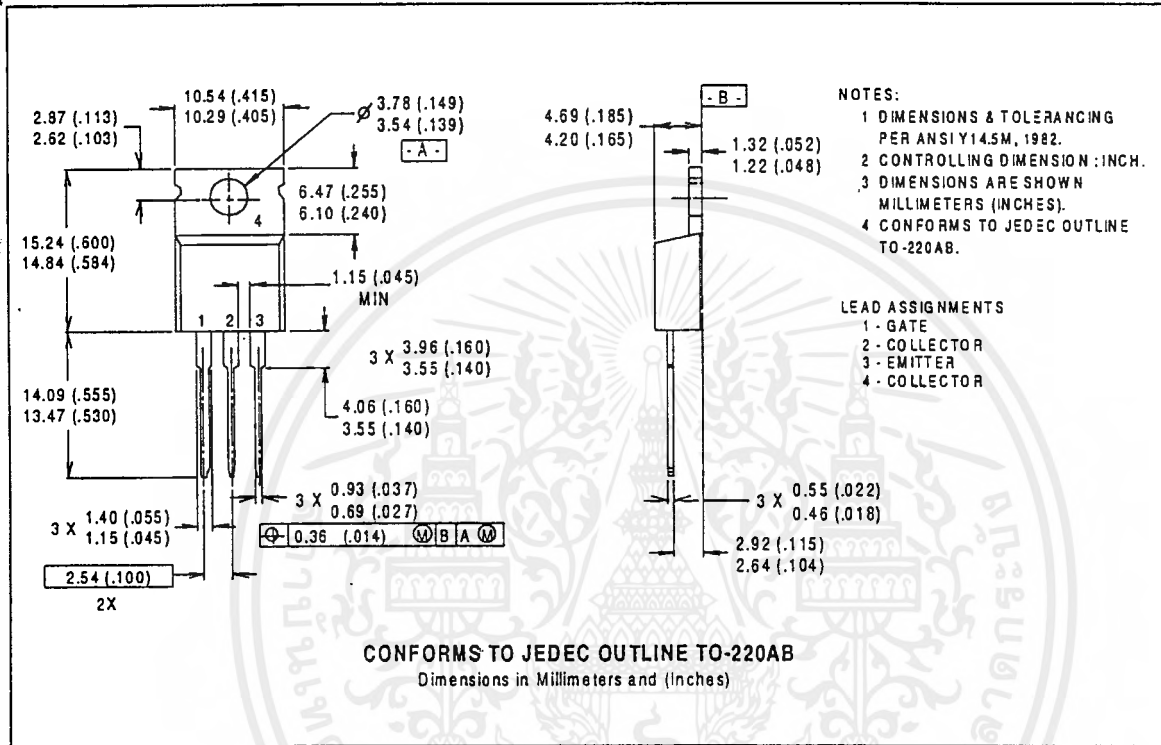
Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.2	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	80	
Wt	Weight	2.0 (0.07)	—	g (oz)

IRG4BC30S

International
IR Rectifier

Case Outline and Dimensions — TO-220AB



International
IR Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331
EUROPEAN HEADQUARTERS: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

IR CANADA: 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897

IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

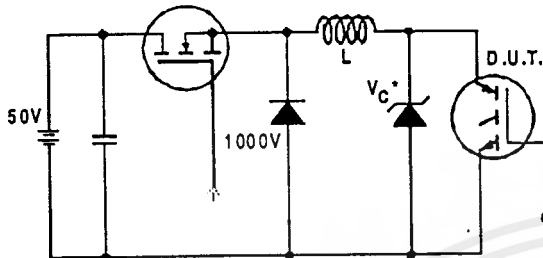
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086

IR SOUTHEAST ASIA: 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371

<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice.3/97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



* Driver same type as D.U.T.; $V_c = 30\%$ of $V_{ce(max)}$
 * Note: Due to the 50V power supply, pulse width and inductor will increase to obtain rated I_D .

Fig. 13a - Clamped Inductive Load Test Circuit

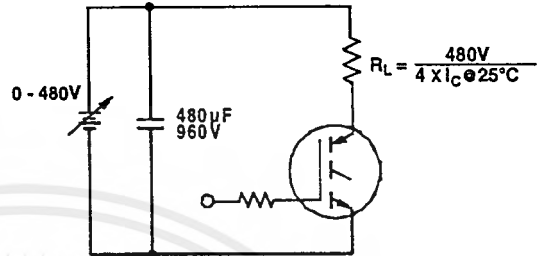


Fig. 13b - Pulsed Collector Current Test Circuit

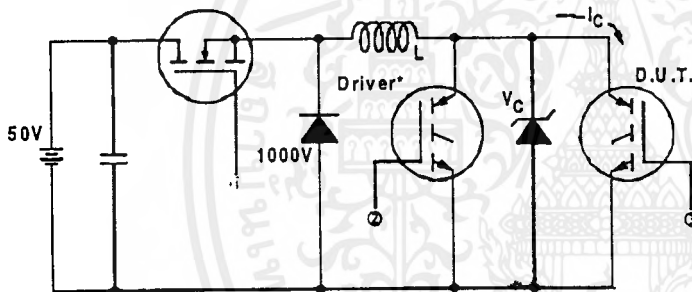


Fig. 14a - Switching Loss Test Circuit

* Driver same type as D.U.T., $V_C = 480V$

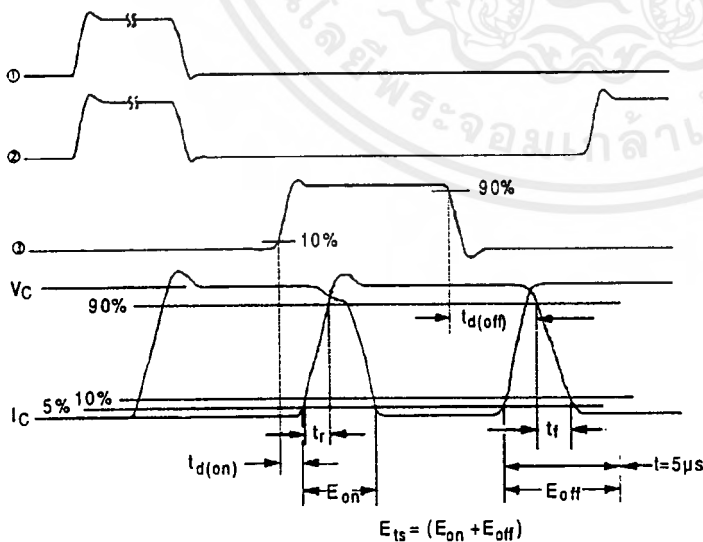


Fig. 14b - Switching Loss Waveforms

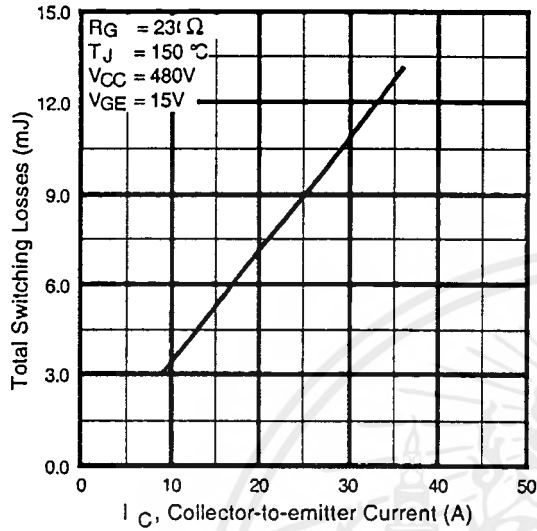


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-emitter Current

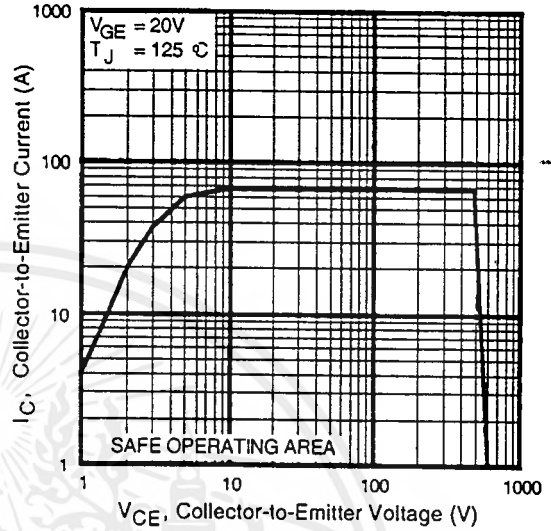


Fig. 12 - Turn-Off SOA

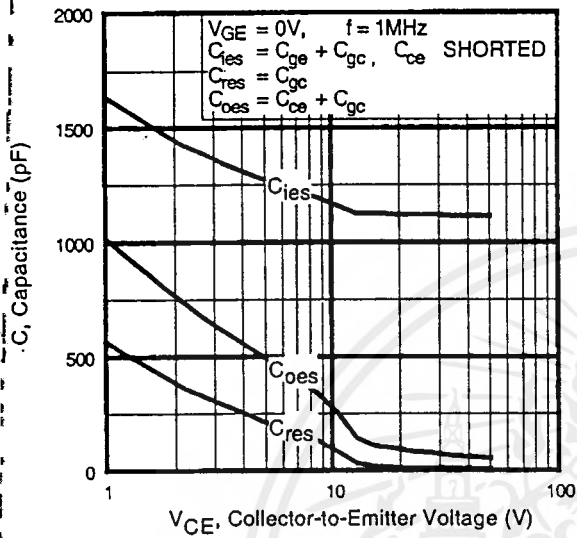


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

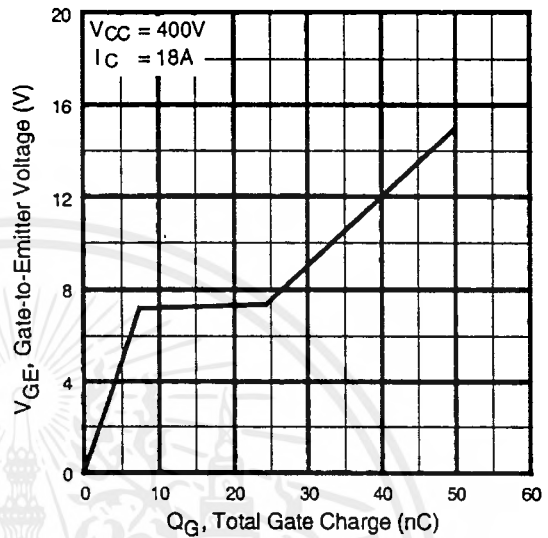


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

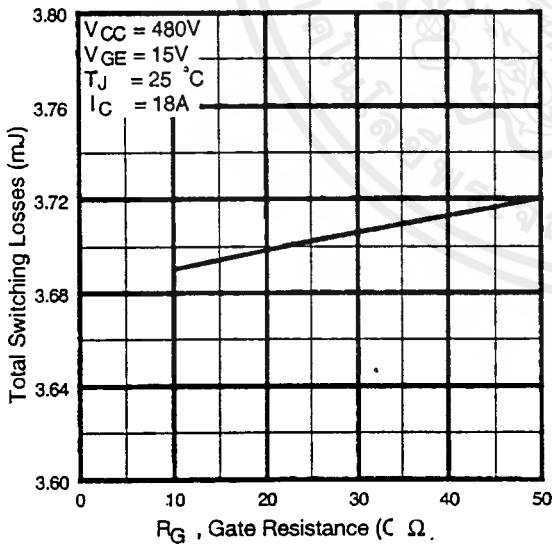


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

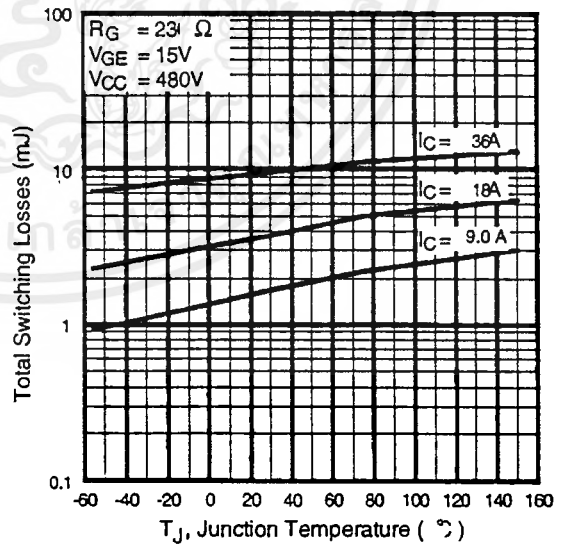


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

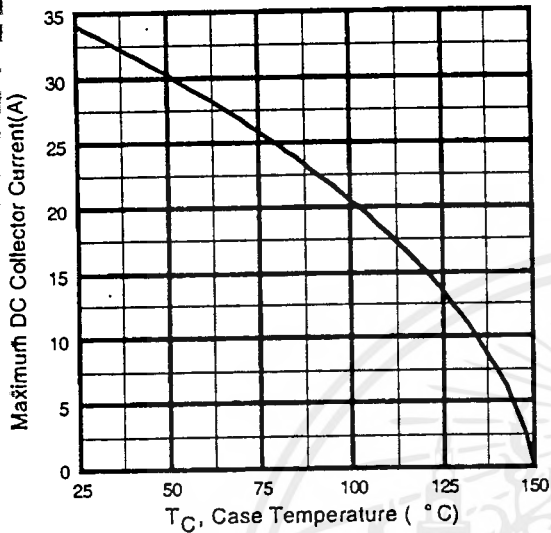


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

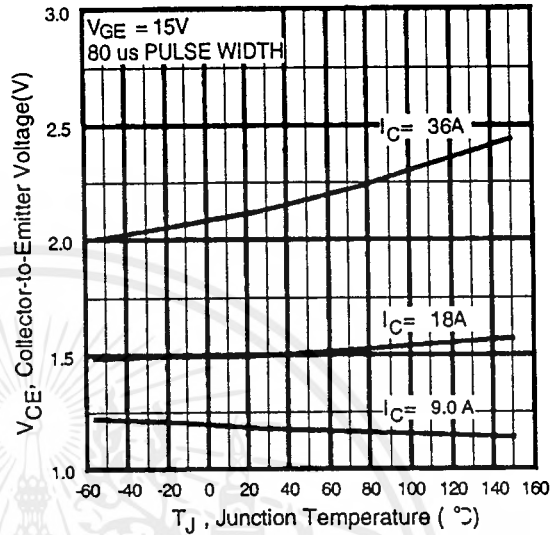


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

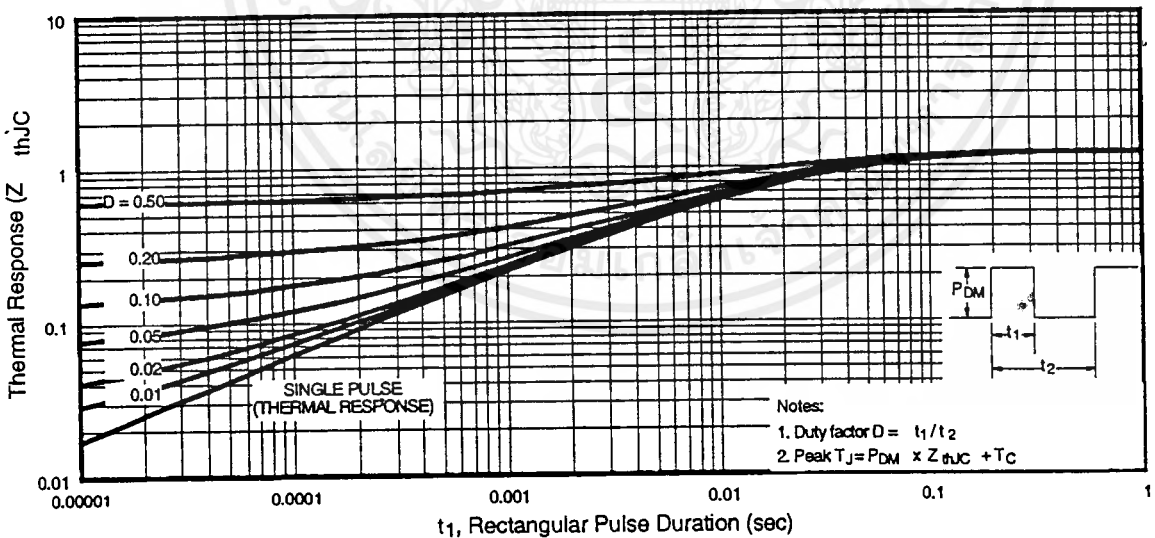


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

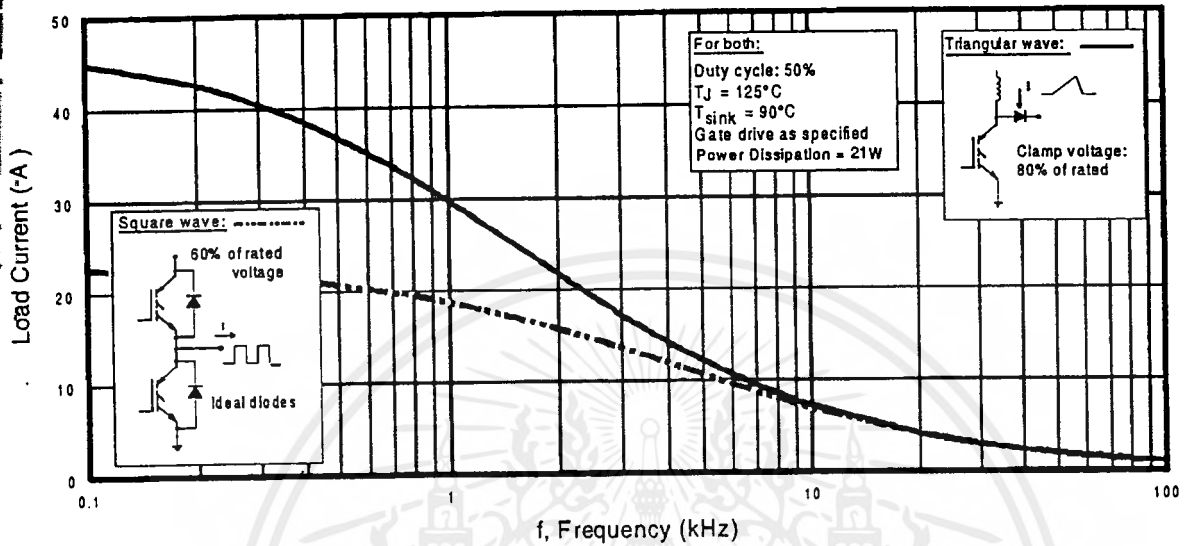


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (Load Current = I_{RMS} of fundamental)

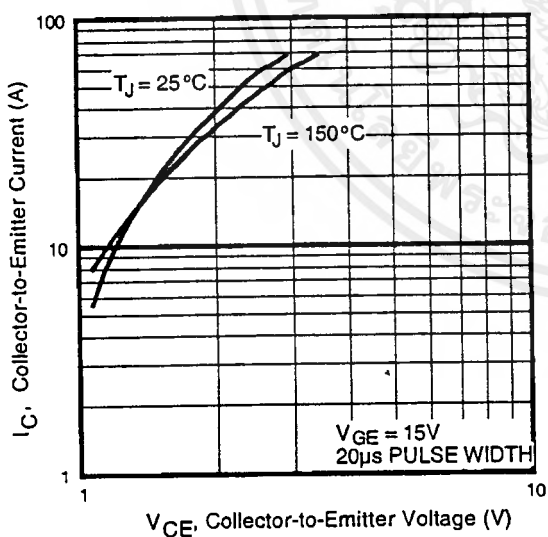


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

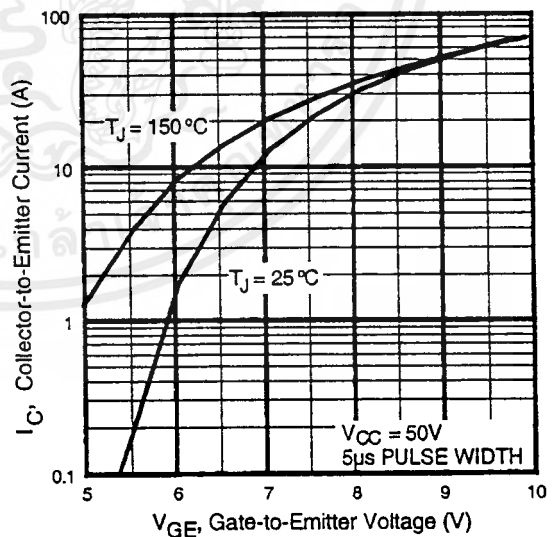


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4BC30S

International
IOR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ①	18	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.75	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.40	1.6	V	$I_C = 18A$ $V_{GE} = 15V$ See Fig.2, 5
		—	1.84	—		
		—	1.45	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$I_C = 34A$ $V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-11	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance ②	6.0	11	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 18A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	1000		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	50	75	nC	$I_C = 18A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	7.3	11		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	17	26		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	22	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 18A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 23\Omega$ Energy losses include "tail" See Fig. 9, 10, 14
t_r	Rise Time	—	18	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	540	810		
t_f	Fall Time	—	390	590		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	0.26	—	mJ	See Fig. 11, 14
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	3.45	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	3.71	5.6		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	21	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $I_C = 18A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 23\Omega$ Energy losses include "tail" See Fig. 11, 14
t_r	Rise Time	—	19	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	790	—		
t_f	Fall Time	—	760	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	6.55	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	7.5	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	1100	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	—	72	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	13	—		

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 13b)
- ② $V_{CC} = 80\%(V_{CES})$, $V_{GE} = 20V$, $L = 10\mu H$, $R_G = 23\Omega$, (See fig. 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ⑤ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้