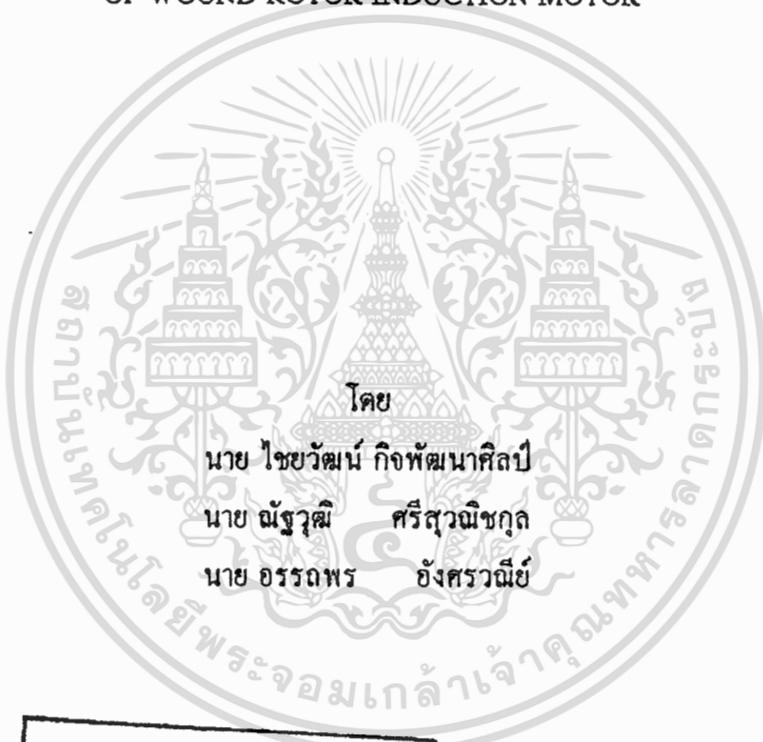




ปีการศึกษา 2538

สร้างเครื่องต้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยหลักการควบคุมสลลิป
SLIP POWER RECOVERY TECHNIQUE FOR SPEED CONTROLLED
OF WOUND ROTOR INDUCTION MOTOR



โดย
นาย ไชยวัฒน์ กิจพัฒนาศิลป์
นาย ณัฐวุฒิ ศรีสุวรรณกุล
นาย อรรถพร อังครวณีย์

วัน เดือน ปี... ๑๑ / ๐๑ / ๒๕๓๘
เลขทะเบียน... ๐๓๗๐๓๘
เลขเรียกหนังสือ... T ๖๘๑๖๑ ๖๑๖ ๓

อาจารย์ที่ปรึกษา

ร.ศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

อ. สมภพ ผลไม้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

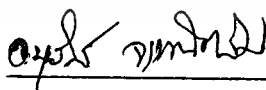
เรื่อง สร้างเครื่องต้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยหลักการควบคุมสลิป

ผู้จัดทำ

1. นาย ไชยวัฒน์ กิจพัฒนาศิลป์
2. นาย ณัฐวุฒิ ศรีสุวณิชกุล
3. นาย อรรถพร อังครวณีย์



อาจารย์ที่ปรึกษา
(ร.ศ. คร. วิริยะ พิเชษฐาเรือง)



(อ. สมภพ พลไม้)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(11 คน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างเครื่องต้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยหลักการควบคุมสลิป

นาย ไชยวัฒน์ กิจพัฒนาศิลป์

นาย ณัฐวุฒิ ศรีสุวณิชกุล

นาย อรรถพร อังครวนิตย์

ร.ศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐาเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและสร้างเครื่องต้นแบบการควบคุมอินดักชันมอเตอร์ชนิดควาด์โรเตอร์โดยหลักการควบคุมสลิป โดยใช้วงจรถอนเวอร์เตอร์ต่อติดจากวงจรโรเตอร์ในลักษณะคาสเคดกัน เราจะใช้ ไอซี เบอร์ TCA 785 ในการสร้างสัญญาณควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และวิธีนี้จะเป็นการนำกำลังงานที่สูญเสียในโรเตอร์หรือสลิปเพาเวอร์ที่โรเตอร์ออกคืนกลับสู่ระบบ

จากการออกแบบสร้างและผลการทดสอบที่ได้ แสดงให้เห็นว่าสามารถนำกำลังสูญเสียที่โรเตอร์คืนกลับมาให้ระบบได้ จึงทำให้กำลังไฟฟ้าด้านอินพุทของระบบลดลง จึงเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดควาด์โรเตอร์นี้

SLIP POWER RECOVERY TECHNIQUE FOR SPEED CONTROLLED
OF WOUND ROTOR INDUCTION MOTOR

Chaiwat Kijpatanasil

Nuttavut Srisuwanichakul

Athaporn Angsarawanee

Assc.Prof.Dr. Viriya Pichejchumroen Advisor

Sompob polmai Advisor

ABSTRACT

This thesis concerns designing and construction experimental of a speed controller of wound-type induction motor by Slip power recovery technique. The control consists of a 3 phase AC/DC converter circuit connected in cascade to rotor circuit. Ics TCA 785 were used for obtaining controlled signal for driving SCRs in converter circuit operated in inversion mode to recover the rotor power losses or slip power to the system.

The experimental results show that the rotor power losses or slip power can be recovered to the system so the system efficiency is increased.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 หลักการในด้านทฤษฎีของการคิณรูปพลังงานสลับ	3
2.2 เอสซีอาร์	14
2.3 การเรียงกระแสด้วยไดโอดและการแปลงผัน AC เป็น DC	22
บทที่ 3 การออกแบบคำนวณและการสร้าง	35
3.1 การออกแบบและสร้างหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น	35
3.2 การออกแบบวงจรสับเบอร์	36
3.3 การออกแบบและสร้างตัวอินดัคเตอร์	37
3.4 วงจรควบคุมเอสซีอาร์	38
3.5 วงจรในส่วนของภาคกำลัง	46
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	49
4.1 การทดลองขณะไม่ต่อโหลด	49
4.2 การทดลองขณะต่อโหลด	52
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์	56
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 ระบบเซอร์เบียสสำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดวาค์โรเตอร์	5
รูปที่ 2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำและสแตติกคอนเวอร์เตอร์ชนิดคาสเคดซึ่งให้ความถี่ต่ำกว่าความถี่ซิงโครนัส	6
รูปที่ 2.3 คุณสมบัติระหว่างทอร์คและความเร็วรอบสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำและสแตติกคอนเวอร์เตอร์ชนิดคาสเคดโดยการควบคุมในลักษณะรูปเปิด	7
รูปที่ 2.4 ทางเดินของจุดของกระแสที่หลายกรณีทอร์คคงที่	11
รูปที่ 2.5 โครงสร้างของเอสซีอาร์	14
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรการนำกระแสของเอสซีอาร์	15
รูปที่ 2.7 คุณสมบัติของเอสซีอาร์ในสภาวะ steady-state	16
รูปที่ 2.8 แสดงเวลาน้อยที่สุด ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์	18
รูปที่ 2.9 ชีตงำักคของแรงดันไฟฟ้าของเอสซีอาร์	19
รูปที่ 2.10 คุณสมบัติของเกทของเอสซีอาร์	21
รูปที่ 2.11 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส	22
รูปที่ 2.12 รูปสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส	23
รูปที่ 2.13 วงจรและรูปคลื่นแสดงผลกระทบของอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่าย	25
รูปที่ 2.14 วงจรและรูปคลื่นการแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส	27
รูปที่ 2.15 วงจรและรูปคลื่นการแปลงผันแบบคู่ 3 เฟส	31
รูปที่ 2.16 สัญญาณเอาร์ทพุทเมื่อเกิดมุมเหลื่อมซ้อน	33
รูปที่ 3.1 วงจรสร้างสัญญาณทริกในแต่ละเฟส	39
รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมไฟฟ้ากระแสระดับ 3 เฟส	40
รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณทริกไอซี 785	41
รูปที่ 3.4 สัญญาณพัลส์โคอะแกรมของ ไอซี 785	42
รูปที่ 3.5 สัญญาณพัลส์ที่ได้จากไอซี 785	43
รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง	44
รูปที่ 3.7 สัญญาณความถี่ที่ได้มีความถี่ = 16 khz	44
รูปที่ 3.8 วงจรขยายกระแสให้สูงขึ้นโดยใช้มอสเฟตต์	45
รูปที่ 3.9 วงจรเพาเวอร์และวงจรถอนโทรลในการต่อสัญญาณ	46

รูปที่ 3.10 วงจรสำเร็จชุดสร้างสัญญาณความถี่เอสซีอาร์	47
รูปที่ 3.11 วงจรสำเร็จในส่วนบรีดจ์เร็คติไฟร์เออร์และบรีดจ์อินเวอร์เตอร์	47
รูปที่ 3.12 วงจรสำเร็จชุดแมกเนติก	48
รูปที่ 3.13 วงจรสำเร็จทั้งหมด	48
รูปที่ 4.1 วงจรทดลองขณะไม่ต่อโหลด	49
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมทริกกับความเร็วรอบ	50
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตของเอสซีอาร์ที่มุมทริก = 92 องศา	51
รูปที่ 4.4 สัญญาณตกคร่อมเอสซีอาร์	52
รูปที่ 4.5 วงจรทดลองขณะต่อ โหลด	52
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว	54
รูปที่ 4.7 สัญญาณ Vdc อินเวอร์เตอร์ที่มุมทริก = 100.8 องศา	54
รูปที่ 4.8 สัญญาณ Vdc อินเวอร์เตอร์ที่มุมทริก = 104.4 องศา	55
รูปที่ 4.9 สัญญาณ Vdc อินเวอร์เตอร์ที่มุมทริก = 108 องศา	55



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงค่า C ที่มีผลต่อความกว้างของพัลส์	43
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองขณะไม่ต่อโหลด	50
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองเมื่อต่อโหลด	53



บทที่ 1

บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดวาล์วโรเตอร์โดยโครงสร้างแล้วจะไม่มี ความแข็งแรงทนทาน มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก ดังนั้นจึงไม่สามารถทำงานที่ความเร็วรอบสูงเท่ามอเตอร์เหนี่ยวนำได้ อย่างไรก็ตามสำหรับแมชชีนที่มีสลีปริงอยู่ด้วยนั้นจะมีการสีกหรือมีการเกิดสปาร์คขึ้นเล็กน้อยและทำให้การซ่อมบำรุงในส่วนนี้มีน้อยกว่ากรณีของดี.ซี.มอเตอร์มาก นอกจากนี้จะเลือกใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกแล้ว มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดมีสลีปริงก็ยังเป็นอีกชนิดหนึ่งที่สามารถเลือกใช้และเป็นที่ยอมรับกันในวงการอุตสาหกรรมทั่วไป และกรณีที่มีเทอร์มินอลทางด้านโรเตอร์นี้จะสามารถช่วยให้การควบคุมความเร็วรอบสามารถทำได้ในย่านกว้าง วิธีการในเชิงสแตติคที่สำคัญที่สุดของการควบคุมความเร็วรอบนี้จะเกี่ยวข้องกับการนำสลีปเฟาเวอร์ที่โรเตอร์ออกด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ซึ่งต่อถัดจากวงจรโรเตอร์ในลักษณะคาสเคดกัน หลักการคินรูปพลังงานสลีปนี้จะทำให้ประสิทธิภาพและเสถียรภาพการทำงานของระบบสูงขึ้นและคุณสมบัติในการควบคุมของระบบดีขึ้น สแตติคคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะคาสเคดนี้เป็นที่ยอมรับในการใช้งานโดยมากเมื่อเร็ว ๆ นี้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบในย่านที่ถูกจำกัดความเร็วรอบให้ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส โดยที่คอนเวอร์เตอร์นี้มีพิคคต่ำกว่าพิคคของมอเตอร์มาก คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้งานในลักษณะนี้สามารถใช้ได้กับมอเตอร์ซึ่งมีขนาดพิคคถึง 8MW และประสิทธิภาพในการขับเคลื่อนจะมีค่ามากกว่า 95% ในย่านเม็กกะวัตต์

1.1 วัตถุประสงค์

-เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการส่งจ่ายกำลังโดยไฟฟ้ากระแสตรง

-เพื่อศึกษาการควบคุมอินดักชั่นมอเตอร์โดยหลักการสลีปคอนโทรล

-เพื่อศึกษาการส่งจ่ายพลังงานกระแสลับจากโรเตอร์ไปสู่ระบบ

1.2 ขอบเขตของโครงการ

-จะทำการศึกษาค้นคว้าและทดลองสร้างวงจรควบคุมอินดักชั่นมอเตอร์โดยใช้หลักการสลีปคอนโทรลโดยที่จะสามารถปรับความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์ในช่วงความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสและสามารถควบคุมให้มอเตอร์จ่ายกำลังหรือแรงบิดคงที่ที่ความเร็วรอบต่างๆ

1.3 ประโยชน์ที่ได้รับ

-ได้ศึกษาการนำเอาเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์มาประยุกต์ใช้งานกับระบบไฟฟ้ากำลัง

-ชุดควบคุมที่ทดลองได้สามารถนำไปใช้งานควบคุมอินดักชั่นมอเตอร์ในโรงงานอุตสาหกรรมได้

-ใช้เป็นเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 การพัฒนาและใช้งานในอนาคต

- ในการควบคุมอินคิกซ์มอเตอร์เราสามารถควบคุมให้ทำงานได้โดยอัตโนมัติโดยเราจะใช้คอมพิวเตอร์เข้ามารวมอยู่ในวงจรโดยจะเช็คความเร็วและกระแสแล้วส่งข้อมูลมาที่คอมพิวเตอร์ และคอมพิวเตอร์ก็จะส่งสัญญาณที่เปรียบเทียบแล้วไปยังชุดคอนเวอร์เตอร์เพื่อปรับกำลังแรงบิดหรือความเร็วที่ต้องการ



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 หลักการในด้านทฤษฎีของการคืนรูปพลังงานสลิป [1]

เพาเวอร์ P_{ag} ซึ่งข้ามแอร์เก็บเพื่อจ่ายให้กับโรเตอร์นั้น สามารถแบ่งออกเป็นเพาเวอร์เชิงกล P_{mech} ทางด้านเอาท์พุทและการสูญเสีย P_2 ในขดลวดตัวนำของวงจรวจรโรเตอร์ โดยจะได้รับความสัมพันธ์ดังนี้

$$P_2 = s P_{ag} \quad (2.1)$$

และ
$$P_{mech} = (1-s) P_{ag} \quad (2.2)$$

$$P_{ag} = T\omega_1$$

โดยที่ T คือ ทอร์กแม่เหล็กไฟฟ้าที่มอเตอร์สร้างขึ้น

ω_1 คือ ความเร็วเชิงมุมเชิงโครนอส

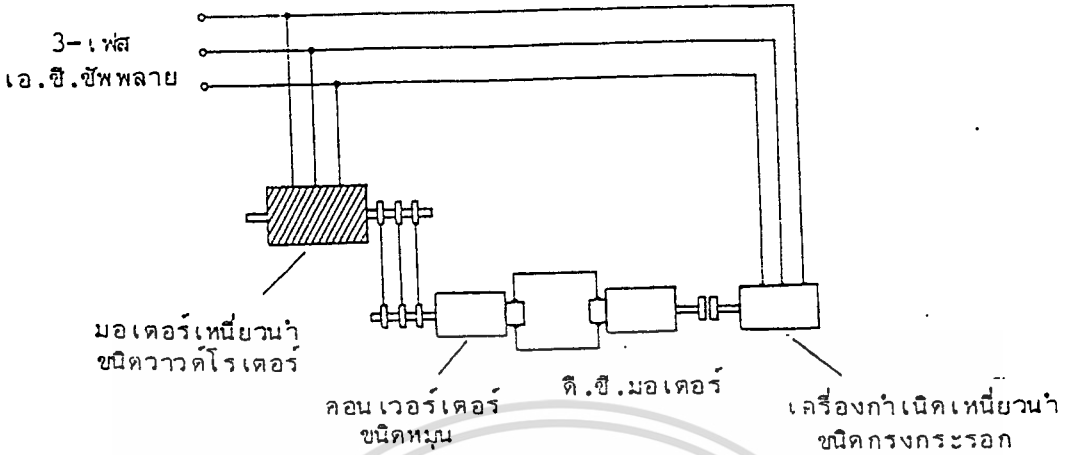
จากสมการเหล่านี้ จะเห็นว่าเพาเวอร์ในแอร์เก็บมีค่าเกือบคงที่เมื่อโหลดที่มอเตอร์ขับเคลื่อนมีค่าคงที่ และนั่นคือ การสูญเสียในลวดตัวนำของวงจรวจรโรเตอร์จะแปรเป็นสัดส่วนตามค่าสลิป การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ชนิดวาดโรเตอร์โดยการต่อความต้านทานภายนอกเพิ่มเข้าไบนั้นจึงทำให้ประสิทธิภาพการทำงานต่ำลง ที่ความเร็วรอบครึ่งหนึ่งของความเร็วรอบเชิงโครนอสเพาเวอร์ในแอร์เก็บจะถูกแบ่งออกเป็นเพาเวอร์เอาท์พุทเชิงกลและการสูญเสีย I^2R ในวงจรวจรโรเตอร์ในปริมาณที่เท่าๆกัน ซึ่งจะให้ประสิทธิภาพรวมทั้งหมคน้อยกว่า 50% เมื่อรวมถึงค่าการสูญเสียในวงจรวจรสเตเตอร์ด้วย โดยทั่วไปที่สลิป s เพาเวอร์เชิงกลจะได้มาจากผลคูณระหว่างเพาเวอร์ในแอร์เก็บ P_{ag} และประสิทธิภาพต่อหน่วย $(1-s)$ ดังนั้นประสิทธิภาพรวมของมอเตอร์จะมีค่าต่ำกว่านี้ ที่ความเร็วรอบต่ำ ๆ เพาเวอร์ในแอร์เก็บจะสูญเสียเกือบหมดสิ้นในวงจรวจรโรเตอร์และประสิทธิภาพการทำงานจะต่ำมาก การควบคุมความเร็วรอบด้วยการปรับค่าความต้านทานในวงจรวจรโรเตอร์จึงเป็นวิธีการที่ไม่ประหยัด นอกจากจะใช้ควบคุมความเร็วรอบในช่วงแคบๆ ซึ่งต่ำกว่าความเร็วรอบเชิงโครนอสเท่านั้น อย่างไรก็ตามก็ไม่จำเป็นที่จะต้องให้สลิปเพาเวอร์ sP_{ag} นี้สูญเสียในความต้านทานเสมอไป เนื่องจากเพาเวอร์ส่วนนี้สามารถเอาออกจากวงจรวจรโรเตอร์เพื่อใช้ประโยชน์ต่อไปโดยวิธีนี้จะสามารถทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของระบบสูงขึ้น การต่อในลักษณะคาสเคดกับวงจรวจรโรเตอร์นี้อาจป้อนสลิปเพาเวอร์ส่วนนี้กลับเข้า เอ.ซี. ซัพพลายหรือนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ตัวอื่นซึ่งคับปลิงอยู่กับเพลาหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานในลักษณะของการต่อแบบคาสเคดนี้อาจถือว่าเป็นการควบคุมความเร็วรอบโดยการป้อนแรงเคลื่อนไฟฟ้าให้กับวงจรโรเตอร์ก็ได้ สมมติในสภาวะปกติมอเตอร์ทำงานด้วยสลิป s และให้โวลต์เตจจากภายนอกที่ป้อนเข้าที่สลิปริงนี้มีเฟสตรงข้ามกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าในวงจรโรเตอร์ผลการลดลงของกระแสในวงจรโรเตอร์นี้จะทำให้มอเตอร์ทอร์คลดลงเนื่องจากทอร์คจะแปรเป็นสัดส่วนกับกระแสที่มีเฟสเดียวกับฟลักซ์ โดยสมมติให้ฟลักซ์ในแอร์แก๊ปมีค่าคงที่ ดังนั้นมอเตอร์จะลดความเร็วรอบลงเนื่องจากการเบรคของโหลด อย่างไรก็ตามในขณะที่สลิปเพิ่มขึ้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสในวงจรโรเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย และมอเตอร์จะทำงานในตำแหน่งใหม่ที่มีความเร็วรอบต่ำลงซึ่งในตำแหน่งนี้มอเตอร์ทอร์คจะเท่ากับโหลดทอร์คอีกครั้ง

ในกรณีที่ใช้การควบคุมด้วยค่าความต้านทานในวงจรโรเตอร์ โวลต์เตจตกคร่อมที่ความต้านทานภายนอกเนื่องจากความถี่สลิปนี้จะเป็นส่วนหนึ่งของโวลต์เตจที่ป้อนเข้าไปในวงจร. แต่ถ้าใช้การป้อนแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากภายนอกแทนก็จะให้ผลการทำงานที่เหมือนกันแต่มีข้อดีกว่าที่จะไม่มีการเกิดความร้อนสะสมขึ้นอย่างใด ในการเลือกใช้แหล่งจ่ายที่ให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหมาะสมในการนี้นั้นปัญหาที่สำคัญคือ ความถี่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ใช้ป้อนจะต้องเข้ากันพอดีกับความถี่สลิปของโรเตอร์ที่ความเร็วรอบต่างๆ หลักการคือจะใช้วิธีการเปลี่ยนความถี่ด้วยอุปกรณ์เชิงกล ใน เอ.ซี.คอมมิวเตเตอร์มอเตอร์การเปลี่ยนความถี่โดยอาศัยการทำงานของคอมมิวเตเตอร์นี้จะใช้เพื่อวัตถุประสงค์ในการทำให้ความถี่สลิปในโรเตอร์เข้ากับความถี่ของสเตเตอร์ได้พอดีและเพื่อให้สามารถควบคุมความเร็วรอบได้ ในระดับเพาเวอร์สูงๆจะหันมาใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดที่มีสลิปริงและจะมีแมชชีนอีกชุดซึ่งอยู่ถัดจากวงจรโรเตอร์ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนความถี่ ในระบบแอร์เบียดคังรูป 2.1 คอนเวอร์เตอร์ชนิดหมุนนี้จะทำหน้าที่เร็คติไฟยสลิปเพาเวอร์ และเอาท์พุทได้จากการเร็คติไฟยนี้จะใช้ในการขับเคลื่อนดี.ซี.มอเตอร์ซึ่งจะขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกอีกที เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำนี้จะถูกขับเคลื่อนด้วยความเร็วรอบสูงกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสเพื่อป้อนสลิปเพาเวอร์เข้าไปยังเอ.ซี.ซัพพลาย ในระบบเครเมอร์ คอนเวอร์เตอร์ในแบบหมุนนี้จะทำหน้าที่เร็คติไฟยสลิปเพาเวอร์เช่นกัน และเอาท์พุทที่ได้จะนำไปใช้ในการขับเคลื่อนดี.ซี.มอเตอร์ซึ่งคัปปลิงอยู่กับมอเตอร์เหนี่ยวนำอีกที ดังนั้นสลิปเพาเวอร์จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของเพาเวอร์เชิงกลเพื่อช่วยหมุนขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อีกแรงหนึ่ง

เมื่อเร็วๆนี้ได้มีการนำอุปกรณ์เปลี่ยนความถี่แบบสแตติคมาใช้ทำหน้าที่แทนชุดแมชชีนในระบบเซอร์เบียด ซึ่งจะทำให้ระบบรวมทั้งหมดมีขนาดเล็กลงและมีประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น



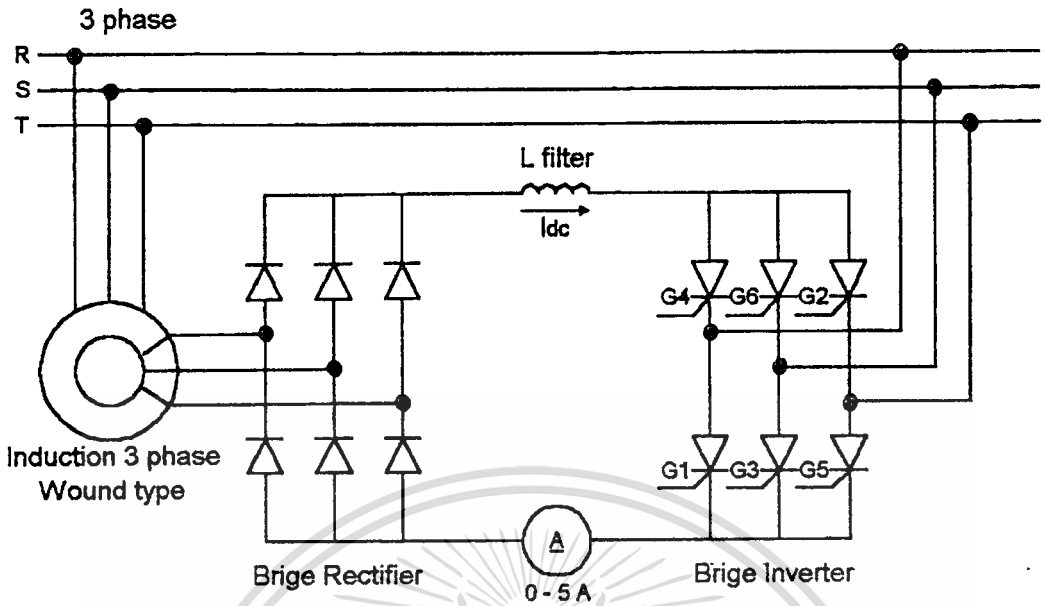
รูปที่ 2.1 ระบบเซอร์เบียงสำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดซิงโครมอเตอร์

ตลอดจนให้ผลการตอบสนองในเชิงไดนามิกได้ดีขึ้น ในระบบเครมอร์ก็ได้มีการแก้ไขเพิ่มเติมโดยใช้ไดโอดบริดจ์ทำหน้าที่แทนคอนเวอร์เตอร์แบบหมุนนี้ แต่ก็ยังต้องใช้ดี.ซี.มอเตอร์ เช่นเดิมเพื่อเปลี่ยนสลิปเฟาเวอร์ที่ถูกเร็คติฟายแล้วให้อยู่ในรูปเฟาเวอร์เชิงกล

2.1.1 ชุดสแตติคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำงานในย่านต่ำกว่าความถี่ซิงโครนัส

สำหรับการควบคุมในย่านต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสนั้น ชุดแมชชีนทั้งหมดในระบบเซอร์เบียงจะถูกแทนที่ด้วยสแตติคคอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.2 สแตติคคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วย 3 เฟสบริดจ์เร็คติฟายเออร์ซึ่งทำงานด้วยความถี่สลิปและจะป้อนสลิปเฟาเวอร์ที่ถูกเร็คติฟายแล้วนี้ผ่านรีแอ็คเตอร์ (ทำให้กระแสเรียบ) ให้กับไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ และอินเวอร์เตอร์จะคอมมิวเตทในเชิงเฟสโดยอาศัยแรงเคลื่อนไฟฟ้าเอ.ซี. ซึ่งปรากฏที่สลิปริงและบัสบาร์ของซัพพลายตามลำดับ แรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนเฉลี่ยของอินเวอร์เตอร์นี้อาจถือได้ว่าเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ป้อนเข้าไปในทิศทางที่หักล้างกับโรเตอร์โวลต์เตจที่ถูกเร็คติฟายแล้ว ถ้าไม่คิดการโอเวอร์แล็ปซึ่งเกิดในระหว่างการคอมมิวเตทแล้วจะได้ดี.ซี. โวลต์เตจทางด้านเอาต์พุทของ 3 เฟสบริดจ์เร็คติฟายเออร์ในกรณีที่มุมไฟร์เป็น 0 ครั้งนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำและสแตตติคอนเวอร์เตอร์ชนิดกาสเทค
ซึ่งให้ค่าที่ดีต่ำกว่าความถี่ซิงโครนัส

$$V_{d0} = 1.35 V_r s \tag{2.3}$$

โดยที่ V_r คือ โวลต์เฉลี่ยระหว่างสายในสภาวะหยุดนิ่ง
 s คือ สลิปที่มีค่าน้อยกว่า 1
 สำหรับ 3 เฟสบริคจอินเวอร์เตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนเฉลี่ยคือ

$$V_d = 1.35 V_L \cos\alpha \tag{2.4}$$

โดยที่ α คือ มุมไฟร์ ($\alpha \geq \pi/2$) และ V_L คือ โวลต์เฉลี่ยระหว่างสาย

ในขณะที่ไม่มีโหลด มอเตอร์ทอร์คจะมีค่าน้อยมาก และกระแสโรเตอร์ที่ไหลผ่านวงจรเรกติไฟเออร์จะมีค่าเกือบเป็น 0 ดังนั้น คิ.ซี.โวลต์เฉลี่ยทั้งสองในสมการ (2.3) และ(2.4) จะมีค่าเท่ากัน นั่นคือ

$$1.35 V_r s + 1.35 V_L \cos\alpha = 0$$

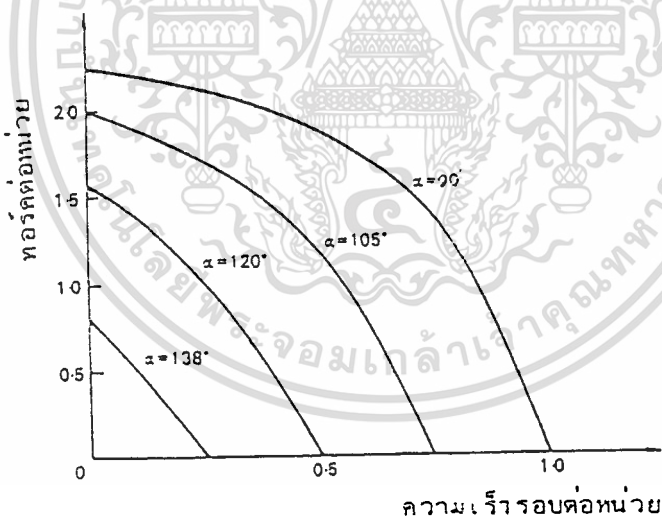
$$= -a \cos \alpha$$

$$= a |\cos \alpha| \quad (2.5)$$

โดยที่ a คือ เทอร์นเรโซระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์

ดังนั้นการควบคุมความเร็วรอบสามารถทำได้โดยเพียงแค่เปลี่ยนมุมไฟร์ของอินเวอร์เตอร์เท่านั้น ถ้า $a = 1$ ความเร็วรอบของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมได้จากสภาวะที่เกือบจะหยุดนิ่งจนถึงความเร็วรอบเต็มพิกัด

ในการสร้างโหลดทอร์คนั้นจะต้องมีกระแส I_2 โหลดในวงจรโรเตอร์ และโรเตอร์โวลต์เตจที่ถูกเร็คติไฟแล้วนี้จะต้องบังคับให้กระแสไหลในทิศทางสวนกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนของอินเวอร์เตอร์ ในขณะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำถูกโหลด ความเร็วรอบจะลดลงเล็กน้อยและโวลต์เตจซึ่งถูกเร็คติไฟและมีค่าเพิ่มขึ้นนี้จะทำให้กระแสโรเตอร์เพิ่มขึ้นในปริมาณที่จำเป็น



รูปที่ 2.3 คุณสมบัติระหว่างทอร์คและความเร็วรอบสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำและสเตตติคคอนเวอร์เตอร์ซิงโครนาสเทจ โดยการควบคุมในลักษณะรูปเปิด

ถ้าโรเตอร์มีความต้านทานต่ำ โรเตอร์สลลิปเพาเวอร์ sP_{rg} ของคลื่นพินคามีแนวโน้มที่จะมีค่าประมาณเท่ากับซี.ซี.ลิงค์เพาเวอร์ นั่นคือ

$$P_{ag} = T\omega_1 \quad ;$$

$$T = \frac{VdId}{s\omega_1}$$

ถ้าความเร็วรอบขม่อมมีโหลดลดลงน้อยมาก ก็สามารถแทนสมการ (2.5) สำหรับสลิปขม่อมไม่มีโหลดลงในสมการทอร์คข้างต้นนี้ได้ และเมื่อแทนจากสมการ (2.4) เพื่อหาค่า Vd ก็จะได้สมการทอร์ค

$$T = \frac{1.35VId}{s\omega_1} \quad (2.6)$$

นั่นคือ ทอร์คในสภาวะปกติของการทำงานจะแปรผันเป็นสัดส่วนกับกระแสโรเตอร์ I_d ที่ถูกเร็คติไฟซ์แล้ว และกระแสจำนวนนี้จะแปรเป็นสัดส่วนตามผลต่างระหว่างโรเตอร์โวลต์เตจที่ถูกเร็คติไฟซ์แล้วกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนเฉลี่ยของอินเวอร์เตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์จะคงที่สำหรับค่าคงที่ของมุมไฟร์และนั่นคือ โรเตอร์สลิปจะเพิ่มตามโหลดทอร์คในลักษณะเชิงเส้น และจะให้คุณสมบัติระหว่างทอร์คและความเร็วรอบในลักษณะเดียวกับของดี.ซี.มอเตอร์ชนิดกระตุ้นแยกซึ่งควบคุมการทำงานด้วยอาร์เมเจอร์โวลต์เตจ ในทางปฏิบัติคุณสมบัติระหว่างทอร์คและความเร็วรอบในลักษณะรูปเบ็ดนี้จะมีลักษณะของเคอร์ฟดังรูปที่ 2.3

2.1.2 เพาเวอร์แฟคเตอร์

สำหรับระบบขับเคลื่อนในย่านความเร็วรอบต่ำกว่าซิงโครนัสซึ่งใช้การต่อในลักษณะคาสเคดนี้จะมีข้อเสียเปรียบที่สำคัญคือ ฟินคามี้นทอลเพาเวอร์แฟคเตอร์ หรือคอสเฟลสเม้นท์แฟคเตอร์จะมีค่าต่ำ ถ้าระบบได้รับการออกแบบให้ความเร็วรอบในย่านควบคุมมีช่วงกว้างแล้วเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่โหลดเต็มพิกัดและที่ความเร็วรอบสูงสุดจะมีค่าต่ำถึง 0.5 และจะลดถึง 0.3 หรือต่ำกว่านี้ในขณะที่ความเร็วรอบลดลง เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่มีค่าต่ำเช่นนี้ส่วนหนึ่งมีสาเหตุเนื่องจากรีแอกทีฟเพาเวอร์ในระหว่างการคอมมิวเตทซึ่งถูกดึงผ่านมอเตอร์ด้วยวงจร 3 เฟสบริดจ์เร็คติไฟเออร์จากสเตเตอร์มายังโรเตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนเฉลี่ยของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความเร็วรอบต่ำสุดที่สามารถควบคุมได้ ในทางอุคมคคิภายได้เงื่อนไขเหล่านี้มุมไฟร์ในขณะนี้มีค่าเท่ากับ 180 องศา แต่เนื่องจากมุมโอเวอร์แล็ปซึ่งเกิดจากการคอมมิวเตทและช่วงเวลาที่ทรินสเตอร์ต้องใช้ในการกลับคืนสู่สภาวะที่สามารถบล็อกกระแสในทิศทางฟอรวาร์ดได้นั้นมีค่ามากพอสมควร นั่นคือ มุมไฟร์สูงสุดของอินเวอร์เตอร์จะต้องมีค่าน้อยกว่า 180 องศา เล็กน้อยเพื่อให้ทรินสเตอร์สามารถคอมมิวเตทได้เป็นผลสำเร็จ โดยวิธีนี้จะทำให้กระแสทางค่านำเข้าทุกของอินเวอร์เตอร์มีมุมนำหน้าโวลต์เตจ

ในเฟสเดียวกัน และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดซึ่งสร้างรีแอคทีฟเพาเวอร์ชนิดลีด นั่นคือทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายรีแอคทีฟเพาเวอร์ชนิดลีด การจ่ายรีแอคทีฟเพาเวอร์จะเพิ่มมากขึ้น เมื่อตำแหน่งมุมไฟร์ของอินเวอร์เตอร์มีค่าลดลงไปอีกเพื่อลดขนาดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนและ สลิปของมอเตอร์ ที่ความเร็วรอบเต็มพิกัดมุมไฟร์ของอินเวอร์เตอร์จะเท่ากับ 90 องศา และอินเวอร์เตอร์จะมีขนาด KVA ที่เป็นรีแอคทีฟเกือบสิ้นเชิง ที่มุมไฟร์ที่กำหนดให้เพาเวอร์สุทธิที่จ่ายออกจากเอ.ซี.ซ์พหลายคือ ผลต่างระหว่างเพาเวอร์ที่มอเตอร์รับเข้าไปกับเพาเวอร์ที่ถูกป้อนกลับเข้า ซ์พหลายโดยอินเวอร์เตอร์ แต่อย่างไรก็ตามรีแอคทีฟ KVA รวมก็คือ ผลรวมของรีแอคทีฟเพาเวอร์ที่มอเตอร์และอินเวอร์เตอร์รับเข้าไป ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบจะลดลงที่ความเร็วรอบต่ำๆซึ่งเป็นสภาวะที่มอเตอร์รับรีแอคทีฟเพาเวอร์น้อย

คงจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไปนี้ ระบบขับเคลื่อนซึ่งต่อในลักษณะคาสเคดนี้มักจะใช้ในการควบคุมความเร็วรอบในย่านต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส เพื่อที่จะทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบมีค่าสูงสุดเท่าที่จะทำได้ มุมไฟร์ของอินเวอร์เตอร์ควรมีค่าสูงสุดที่ความเร็วรอบต่ำสุดที่สามารถควบคุมได้ ดังนั้นเมื่อต่ออินเวอร์เตอร์โดยตรงเข้ากับเอ.ซี.ซ์พหลาย โวลต์เดจของสลีปรिंगที่มีสลีปสูงสุดได้ ดังนั้นเมื่อต่ออินเวอร์เตอร์โดยตรงเข้ากับเอ.ซี.ซ์พหลาย โวลต์เดจของสลีปรिंगที่มีสลีปสูงสุด S_{max} ควรมีค่าเท่ากับโวลต์เดจของเอ.ซี.ซ์พหลาย โดยประมาณซึ่งสามารถทำได้โดยให้อัตราส่วนการทรานส์ฟอร์มจากสเตเตอร์มายังโรเตอร์ :a มีค่าเท่ากับ S_{max} ตัวอย่าง เช่น ถ้าให้ความเร็วรอบควบคุมต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสลงไปถึงค่าสลีปเท่ากับ 0.6 แล้ว เทอร์นเรโซระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ควรมีค่าเท่ากับ 0.6 ด้วย เอ.ซี.โวลต์เดจที่ป้อนให้กับเทอร์มินอลของอินเวอร์เตอร์บางครั้งจะต้องลดขนาดลงมาโดยใช้หม้อแปลงลดไฟ หม้อแปลงอินเวอร์เตอร์นี้จะมี ความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเอ.ซี.ซ์พหลายที่ให้โวลต์เดจขนาดสูงๆ เนื่องจากโวลต์เดจของสลีปรึงมีค่าจำกัดและอาจต่ำไปสำหรับการแปลงเข้าสู่เอ.ซี.ซ์พหลายโดยตรง เทอร์นเรโซของหม้อแปลงจะต้องเลือกให้สัมพันธ์กับเทอร์นเรโซของมอเตอร์ในลักษณะที่ทำให้เกิดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้เต็มที่ที่สลีปควบคุมสูงสุด ซึ่งวิธีการนี้จะทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบมีค่าสูงสุดเท่าที่จะทำได้ตลอดย่านความเร็วรอบควบคุม

ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบขับเคลื่อนแบบคาสเคดนี้ก็ได้มีการคิดแปลงแก้ไขวงจรในรูปแบบต่างๆตัวอย่างเช่น วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการทำงานด้วยเฟสก็ได้มีการนำเอาวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดพิเศษมาใช้งานแทน วงจรอินเวอร์เตอร์นี้สามารถทำงานโดยวิธีการคอมมิวเตทในเชิงเฟสหรือในเชิงบังคับ และสามารถป้อนสลีปเพาเวอร์กลับเข้าเอ.ซี.ซ์พหลายได้โดยไม่ต้องรีแอคทีฟเพาเวอร์ในปริมาณสูง การจำกัดรีแอคทีฟเพาเวอร์ให้น้อยลงนี้ก็ยังสามารถทำได้โดยใช้อินเวอร์เตอร์บริดจ์ชนิดกึ่งควบคุมซึ่งใช้ไทรสเตอร์ 3ตัว โดยให้ไทรสเตอร์ 3ตัวทำงานได้อย่างเต็มที่จากการทำงานในลักษณะของเรกติฟายเออร์จนถึงอินเวอร์เตอร์ การเปลี่ยนไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แท้ปในไวน์คิงของมอเตอร์ก็เป็นวิธีหนึ่งซึ่งสามารถใช้ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ตลอดจนลดขนาดพิกัดของคอนเวอร์เตอร์ในระบบขับเคลื่อนแบบคาสเคดซึ่งโพลเป็นชนิดไบพาค์ ข้อได้เปรียบในลักษณะเดียวกันนี้ยังอาจได้จากการใช้ระบบตัดต่อโดยที่สลิปริงจะถูกสวิตช์เข้ากับหม้อแปลงลดไฟและไดโอดรีคตีฟายเออร์ในย่านความเร็วรอบต่ำ การต่อคาแพซิเตอร์เข้าไปเพื่อให้ทำหน้าที่ชดเชยก็เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถใช้ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้ดีขึ้นตลอดจนเป็นการเพิ่มทอร์คที่ความเร็วรอบต่ำให้สูงขึ้นได้

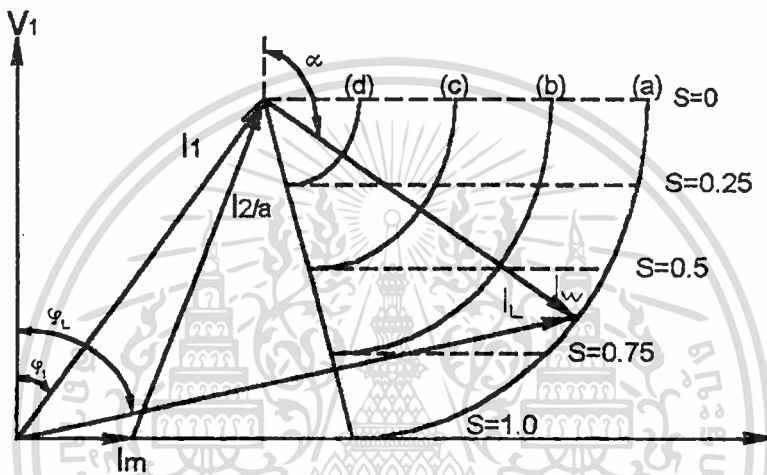
2.1.3 การทำงานในย่านจำกัดที่ต่ำกว่าความเร็วรอบเชิงโครนัส

ในระบบขับเคลื่อนแบบคาสเคดซึ่งใช้ควบคุมความเร็วรอบจากสถานะหยุดนิ่งจนถึงความเร็วรอบเต็มพิกัดนั้น สเตตคคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีขนาด KVA พิกัดเดียวกับของมอเตอร์เหนี่ยวนำอย่างไรก็ตามเมื่อความเร็วรอบซึ่งต่ำกว่าความเร็วรอบเชิงโครนัสถูกจำกัดย่านควบคุมไว้พิกัดของคอนเวอร์เตอร์จะลดลงอย่างเป็นสัดส่วนและเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบจะดีขึ้นมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้จะถูกเร่งความเร็วรอบจากสถานะหยุดนิ่งด้วยความต้านทานที่ต่อในวงจรโรเตอร์เพื่อการสตาร์ทในลักษณะปกติ ที่ความเร็วรอบต่ำสุดของย่านควบคุมขึ้นคอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดจะสวิตช์ต่อเข้ากับวงจรโรเตอร์โดยชุดตรวจจับความเร็วรอบในขณะที่ความต้านทานที่ใช้ในการสตาร์ทถูกปลดออก

อุปกรณ์ 3-เฟสบริคจ์รีคตีฟายเออร์จะมีโวลต์เตจพิกัดค่าหนึ่งซึ่งกำหนดด้วยสลิปสูงสุดของมอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าของโรเตอร์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับสลิป พิกัดกระแสของบริคจ์รีคตีฟายเออร์นี้จะถูกกำหนดด้วยค่ากระแสสูงสุดในวงจรโรเตอร์ซึ่งตรงกับตำแหน่งเอาท์พุทเทอร์สูงสุดในการฉีกของโพลซึ่งทอร์คคงที่นั่นกระแสโรเตอร์ I_2 และเพาเวอร์ P_{ag} ในแอร์แก่ปจะมีค่าคงที่โดยประมาณ โวลต์เตจสูงสุดในโรเตอร์จะเกิดที่ค่าสลิปสูงสุด S_{max} ที่สามารถควบคุมได้เมื่อ (ไม่คำนึงถึงค่าการสูญเสียในโรเตอร์) คอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดถ่ายเทสลิปเพาเวอร์ $S_{mag} P_{ag}$ จากโรเตอร์ไปเข้าซัพพลาย ในกรณีของโพลชนิดไบพาค์หมุนนั้นทอร์คจะแปรผันตามกำลังสองของความเร็วรอบ และนั่นคือ กระแสโรเตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความเร็วรอบเต็มพิกัด อย่างไรก็ตาม โวลต์เตจที่สลิปริงจะมีค่าสูงสุดที่ความเร็วรอบต่ำสุดที่สามารถควบคุมได้ แต่จะต้องกำหนดพิกัดของรีคตีฟายเออร์บริคจ์ที่ค่าโวลต์เตจและกระแส เอ.ซี. สูงสุดนี้แม้โวลต์เตจและกระแสนี้จะเกิดขึ้นไม่พร้อมกันก็ตาม

อินเวอร์เตอร์บริคจ์จะถูกกำหนดพิกัดไว้ที่ค่ากระแสและโวลต์เตจของ เอ.ซี. ซัพพลายซึ่งตรงกับตำแหน่งเอาท์พุทเทอร์สูงสุดของมอเตอร์ ในกรณีที่ต้องการทำให้รีคตีฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์มีพิกัดต่ำสุดนั้นจะต้องออกแบบมอเตอร์ให้มีอัตราส่วนในการทรานสฟอร์ม์ในลักษณะที่ความเร็วรอบต่ำสุดที่สามารถควบคุมได้นี้อยู่ตรงตำแหน่งการทำงานในลักษณะของอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเต็มที่ การทำเช่นนี้ เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ได้ของระบบยังจะมีค่าดีที่สุดอีกด้วย หม้อแปลงอิน

เวอร์เตอร์ซึ่งต้องใช้ในวงจรภาคของแมชชีนชนิดโวลท์เตจสูง ๆ นี้จะถูกกำหนดพิคักไว้เท่ากับ พิกัด KVA ของอินเวอร์เตอร์เท่านั้น เมื่อความเร็วรอบซึ่งต่ำกว่าความเร็วรอบขงโครนัสถูกจำกัด ย่านการทำงานไว้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบขับเคลื่อนแบบภาคจะดีขึ้นดังจะเห็นได้จากรูปที่ 2.4 ซึ่งเป็นเฟเซอร์ไดอะแกรมโดยประมาณสำหรับกรณีของการโหลดมอเตอร์ด้วยทอร์คคงที่ กระแสอาร์โมนิกจะไม่นำมาพิจารณาด้วย และเฟเซอร์ของกระแสที่แสดงในรูปคือ องค์กรประกอบพินคาเม็นทอลที่ไม่เป็นชาชน



รูปที่ 2.4 ทางเดินของจุดของกระแสหลักขงกรณีทอร์คคงที่

- (a) จาก 0 ถึง 100% ของความเร็วรอบพิคัก
- (b) จาก 25 ถึง 100% ของความเร็วรอบพิคัก
- (c) จาก 50 ถึง 100% ของความเร็วรอบพิคัก
- (d) จาก 75 ถึง 100% ของความเร็วรอบพิคัก

กระแสพินคาเม็นทอล I_1 ของสเตเตอร์จะได้จากการรวมองค์กรประกอบกระแสแม็กเนไตซ์ I_m และกระแสโหลด I_2/a ดังในรูปที่ 2.4 เข้าด้วยกัน กระแสสเตเตอร์จะมีมุมช้ากว่าเฟสโวลท์เตจ V_1 ด้วยมุม ϕ_1 และปลายของเฟเซอร์ I_1 จะอยู่ในวงกลมซึ่งได้จากการทดสอบมอเตอร์ในขณะที่ลัดวงจรที่โรเตอร์ ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์ในวงจรโรเตอร์ทำหน้าที่ คิงรีแอ็คทีฟเพาเวอร์ระหว่างการคอมมิวเตทไว้ องค์กรประกอบพินคาเม็นทอลของกระแสอินเวอร์เตอร์ I_{inv} จะลีดชัฟพลาซโวลท์เตจ V_1 ด้วยมุมไฟร์ α ถ้าถือว่ามุมโอเวอร์ลैปจากการคอมมิวเตทเป็น 0 ผลรวมระหว่างเฟเซอร์ I_1 และ I_{inv} คือ กระแสลาชนทั้งหมดซึ่งมีเฟสเท่ากับ ϕ_L

ในรูปที่ 2.4 ได้สมมติให้โหลดทอร์คคงที่ ฉะนั้นกระแสโรเตอร์ I_2 และกระแสสเตเตอร์

I_1 จะไม่เปลี่ยนไปมากนัก มุมไฟร์ของอินเวอร์เตอร์สมมติให้มีมุมเท่ากับ 165° องศา ที่ความเร็วต่ำ ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดที่สามารถควบคุมได้ ดังนั้นจะยังมีมุมเหลืออีก 15 องศา เพื่อใช้ในการคอมมิวเตทไทรสเตอร์ได้อย่างพอเพียง สำหรับการควบคุมความเร็วรอบให้ต่ำจนถึงความเร็วรอบหยุดหนึ่งนั้นทางเดินของจุดของกระแสสามารถเขียนได้ดังเคอร์ฟ (a) ที่ความเร็วรอบมอเตอร์เริ่มหมุน สลิปเพาเวอร์ซึ่งถูกป้อนกลับเข้าซัพพลายจะมีค่าเท่ากับอินพุทเพาเวอร์ทางด้านสเตเตอร์ถ้าหากไม่คำนึงถึงค่าการสูญเสียต่างๆ ในขณะนี้กระแสสายรัวม I_L จะมีเฟสช้ากว่าซัพพลายโวลท์เตจอยู่ 90 องศาที่ค่าสลิปเท่ากับ 0.5 สลิปเพาเวอร์จะเป็นครึ่งหนึ่งของเพาเวอร์ที่สเตเตอร์ และองค์ประกอบของ I_{inv} ในส่วนที่ให้กำลังงานจะเป็นครึ่งหนึ่งขององค์ประกอบในส่วนที่ให้กำลังงานของ I_L ดังนั้นจะได้ทางเดินของจุดคั่งรูปที่ 2.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่ารีแอคทีฟเพาเวอร์ที่สูญหายไปนี้จะน้อยลงในขณะที่ย่านความเร็วรอบถูกจำกัดให้แคบลง

ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบจะดีขึ้นอย่างมากและจำกัดและราคาของชุดคอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดจะต่ำลงเมื่อรอบหมุนซึ่งต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสถูกจำกัดย่านควบคุมไว้ในลักษณะนี้พิคคของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าน้อยกว่าพิคคของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุม ดี.ซี.มอเตอร์ซึ่งควบคุมการทำงานที่อาร์เมเจอร์มากในขนาดกำลังม้าเดียวกัน ในระบบขับเคลื่อนด้วยดี.ซี. นั้นชุดคอนเวอร์เตอร์จะมีพิคคที่ค่าโวลท์เตจและกระแสอาร์เมเจอร์สูงสุดตรงกับตำแหน่งการทำงานที่โหลดเต็มพิคคและที่ความเร็วรอบสูงสุด ในระบบขับเคลื่อนแบบคาสเคดซึ่งมีความเร็วรอบในย่านควบคุมจาก 70 ถึง 100 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วยุติพิคคนั้นขนาด KVA พิคคของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าเพียง 30 เปอร์เซ็นต์ของพิคคของมอเตอร์ ดังนั้นระบบซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำและสแตติกคอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดนี้จะเหมาะสำหรับงานขับเคลื่อนซึ่งต้องการความเร็วรอบในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส ตัวอย่างการใช้งานของระบบดังกล่าวนี้เช่น งานขับเคลื่อนปั๊มบีและไบพัคซึ่งเพาเวอร์เอ๊าท์พุทจะแปรผันตามกำลังสามของความเร็วรอบ ดังนั้นการทำงานในย่านความเร็วรอบซึ่งถูกจำกัดไว้ให้ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสนั้นจึงนับว่าเป็นการเพียงพอ

2.1.4 อิทธิพลของฮาร์โมนิกส์

สำหรับการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดนี้ สลิปเพาเวอร์จะถูกรีคิฟายในขั้นตอนแรก จากนั้นจึงผ่านวงจรมอเตอร์ และนำไปแปลงเป็น เอ.ซี.อีกที ในขั้นตอนของการรีคิฟายนี้จะทำให้กระแสในโรเตอร์ที่ได้ไม่เป็นชายนและกระแสดังกล่าวนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสที่ไม่เป็นชายนขึ้นในขดสเตเตอร์ด้วย กระแสฮาร์โมนิกส์เหล่านี้จะทำให้เกิดทอร์คและการสูญเสียเนื่องจากฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้นอีกส่วน ซึ่งมีผลทำให้มอเตอร์ทำงานต่ำกว่าตำแหน่งพิคคเดิมเมื่อไม่มีฮาร์โมนิกทอร์คของฮาร์โมนิกที่ไม่ซิงโครนัสนี้จะเกิดจากปฏิกิริยาโต้ตอบกันระหว่างโรเตอร์ฟลักซ์ของฮาร์โมนิกในรูปเวลาและกระแสในขดสเตเตอร์ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของฟลักซ์เดียวกันนี้ โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติแล้วเทอร์คที่ไม่จึง โครนัสนี่จะมีขนาดเพียงเล็กน้อยเท่านั้น พลักซ์ของฮาร์โมนิกในรูปประยะ
ห่างนี้จะมีน้อยมากสำหรับแมชชีนที่ได้รับการออกแบบอย่างดี

การใช้รีแอ็คเตอร์ในดี.ซี.ลิงค์เพื่อตัดกระแสให้เรียบนั้นนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการ
ทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ดี และจะต้องใช้อินคักแทนซ์ขนาดมากๆ เพื่อจำกัดการไหลของกระแส
ฮาร์โมนิกในโรเตอร์ไวน์คิง กระแสฮาร์โมนิกในสเตเตอร์และโรเตอร์จะก่อให้เกิดการสูญเสียของ
ฮาร์โมนิกในลวดตัวนำขึ้น ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพมอเตอร์ต่ำลง เพื่อที่จะจำกัดการสูญเสียของ
ฮาร์โมนิกเหล่านี้ให้มีค่าตามที่กำหนดไว้โดยอยู่ในรูปเปอร์เซ็นต์การสูญเสียแมชชีนนั้น อินคัก
แทนซ์ของฟิลเตอร์นี้ควรมีค่ามากขึ้นเมื่อกระแสฟลักของดี.ซี.ลิงค์ของระบบมีค่าน้อยลง ค่าการสูญเสีย
ในคอนเวอร์เตอร์จะต้องนำมาพิจารณาด้วยเช่นกันเมื่อต้องการคำนวณประสิทธิภาพของระบบ
รวมทั้งหมดในทางปฏิบัติการสูญเสียภายในคอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดซึ่งอินเวอร์เตอร์ใช้หลอด
เมอร์คิวรี่นี้จะค่าดังนี้

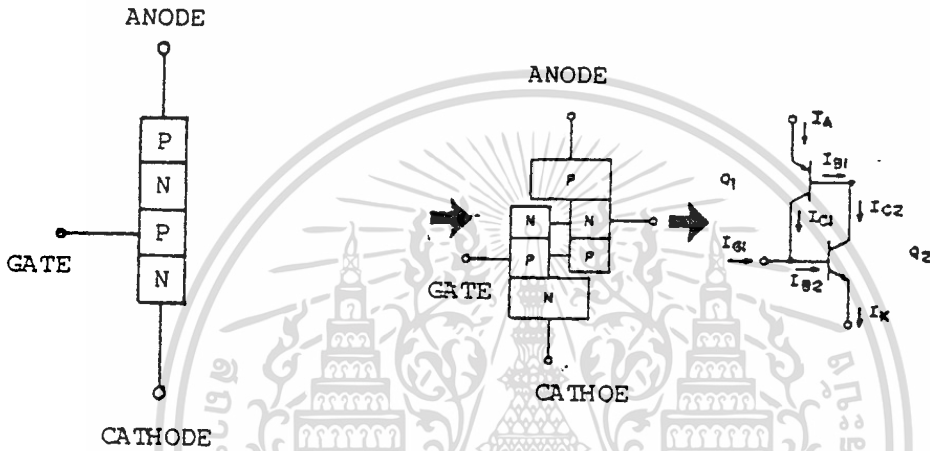
$$P_{\text{conv}} \approx (0.046 \text{ ถึง } 0.08) S_{\text{max}} P_{\text{ag}}$$

โดยที่ค่าต่ำสุดเป็นตัวเลขที่ใช้กับสเตตติคอนเวอร์เตอร์ขนาด 2MW และค่าสูงสุดใช้กับ
คอนเวอร์เตอร์ขนาด 100KW ในระบบที่ใช้สเตตติคอนเวอร์เตอร์แบบคาสเคดนี้ การสูญเสียภายใน
คอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่ากรณีของระบบขับเคลื่อนแบบเซอร์เบีสทั่วไปซึ่งใช้แมชชีนแบบหมุน
จำนวน 3 ชุดต่อกันในลักษณะคาสเคด ประสิทธิภาพที่โหลดเต็มที่ในตำแหน่งใกล้ความเร็วรอบสูง
สุดในระบบสเตตติคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อกันแบบคาสเคดนี้จะมีค่าต่ำกว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ที่
โหลดเต็มที่ขณะลัดวงจร โรเตอร์เพียงไม่กี่เปอร์เซ็นต์

การสูญเสียอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกนี้จะทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีอุณหภูมิสูงขึ้น และทำให้
ฟลักซ์ของมอเตอร์ต่ำลง รีแอ็คทีฟเพาเวอร์ซึ่งเกิดจากการคอมมิวเตตและถูกดึงผ่านมอเตอร์โดยวง
จรบริดจ์เร็คติไฟเออร์นี้จะทำให้เพาเวอร์ใช้งานของมอเตอร์มีฟลักซ์ต่ำลง และนั่นคือ มอเตอร์จะมี
ฟลักซ์ลดต่ำลงจากเดิม 10 เปอร์เซ็นต์หรือมากกว่านี้สำหรับกรณีของระบบสเตตติที่ต่อในลักษณะ
คาสเคด

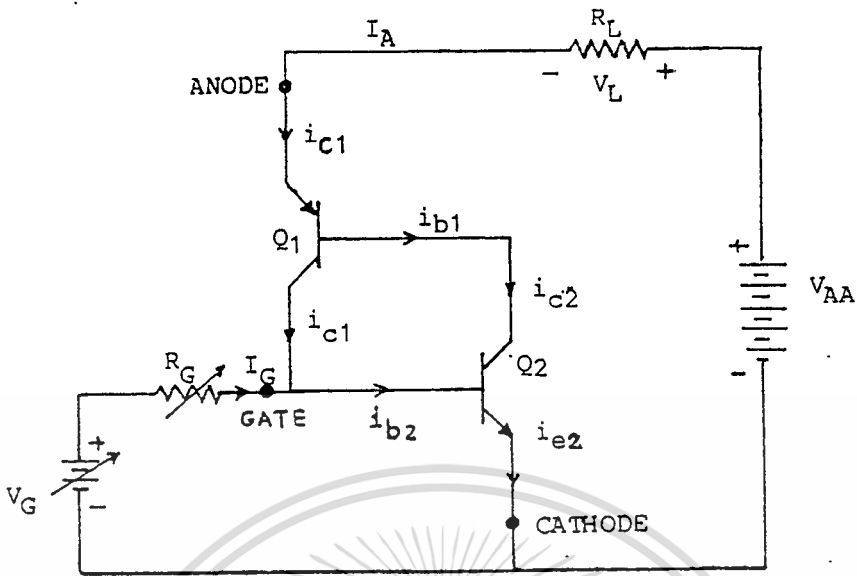
2.2 เอสซีอาร์ [2]

พิจารณาโครงสร้างของเอสซีอาร์ เป็นทรานซิสเตอร์ PNP และ NPN ต่อกันดังแสดงในรูปที่ 2.5 ขาอิมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 (PNP) จะเป็นขั้วแอโนด , ขาอิมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (PNP) จะเป็นขั้วคาโทด และขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 (PNP) จะต่อร่วมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) เป็นขั้วเกต



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของเอสซีอาร์

การทำงานของเอสซีอาร์ คือ ขณะที่ยังไม่มีกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทด แรงดันที่แอโนดเมื่อเทียบกับคาโทดจะเป็นบวกหรือลบก็ตาม เอสซีอาร์จะไม่นำกระแส และขณะที่มีกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทด แรงดันที่แอโนดเทียบกับคาโทดเป็นลบ เอสซีอาร์ก็จะไม่นำกระแส แต่ที่แรงดันที่แอโนดเทียบกับคาโทดเป็นบวก และมีกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทดตามที่ได้อวงจรถัดแสดงในรูปที่ 2.6 เอสซีอาร์จะนำกระแส การจ่ายกระแสไหลเข้าเกตสู่คาโทดเพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแสเรียกกันว่า ทำการทริกเอสซีอาร์ให้นำกระแส

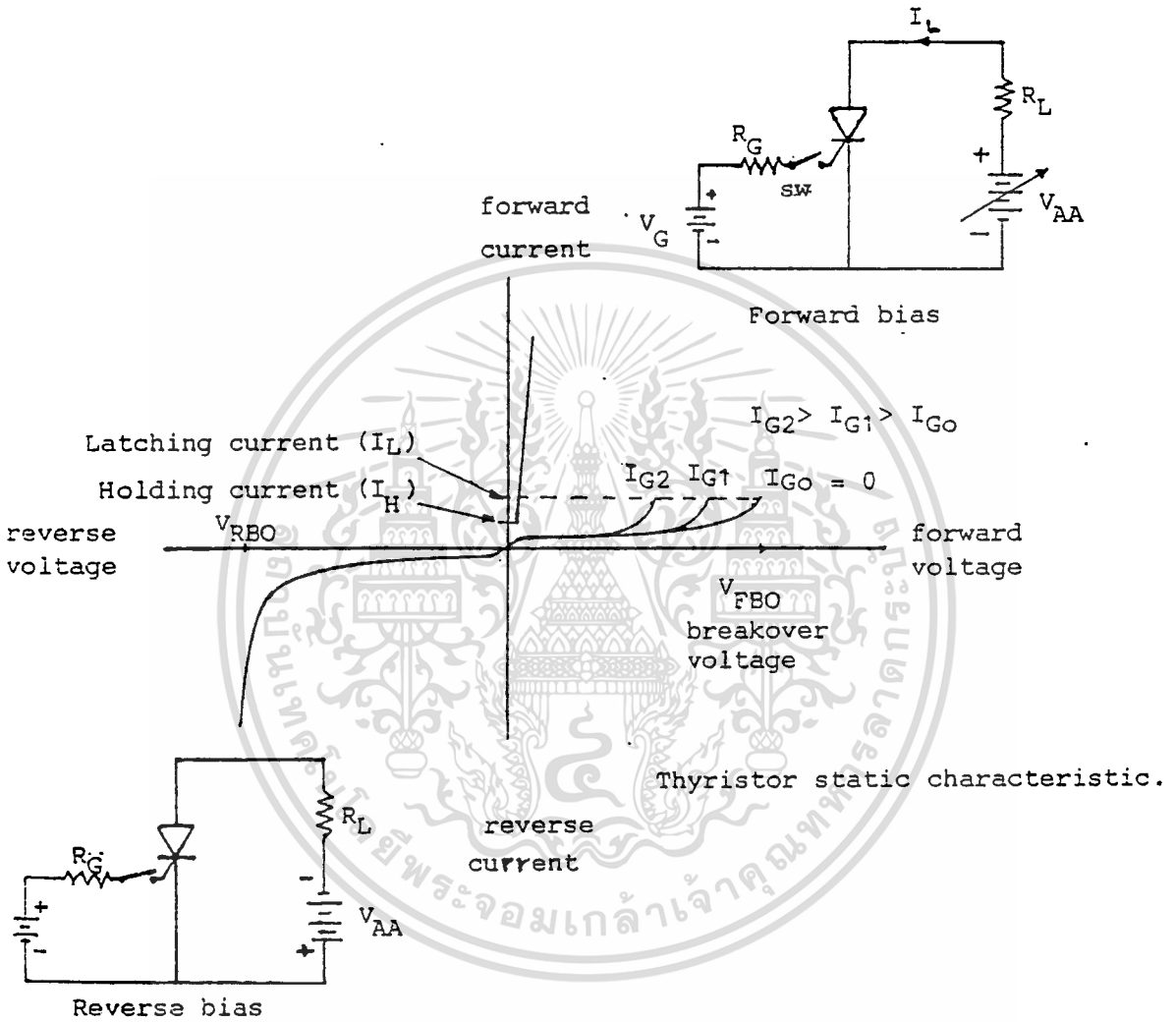


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรการนำกระแสของเฮสซีอาร์

พิจารณาวงจรที่แสดงในรูปที่ 2.6 เมื่อมีกระแส I_G ไหลเข้าเบสสู่อิมิตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) หรือมีกระแสไหลเข้าเกตสู่อิมิตอร์ของหลอดแคโทด (i_{c2}) ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) เท่ากับ β_2 เท่าของ I_G (ถ้า $\beta_2 = i_{c2} / i_{b2}$) กระแส i_{c2} จะเท่ากับ i_{b1} ซึ่งจะให้มีกระแสไหลจากขั้วบวกของ V_{AA} ผ่าน R_L เข้าสู่อิมิตอร์สูเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และผ่านแคโทดสู่อิมิตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (NPN) ครบวงจรที่ขั้วลบของ V_A และกระแสเบส (i_{b1}) จะให้มีกระแส i_{c1} ไหลจากอิมิตอร์เข้าสู่แคโทดของทรานซิสเตอร์ Q_1 เท่ากับ β_1 เท่าของ i_{b1} กระแส i_{c2} จะเท่ากับ i_{c1} รวมกับ I_G จนในที่สุดทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำกระแส หรือ เรียกกันว่า เฮสซีอาร์นำกระแส คือ ความต้านทานระหว่างขั้วแอโนดและคาโทดของเฮสซีอาร์มีค่าต่ำมาก แรงดันไฟฟ้าทั้งหมดจะตกคร่อมโหลด R_L โดยมีแรงดันตกคร่อมเฮสซีอาร์น้อยมาก จะเห็นว่าใช้กระแสจ่ายเกตเพียงเล็กน้อย ก็สามารถจะทำให้เฮสซีอาร์นำกระแสได้และเมื่อจ่ายกระแสเข้าเกตเพียงชั่วครู่แล้วหยุดจ่ายกระแสเข้าเกต กระแส i_{c2} จะเท่ากับ i_{c1} เฮสซีอาร์ก็จะยังนำกระแสอยู่ กล่าวสรุปได้ว่า เมื่อทำการทริกให้เฮสซีอาร์นำกระแสแล้ว เฮสซีอาร์จะยังคงนำกระแสต่อไปแม้จะนำกระแสทริกออกแล้ว

2.2.1 คุณสมบัติของเอสซีอาร์

ในรูปที่ 2.7 แสดงคุณสมบัติของเอสซีอาร์ในสถานะ steady-state ระหว่างแรงดันคร่อมตัวเอสซีอาร์และกระแสที่ผ่าน



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติของเอสซีอาร์ในสถานะ steady-state

เมื่อจ่ายแรงดัน V_{AA} ในลักษณะฟอร์เวิร์ดไบอัส (forward bias) คือแอโนดได้รับแรงดันบวกเมื่อเทียบกับคาโทดและไม่มีกระแสเกต (I_G) ถ้ามีแรงดันน้อย ๆ จะมีเพียงกระแสรั่วไหล (leakage current) เพียงเล็กน้อยไหลผ่าน เมื่อเพิ่มแรงดัน V_{AA} มากขึ้นจนถึงแรงดันพังทลายทางด้านฟอร์เวิร์ด (forward voltage- V_{BO}) และมีกระแสไหลเกินกระแสค้าง (Latching current- I_L) เอสซีอาร์จะอยู่ในสถานะนำกระแส (conduction) คือแรงดันที่คร่อมแคโทด และคาโทดของเอสซีอาร์จะตกลงสู่แรงดัน Forward voltage drop- V_F) มีค่าประมาณ 0.7-4 โวลต์ กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์จะขึ้นกับแรงดัน V_{AA} และค่าประจุที่เก็บไว้ที่แคโทด

นอกจากนี้ยังมีกระแสรั่วไหลที่แคโทด-แอโนด (reverse leakage current) ซึ่งขึ้นกับแรงดัน V_{AA} และค่าประจุที่เก็บไว้ที่แอโนด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซีอาร์จะเท่ากับ $(V_{AA} - V_R)/R_L$ ถ้ากระแสที่ไหลผ่านเกินพิกัด (rated) ของเอสซีอาร์ก็จะทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้

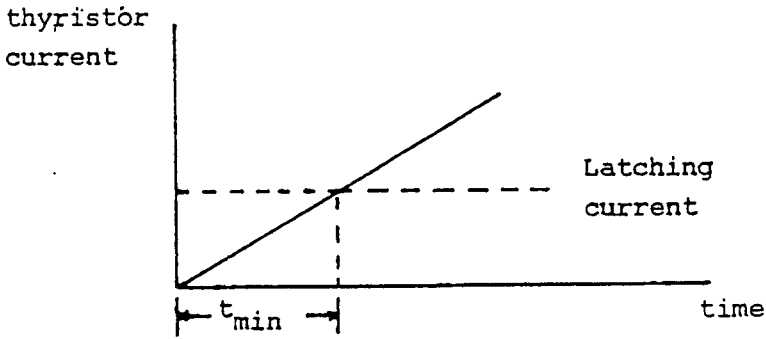
โดยทั่วไปการนำเอสซีอาร์ไปใช้งาน แรงดัน V_{AA} ที่จ่ายให้กับวงจรจะต่ำกว่าแรงดันพังทลายทางด้านฟอร์เวิร์ด และจะควบคุมการนำกระแสของเอสซีอาร์ โดยใช้สัญญาณทรigger ที่มีแรงดันที่เกท (V_G) เป็นบวกเมื่อเทียบกับคาโทด ซึ่งมีขนาดแรงดันระดับ 1-5 โวลต์ และกระแสเกทระดับ 1-500 มิลลิแอมป์ ด้วยระยะเวลาเป็นไมโครวินาที ถ้ากระแสที่ไหลผ่านมากกว่ากระแสค้าง (Latching current) ก็จะทำให้เอสซีอาร์อยู่ในสถานะนำกระแส แต่เมื่อเอสซีอาร์นำกระแสอยู่แล้วจะให้หยุดนำกระแส จะต้องทำให้กระแสไหลผ่านตัวเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึด (Holding current, I_H) คุณสมบัติโดยทั่วไปกระแสค้างมีค่าประมาณ 2 เท่าของกระแสยึด

เมื่อจ่ายแรงดัน V_{AA} ในลักษณะรีเวิร์ดไบอัส (reverse bias) คือ แอนโอดได้รับแรงดันลบเมื่อเทียบกับคาโทด เอสซีอาร์จะไม่นำกระแสถึงแม้จะมีสัญญาณทรigger ที่เกทของเอสซีอาร์เมื่อจ่ายแรงดันพังทลายทางด้านรีเวิร์ด (Reverse breakover voltage - V_{RBO}) จะทำให้สารกึ่งตัวนำ (PNPN) เสียหายได้

2.2.2 ระยะเวลาของสัญญาณทรigger

ในการทำให้เอสซีอาร์นำกระแสโดยสัญญาณทรigger นั้น สัญญาณทรigger จะต้องมีระยะเวลานานจนกระทั่งกระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง (Latching current) ดังรูปที่ 2.8. ถ้าสัญญาณทรigger สิ้นสุดก่อนที่กระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้าง จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณทรigger สิ้นสุดลง ฉะนั้นสัญญาณทรigger จะต้องมีระยะเวลานานจนกระทั่งกระแสผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสค้างจึงจะทำให้เอสซีอาร์นำกระแสต่อไปโดยสามารถนำสัญญาณทรigger ออก เอสซีอาร์ก็จะยังคงนำกระแสต่อไปในรูปที่ 2.8 แสดงเวลาน้อยที่สุด t (min) ที่จะต้องรักษาสัญญาณทรigger ไว้

ในกรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟ กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์สู่อินดักทีฟโหลดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ฉะนั้นระยะเวลาของสัญญาณทรigger จะต้องมีนานจนกระทั่งกระแสไหลมากกว่ากระแสค้าง เอสซีอาร์จึงจะนำกระแสต่อไปได้



Trigger pulse width must exceed t_{min}

รูปที่ 2.8 แสดงเวลาน้อยที่สุด ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกเกอร์

2.2.3 วิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส

ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้หยุดนำกระแสโดยการหยุดจ่ายกระแสเข้าเบส แต่สำหรับเอสซีอาร์จะไม่หยุดนำกระแสโดยหยุดจ่ายกระแสเข้าเกตเอสซีอาร์ เอสซีอาร์จะหยุดนำกระแสเมื่อลดกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ลงต่ำกว่ากระแสยึด (Holding current) เป็นเวลานานกว่า turn-time (t_q) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของเอสซีอาร์

วิธีการทำให้กระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ลงต่ำกว่ากระแสยึด สามารถทำได้โดยการลดแรงดันตกคร่อมเอสซีอาร์ ลงสู่ศูนย์ หรือจ่ายแรงดันรีเวอร์คไบอัสให้เอสซีอาร์ วิธีการพื้นฐานของการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสสามารถจัดแบ่งได้ 3 วิธีการคือ

1. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยแหล่งจ่ายไฟเป็นกระแสสลับ ซึ่งเรียกกันว่า Line commutation หรือ Natural commutation คือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงสู่ศูนย์ และมีแรงดันไฟฟ้ากลับทิศทาง ซึ่งจะเป็นการจ่ายรีเวอร์คไบอัสแก่เอสซีอาร์ในทุก ๆ ไชเคิล และกระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์จะตกลงสู่ศูนย์ ซึ่งถ้าเป็นเวลานานกว่า turn-off-time (t_q หรือ t_{off}) ก่อนที่จะจ่ายแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์คอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเป็นวิธีการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (converters) และการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยการควบคุมเฟส

2. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยการจัดโหลดให้เหมาะสม (Load commutation) ใช้ในวงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยวิธีการชอปเปอร์(Choppers) และวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (Inverters) คือ เมื่อเอสซีอาร์นำกระแสจะเป็นการสวิตช์ไฟเข้าโหลด ซึ่งประกอบด้วยความต้านทาน, อินดักเตอร์, คาปาซิเตอร์ มีค่าเหมาะสม โดยอยู่ในสถานะ



under-damped กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ต่ำกว่ากระแสยึดเป็นเวลานานกว่า turn-off-time จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสได้

3. การทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสโดยวิธีการบังคับ (Forced commutation) เป็นการทำให้กระแสไหลลดลงสู่ศูนย์ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้กระแสเนื่องจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์ หรือ จ่ายรีเวอร์คไบอัสซึ่งประจุในคาปาซิเตอร์ให้แก่เอสซีอาร์

2.2.4 Turn-off time ของเอสซีอาร์

Turn-off time (t_q หรือ t_{off}) ของเอสซีอาร์ เป็นระยะเวลาตั้งแต่การทำให้กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์ไหลย้อนกลับ แล้วกลับสู่ศูนย์ (ช่วงเวลาเอสซีอาร์กลับคืนสภาวะใหม่ที่เรียกว่า reverse time - t_r จนถึงเวลาที่สามารถจ่ายแรงดันฟอร์เวดไบอัสอีกครั้ง โดยไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแสได้

2.2.5 ขีดจำกัด เอสซีอาร์

dv/dt = อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คร่อมแอนโอดและคาโทด สูงสุด ที่จะไม่ทำให้เอสซีอาร์นำกระแสโดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์เอสซีอาร์ซึ่งประกอบด้วยสาร PNPN มีคุณสมบัติของคาปาซิเตอร์ระหว่างแอนโอดและคาโทด กระแสที่ไหลผ่านเอสซีอาร์เท่ากับ Cdv/dt ดังนั้นเมื่อแรงดันระหว่างแอนโอดและคาโทดเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราที่สูงจะทำให้มีกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์มากกว่ากระแสยึดเอสซีอาร์ก็จะนำกระแสได้ ดังนั้นเมื่อเกิด transient ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมแอนโอดและคาโทดสูง จะทำให้เอสซีอาร์นำกระแสได้โดยไม่มีสัญญาณทริกเกอร์

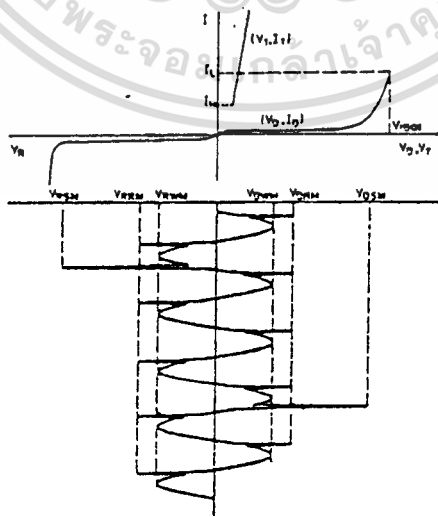


Diagram with symbols for thyristor voltage and current.

di/dt = อัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสผ่านเอสซีอาร์ที่เกิดขึ้นซ้ำๆกัน หลังจากทำการทริกเกตให้เอสซีอาร์นำกระแส ซึ่งเป็นขีดจำกัดของเอสซีอาร์อันหนึ่ง กล่าวคือ เอสซีอาร์สามารถนำกระแสได้สูงสุดตามกำหนดในคู่มือ เมื่อกระแสไหลผ่านพื้นที่ทั้งหมดของสารกึ่งตัวนำ PNPN ที่ประกบกันอยู่ แต่ทว่าเอส ซีอาร์ถูกทริกให้เริ่มนำกระแสสารกึ่งตัวนำที่อยู่ใกล้ ๆ เกทของเอสซีอาร์จะนำกระแส ซึ่งมีพื้นที่เล็ก ๆ ก่อนแล้วค่อยๆ กระจายไปพื้นที่ทั้งหมดของสารกึ่งตัวนำ เพราะฉะนั้นถ้าอัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสต่อเวลา (di/dt) สูงกว่าที่กำหนดอาจจะเป็นสาเหตุทำให้เกิดความร้อนเฉพาะจุด (hot spots) ที่ junction และทำให้เอสซีอาร์เสียหายได้ ในการลดอัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสต่อเวลาจะทำโดยการต่ออินดักแตนซ์อนุกรมกับเอสซีอาร์

I_L = กระแสค้าง (Latching current) เป็นค่าของกระแสต่ำสุดที่ต้องรักษาเพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแสหลังจากพัลส์ที่ทริกเอสซีอาร์ถูกนำออกไปจากเกทของเอสซีอาร์

I_H = กระแสยึด (Holding current) เป็นค่ากระแสมากที่สุดที่จะต้องลดลงให้ต่ำกว่า เพื่อให้เอสซีอาร์เปลี่ยนจากสถานะนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส กระแสยึดเกิดขึ้นเมื่อกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ในสถานะนำกระแสลดลงจนกระทั่งเอสซีอาร์หยุดนำกระแส แต่กระแสค้างเกิดขึ้นเมื่อเอสซีอาร์อยู่ในสถานะไม่นำกระแสไปสู่สถานะเริ่มต้นนำกระแส

2.2.6 ขีดจำกัดของเกท

I_{GT} = กระแสเกทที่จะทริกให้เอสซีอาร์นำกระแส เมื่อมีแรงดันคร่อมเอสซีอาร์ และมีอุณหภูมิที่ junction ตามที่กำหนด

V_{GT} = แรงดันที่จ่ายให้เกทกับคาโทดของเอสซีอาร์ เพื่อให้เอสซีอาร์นำกระแส เมื่อมีแรงดันคร่อมเอสซีอาร์ และอุณหภูมิ junction ตามที่กำหนด

I_{FGM} หรือ I_{GTM} = กระแสเกทสูงสุดทางด้านฟอร์เวิร์ด (Peak forward gate current)

I_{GRM} = กระแสเกทสูงสุดทางด้านรีเวอร์ (Peak reverse gate current)

P_{GM} = กำลังสูงสุดที่เกททนได้ (Peak gate power)

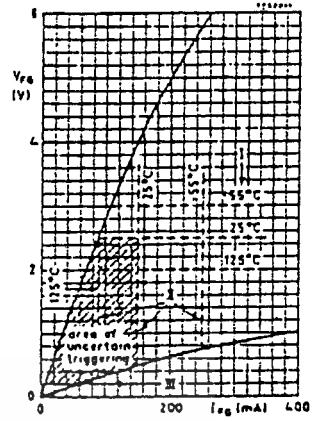
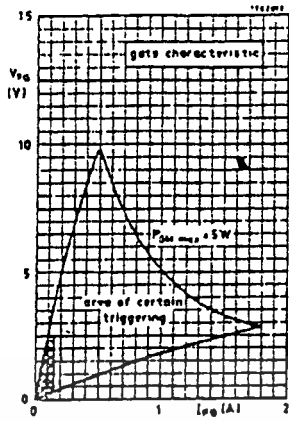
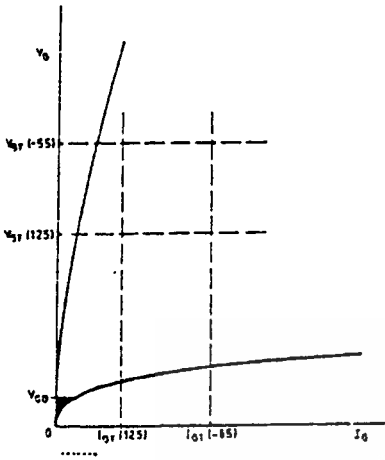
$P_{G(av)}$ = กำลังเฉลี่ยที่เกททนได้ (Average gate power)

t_q = turn - off time

t_{on} = turn - on time

คุณสมบัติของเกทของเอสซีอาร์เบอร์ BTW - 24 ของ philips สามารถแสดงให้เห็นดังในรูปที่ 2.10(a) ได้แสดงแรงดันและกระแสที่จ่ายให้เกทที่เหมาะสม ซึ่งเป็นคุณสมบัติของเอสซีอาร์แต่ละตัวในรูปที่ 2.10(b) เป็นค่าแรงดันและกระแสที่จ่ายให้เกทที่แตกต่างกัน ในเมื่ออุณหภูมิ junction เปลี่ยนแปลง พื้นที่ที่แฉงจะเป็นสถานะที่ไม่แน่นอนว่าจะทริกเอสซีอาร์ให้นำกระแสได้หรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Gate characteristic of BTW24 series. I = values of V_{ce} for various junction temperatures, II = values of I_g for various junction temperatures, III = value of V_{ce} .

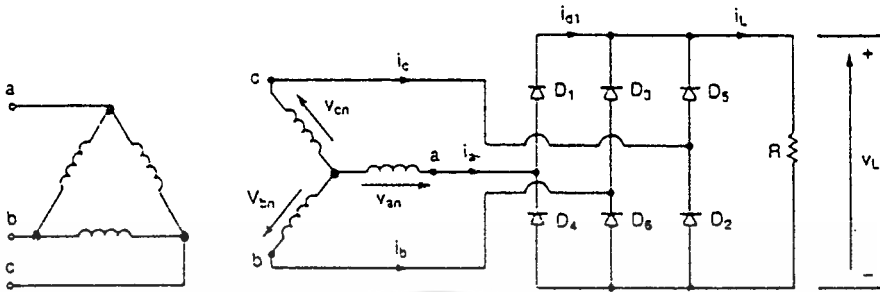
Boundaries of area of uncertain triggering depend on junction temperature. Non-triggering area shown in black.



รูปที่ 2.10 คุณสมบัติของเกทของเอสซอร์

2.3 การเรียงกระแสด้วยไดโอดและการแปลงผัน AC เป็น DC [3]

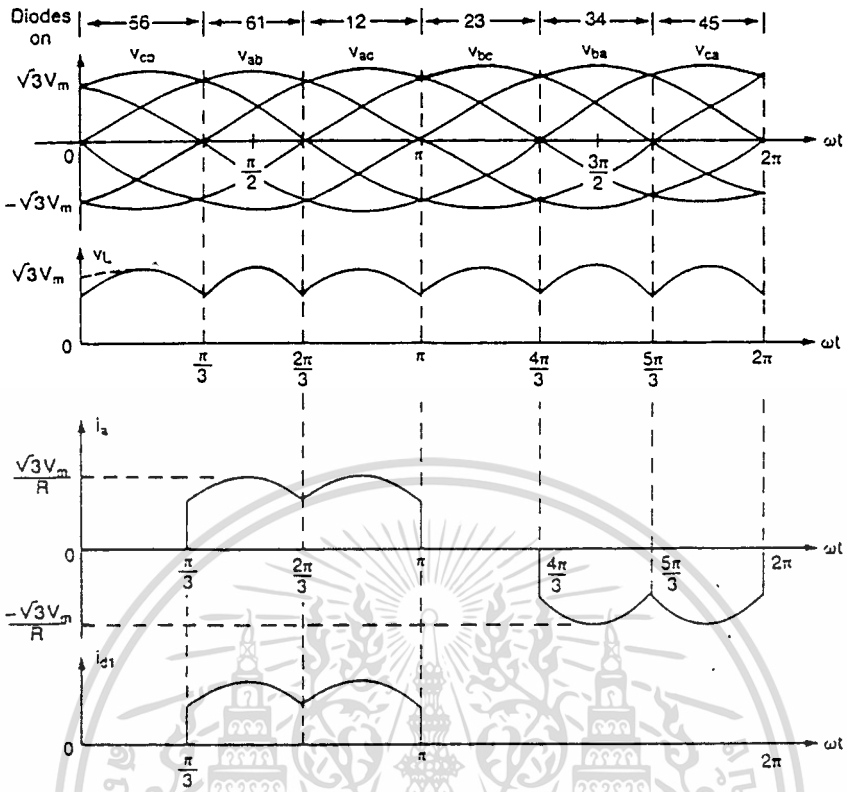
2.3.1 การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส (Three Phase Bridge Rectifiers)



รูปที่ 2.11 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส

จากรูปที่ 2.11 ไดโอดจะร่วมกันนำกระแสเป็นคู่ คือไดโอดหมายเลข 12, 23, 34, 45, 56 และ 61 ไดโอดคู่ที่ต่อระหว่างสายที่มีขนาดของแรงดันชั่วขณะที่สูงที่สุดจะนำกระแส เช่น ระหว่างช่วงเวลา 0 ถึง $\pi/2$ ค่าชั่วขณะของแรงดันที่สาย V_{ab} มีค่าสูงสุด (ดูรูปที่ 12. ประกอบ) ไดโอด D_5 กับ D_6 หรือไดโอดคู่ที่มีหมายเลข 56 จะนำกระแส เป็นต้น

เราทราบว่า $V_{line} = \sqrt{3} V_{phase}$ (เนื่องจากแหล่งจ่าย 3 เฟสต่อขดลวดทุกขดขั้วแบบ Y) ส่วนรูปคลื่นและเวลาในการนำกระแสของไดโอดเป็นดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 รูปสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส

จากรูปที่ 2.12 สังเกตว่า รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตประกอบด้วย 6 พัลส์ คำนึงถึงหาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.6542 V_m \quad (2.7)
 \end{aligned}$$

เมื่อ V_m เป็นค่าพีคของแรงดันที่เฟส

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_m = 1.6554 V_m \quad (2.8)$$

ถ้าโหลดเป็นความต้านทานค่าพีคของกระแสที่ไดโอดจะเป็น $I_m = 1.732 V_m / R$
และค่า rms ของกระแสที่ไดโอดจะเป็น

$$\begin{aligned} I_d &= \left[\frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= I_m \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \\ &= 0.5518 I_m \end{aligned} \quad (2.9)$$

กระแสเฉลี่ยที่ไดโอดแต่ละตัว มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m \cos \omega t d(\omega t) \\ &= I_m \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \\ &= 0.3184 I_m \end{aligned} \quad (2.10)$$

ค่า rms ของกระแสที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง จะเป็น

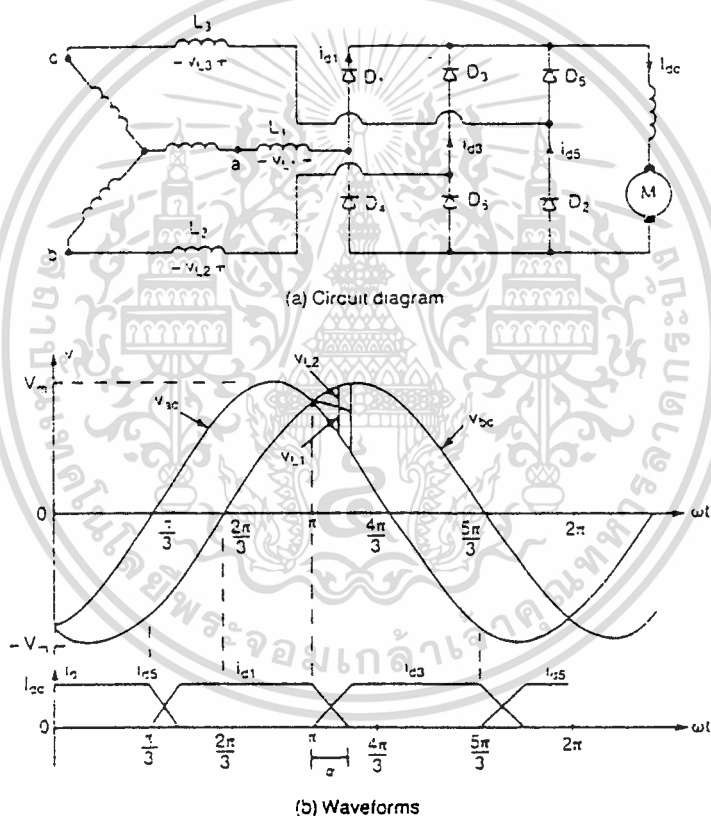
$$\begin{aligned} I_s &= \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \\ &= 0.7804 I_m \end{aligned} \quad (2.11)$$

2.3.2 ผลกระทบของอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่าย (Effects of Source Inductance)

การอธิบายวงจรเรียงกระแสที่ผ่านมารวมกันว่า แหล่งจ่ายไม่มีอินดักแตนซ์และความต้านทาน แต่ในทางปฏิบัติหม้อแปลงและแหล่งจ่ายอื่น ๆ จะมีอินดักแตนซ์และความต้านทานเสมอ อินดักแตนซ์และความต้านทานนี้ส่งผลกระทบต่อรูปคลื่นแรงดันอินพุต เป็นผลให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงและสมรรถนะของวงจรเรียงกระแสเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อย

เนื่องจากอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่ายส่งผลกระทบต่อรูปคลื่นมากกว่าความต้านทานของแหล่งจ่าย ดังนั้น โดยทั่วไปจึงพิจารณาเพียงผลกระทบจากอินดักแตนซ์เท่านั้น

กำหนดให้ L_1 , L_2 และ L_3 เป็นอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่ายที่เฟส a, b และ c ตามลำดับ



รูปที่ 2.13 วงจรและรูปคลื่นแสดงผลกระทบของอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่าย

จากหลักการเบื้องต้นเรารายว่า ไดโอดที่มีแรงดันด้านบวกสูงสุดจะนำกระแส ถ้าพิจารณา รูปที่ 2.13b จะพบว่าที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi$ มีค่าแรงดัน v_{ac} และ v_{bc} เท่ากัน เป็นนัยให้ทราบว่า ผลกระทบของอินดักแตนซ์คือทำให้กระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 (i_{d1}) ไม่ลดลงเป็นศูนย์ จึงไม่สามารถถ่ายโอน (Transfer) กระแสในทันทีได้ นั่นคือ ขณะกระแส i_{d1} ลดลง ทำให้แรงดันเหนี่ยวนำที่ตกคร่อม L_1 เป็น $+V_{L1}$ และแรงดันเอาต์พุตกลายเป็น

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะเดียวกันกระแสที่ไหลผ่าน D_3 คือ i_d จะเพิ่มขึ้นจากศูนย์ เหนียวนำแรงดันให้มีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อม L_2 เป็น $-V_{L2}$ และแรงดันเอาต์พุตกลายเป็น $V_L = V_{bc} - V_{L2}$ ผลก็คือแรงดันแอนโตนของไดโอด D_1 และ D_3 มีค่าเท่ากัน เป็นผลให้ไดโอดทั้งสองนำกระแสในช่วงเวลาหนึ่ง ช่วงเวลานี้ทำให้เกิดมุมของการหยุดกระแส หรือมุมเหลื่อมซ้อน [Commutation (or Overlap) Angle ; α]

ถ้าอินดักแตนซ์ที่ทำให้เกิดมุม α เราเรียกว่าอินดักแตนซ์ของการหยุดกระแส (Commutation Inductance ; L_c)

ผลกระทบของการเหลื่อมซ้อนกัน ในการนำกระแสของไดโอด คือ ทำให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตลดต่ำลง

จากรูปที่ 2.13 หากค่าแรงดันตกคร่อม L_2 ได้ดังนี้คือ

$$V_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} \quad (2.12)$$

สมมติกระแสที่เพิ่มจาก 0 เป็น i มีลักษณะเป็นเชิงเส้น (หรือ di/dt คงที่) จะเขียนสมการได้ใหม่คือ

$$V_{L2}\Delta t = L_2\Delta i \quad (2.13)$$

เมื่อนำสมการ มาพิจารณาแรงดันตกคร่อมอินดักแตนซ์ L_1 และ L_3 ซึ่งทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยที่ลดลงเนื่องจากอินดักแตนซ์ของการหยุดกระแส (V_x) ได้ดังนี้คือ

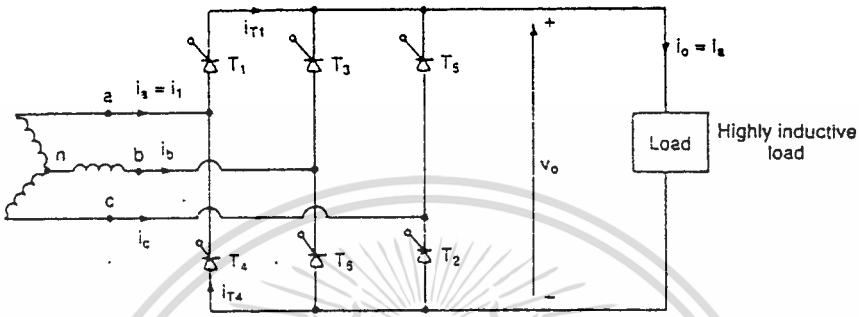
$$\begin{aligned} V_x &= \frac{1}{T} 2(V_{L1} + V_{L2} + V_{L3})\Delta t \\ &= 2f (L_1 + L_2 + L_3) \Delta i \\ &= 2f (L_1 + L_2 + L_3) I_{dc} \end{aligned} \quad (2.14)$$

ถ้าอินดักแตนซ์ทุกเฟสมีค่าเท่ากัน และ $L_c = L_1 = L_2 = L_3$ สมการ 2.14 จะเปลี่ยนเป็น

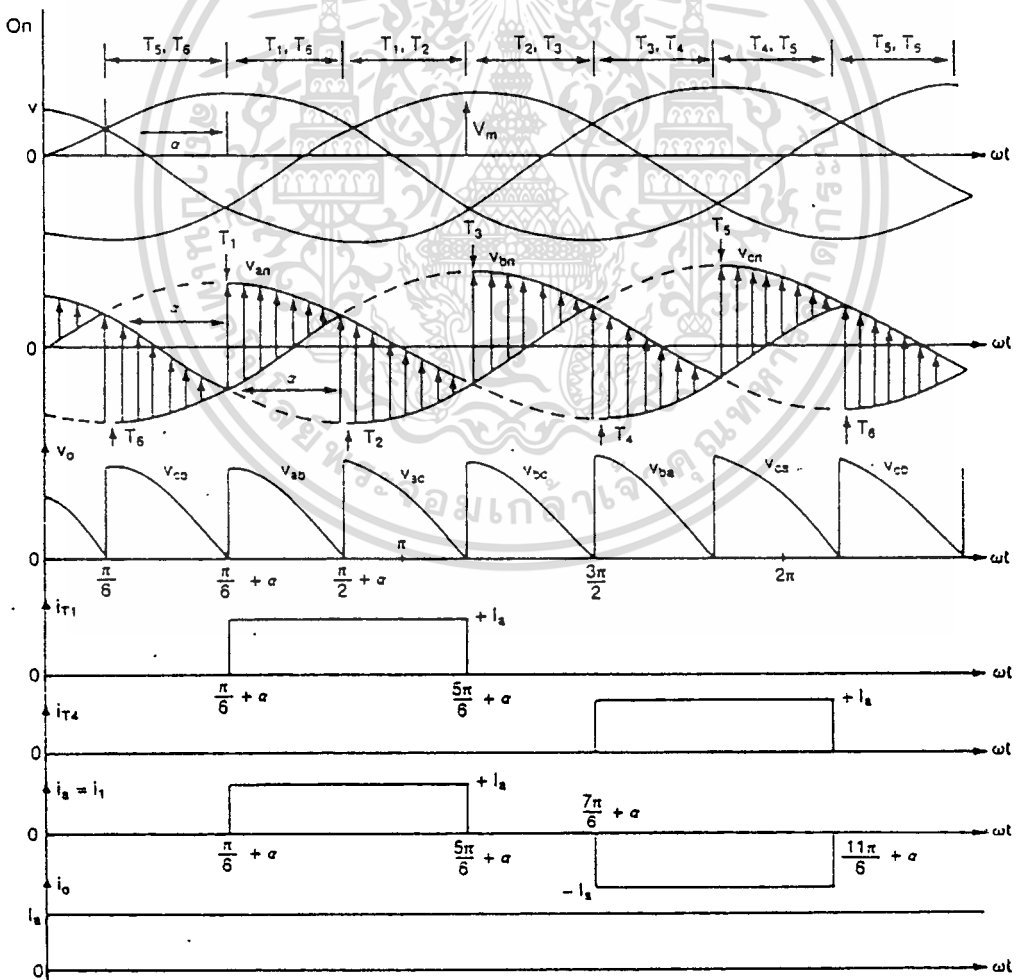
เอกสารนี้เป็น $V_x = 6fL_c I_{dc}$ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (2.15)
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส (Three Phase Full Converters)

วงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส ใช้มากในอุตสาหกรรมที่มีระดับกำลังไฟฟ้าสูงถึง 120 kW และทำงานได้ 2 ควอแดรนต์



(a) Circuit



(b) Waveforms

รูปที่ 2.14 วงจรและรูปคลื่นการแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

รูปที่ 2.14a แสดงวงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่นต่อกับโหลดอินดักทีฟค่าสูงจนทำให้กระแสที่โหลดมีความ ต่อเนื่อง เอสซีอาร์เหล่านี้นำกระแสในช่วง $\pi/3$ และทำงานเป็นคู่คือ 12, 23, 34, 45, 56 และ 61 ส่วน รูปที่ 2.14b. แสดงรูปคลื่นของแรงดันอินพุต, แรงดันเอาต์พุต, กระแสอินพุต และกระแสที่เอสซีอาร์ อธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ

ที่ $\omega t = \pi/6 + \alpha$ เอสซีอาร์ T₆ นำกระแส และ เอสซีอาร์ T₁ นำกระแส ระหว่างช่วง $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$ ขณะที่ T₁ และ T₆ นำกระแส แรงดันที่สาย V_{ab} (= V_{an} - V_{bn}) ตกรวมโหลด และที่ $\omega t = \pi/2 + \alpha$ เอสซีอาร์ T₂ นำกระแส แต่ T₆ ได้รับ ไบอัสกลับ จึงปิด

ระหว่างช่วง $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$ เอสซีอาร์ T₁ และ T₂ นำกระแส และ V_{ac} ตกรวมโหลด (การนำกระแสของเอสซีอาร์คู่อื่น มีหลักการคล้ายกัน)

ถ้ากำหนดแรงดันที่เฟส มีค่าเป็น

$$V_{an} = V_m \sin \omega t$$

$$V_{bn} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_{cn} = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

แรงดันที่สายที่สอดคล้องกัน จะมีค่าเป็น

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

หาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{ab} d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3} V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos\alpha \quad (2.16)
 \end{aligned}$$

หาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \left[\frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_m^2 \sin^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \sqrt{6} V_m \left(\frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \quad (2.17)
 \end{aligned}$$

ค่า rms ของกระแสองค์ประกอบพื้นฐาน มีค่าเป็น

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a \\
 &= 0.7797 I_a \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

ค่า rms ของกระแสฮาร์มอนิก

$$\begin{aligned}
 I_s &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= I_a \sqrt{\frac{2}{3}} = 0.8165 I_a \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.3108 = 31.08\% \quad (2.20)$$

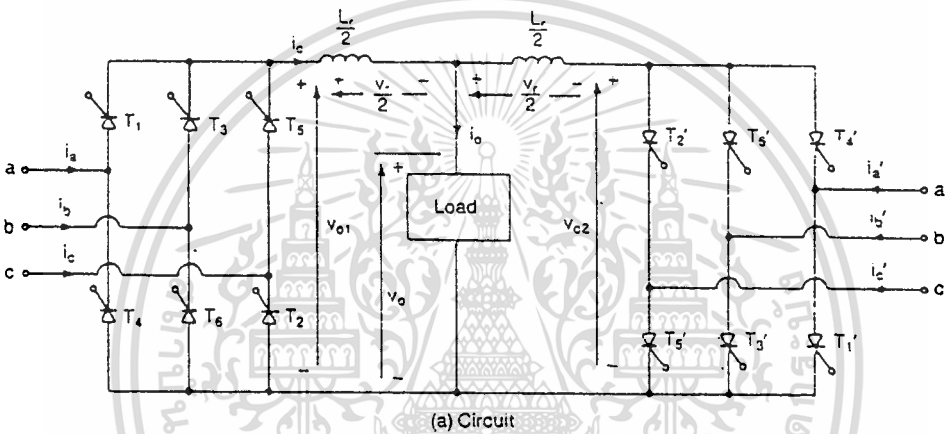
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

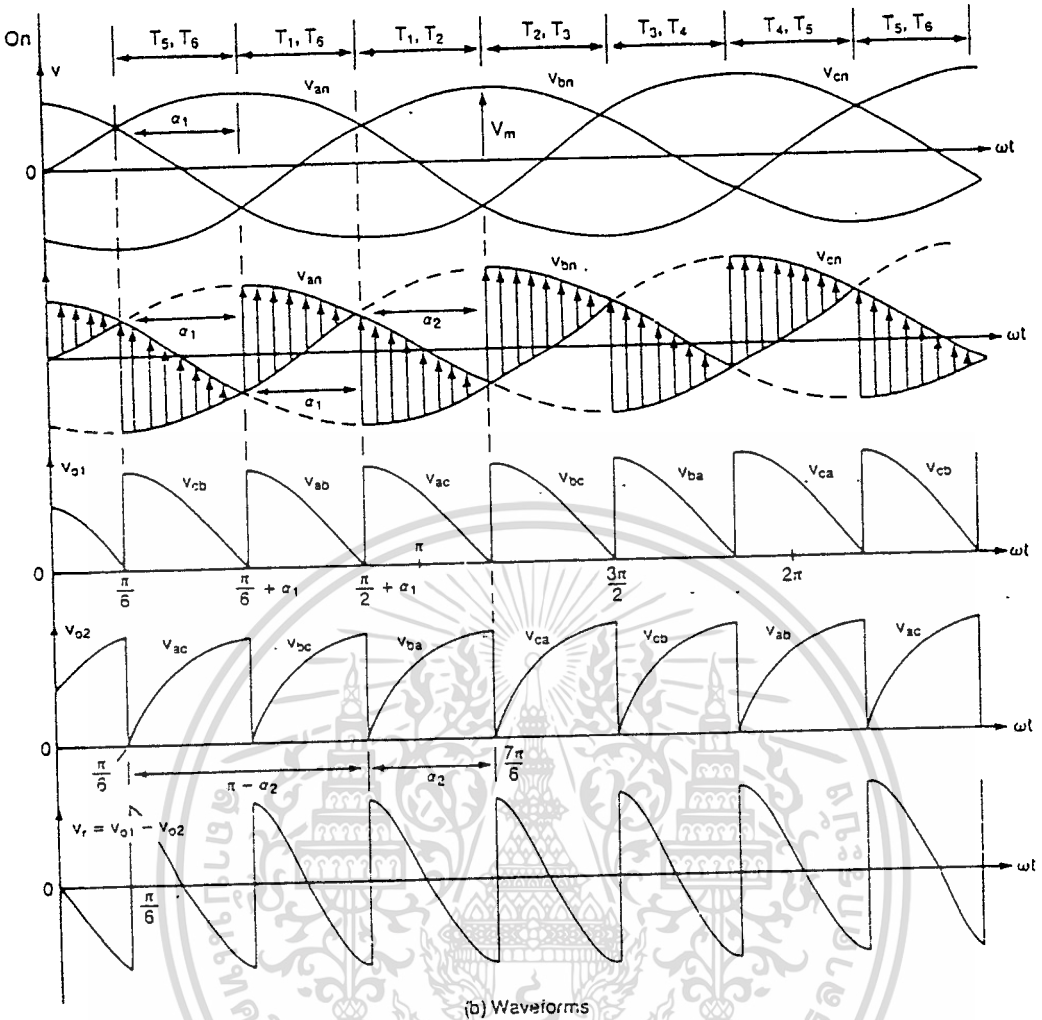
$$DF = \cos \phi_1 = \cos(-\alpha) \quad (2.21)$$

$$PF = \frac{I_1}{I_s} \cos -\alpha = \frac{3}{\pi} \cos \alpha = 0.9549 DF \quad (2.22)$$

2.3.4 การแปลงผันแบบคู่ 3 เฟส (Three Phase Dual Converters)

วงจรแปลงผันแบบคู่ 3 เฟส ใช้มากกับการขับเคลื่อนความเร็วที่เปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งมีระดับกำลังไฟฟ้าสูงถึง 2000 kW และมีการทำงาน 4 ควอดแรนต์





รูปที่ 2.15 วงจรและรูปคลื่นการแปลงผันแบบคู่ 3 เฟส

รูปที่ 2.15a. แสดงให้เห็นวงจรแปลงผันแบบคู่ 3 เฟส ซึ่งประกอบด้วยวงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส 2 วงจรต่อแบบหันส่วนหลังของวงจรเข้าด้วยกัน

เราทราบว่าความแตกต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันทั้งสองทำให้เกิดกระแสหมุนวนไหลภายในวงจรแปลงผันทั้งสอง กระแสหมุนวนนี้ขึ้นอยู่กับรีแอกเตอร์หมุนวน (L_r)

นอกจากนั้น เราสามารถควบคุมวงจรทั้งสองด้วยการควบคุมมุมทริกเกอร์ นั่นคือ ควบคุมมุม α_1 ซึ่งเป็นมุมทริกเกอร์ของวงจรแปลงผัน 1 และมุมทริกเกอร์ของวงจรแปลงผัน 2 มีค่าเป็น $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$

รูปที่ 2.15b. แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุต, แรงดันเอาต์พุต และแรงดันตกคร่อม L_r สังเกตว่าการทำงานของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรจะคล้ายกับการทำงานของวงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่น

3 เฟส เช่น ระหว่างช่วง $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$ แรงดัน V_{ab} จะตกคร่อมเอาต์พุตของ
วงจรแปลงผัน 1 และ V_{bc} ตกคร่อมเอาต์พุตวงจรแปลงผัน 2 เป็นต้น

ถ้ากำหนดแรงดันที่เฟส เป็นดังนี้

$$V_{an} = V_m \sin \omega t$$

$$V_{bn} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_{cn} = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

แรงดันที่สายที่สอดคล้องกันคือ

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3} V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3} V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3} V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

ถ้า V_{o1} และ V_{o2} แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน 1 และ 2 ตามลำดับ ระหว่างช่วง
 $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$ แรงดันเอาต์พุตชั่วขณะที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าเป็น

$$V_r = V_{o1} - V_{o2} = V_{ab} - V_{bc}$$

$$= \sqrt{3} V_m \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

$$= 3 V_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

(2.23)

กระแสหมวนสามารถหาได้จาก

$$i_r(t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\pi} V_r d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\pi} 3Vm \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$

$$= \frac{3Vm}{\omega L_r} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\alpha_1 \right] \quad (2.24)$$

สมการ (2.24) ทำให้ทราบว่ากระแสหมวนขึ้นอยู่กับมุมทริกเกอร์และอินดักแตนซ์ L_r โดยมีค่าสูงสุดเมื่อ $\omega t = 2\pi/3$ และ α_1

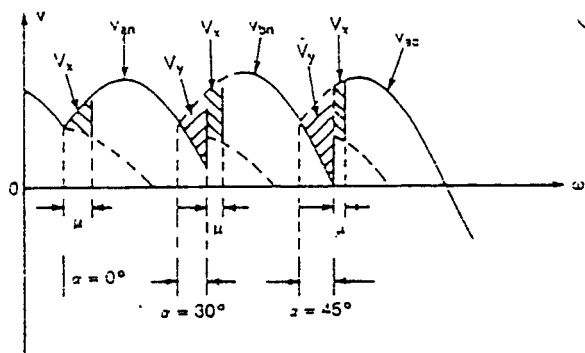
กระแสหมวนนี้ทำให้วงจรแปลงผันทำงานอย่างต่อเนื่องหรืออีกนัยหนึ่งทำให้การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่โหลด (ระหว่างการเปลี่ยนแปลงจากการทำงานควอแดรนต์หนึ่งไปเป็นอีกควอแดรนต์หนึ่ง) มีลักษณะราบเรียบ เป็นผลให้การตอบสนองต่อการเคลื่อนไหว (Dynamic Response) เร็วขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อนำไปใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

2.3.5 ผลกระทบของอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่าย (Effects of Source Inductance)

การอธิบายวงจรแปลงผัน ac เป็น dc ที่ผ่านมา เราสมมติว่าแหล่งจ่ายไม่มีอินดักแตนซ์ จะทำให้ทราบว่าถ้าพิจารณาค่าอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่ายจะเกิดมุมเหลื่อมซ้อน หรือมุมของการหยุดกระแส

ยังใช้หาค่าแรงดันตกคร่อมรีแอคแตนซ์ของการหยุดกระแส (Commutating Reactance ; L_c) ถ้าอินดักแตนซ์ที่สายทั้งหมดมีค่าเท่ากัน สมการ จะทำให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตลดลง เนื่องจากอินดักแตนซ์ของการหยุดกระแส $V_x = 6f L_c I_{dc}$

ในกรณีการแปลงผัน ac เป็น dc มักเกิดปัญหาเกี่ยวกับ V_x เช่นกัน แต่มุมของการหยุดกระแสหรือมุมเหลื่อมซ้อน (μ) นั้นเปลี่ยนแปลงตามมุมทริกเกอร์ กล่าวคือ เมื่อมุมทริกเกอร์เพิ่มขึ้นมุมเหลื่อมซ้อนจะมีค่าลดลง ดังรูปที่ 2.16.



รูปที่ 2.16 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อเกิดมุมเหลื่อมซ้อน

การแปลงผัน ac เป็น dc แบบเต็มคลื่นเฟสเดียวมีค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตลดลงเนื่องจากอินดักแตนซ์ของการหยุดกระแส ดังนี้คือ

$$2V_x = 2 f I_{dc} L_c = V_{dc} (\alpha) - V_{dc} (\alpha + \mu) \quad (2.25)$$

กรณีการแปลงผัน ac เป็น dc แบบเต็มคลื่น 3 เฟส หาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตที่ลดลงเนื่องจากอินดักแตนซ์ในการหยุดกระแสได้โดยนำ 3 คูณด้านซ้ายของสมการ (2.25)



บทที่ 3

การออกแบบคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบและสร้างหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น [5]

ในโครงการนี้ใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์มีค่าต่างๆดังนี้

$$B_{\max} = 0.2 \text{ Wb/m}^2$$

$$A = 1 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$V_1 = 12 \text{ Volt}$$

$$V_2 = 12 \text{ Volt}$$

$$\Delta t = \frac{1}{16 \text{ kHz}}$$

$$= 0.0625 \text{ ms}$$

จะสามารถหาจำนวนรอบทางค่านปฐมภูมิของหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้นได้จากสมการที่ 9

(ดูจากภาคผนวก)

$$W_1 = \frac{V_1 \Delta t}{B_{\max} \times A}$$

$$= \frac{12 \times 0.0625 \times 10^{-3}}{0.2 \times 1 \times 10^{-4}}$$

$$= 37.5 \text{ รอบ}$$

เราเลือกใช้ $W_1 = 50 \text{ รอบ} = W_2$ และใช้ลวดทองแดงเบอร์ 30

3.2 การออกแบบวงจรสับเบอร์ [4]

ในการหาสับเบอร์มีค่าต่างๆดังนี้

$$\begin{aligned} I_L &= 15 \text{ A} \\ t_f &= 50 \text{ ns} \\ t_{on(min)} &= 250 \text{ ns} \\ T &= 3.33 \text{ ns} \\ V_{in} &= 380 \text{ V} \end{aligned}$$

จะหาค่า R และ C ในวงจรสับเบอร์ได้จากสมการที่ 14.(ดูจากภาคผนวก)

$$\begin{aligned} C &= \frac{I_L \times t_f}{2V_{CD}} \\ &= \frac{15 \times 50 \times 10^{-9}}{2 \times 380} \\ C &= 0.986 \text{ nF} \end{aligned}$$

เราเลือกใช้ C = 1 nF , 2000 V

$$\begin{aligned} t_{on(min)} &= 3RC \\ R &= \frac{t_{on(min)}}{3C} \\ &= \frac{250 \times 10^{-9}}{3 \times 1 \times 10^{-9}} \\ &= 83.33 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

เราเลือกใช้ R = 100 Ω , 10 W

3.3 การออกแบบและสร้างตัวอินดักเตอร์ [5]

ในการสร้างอินดักเตอร์มีค่าต่างๆดังนี้

$$\begin{aligned} L &= 70 \text{ mH} \\ A &= 2.5 \text{ inch} \\ \mu_0 &= 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \\ \sigma &= 0.5 \text{ cm} \end{aligned}$$

จะสามารถคำนวณจำนวนรอบของอินดักเตอร์ได้จากสมการที่ 29. (ดูจากภาคผนวก)

จาก

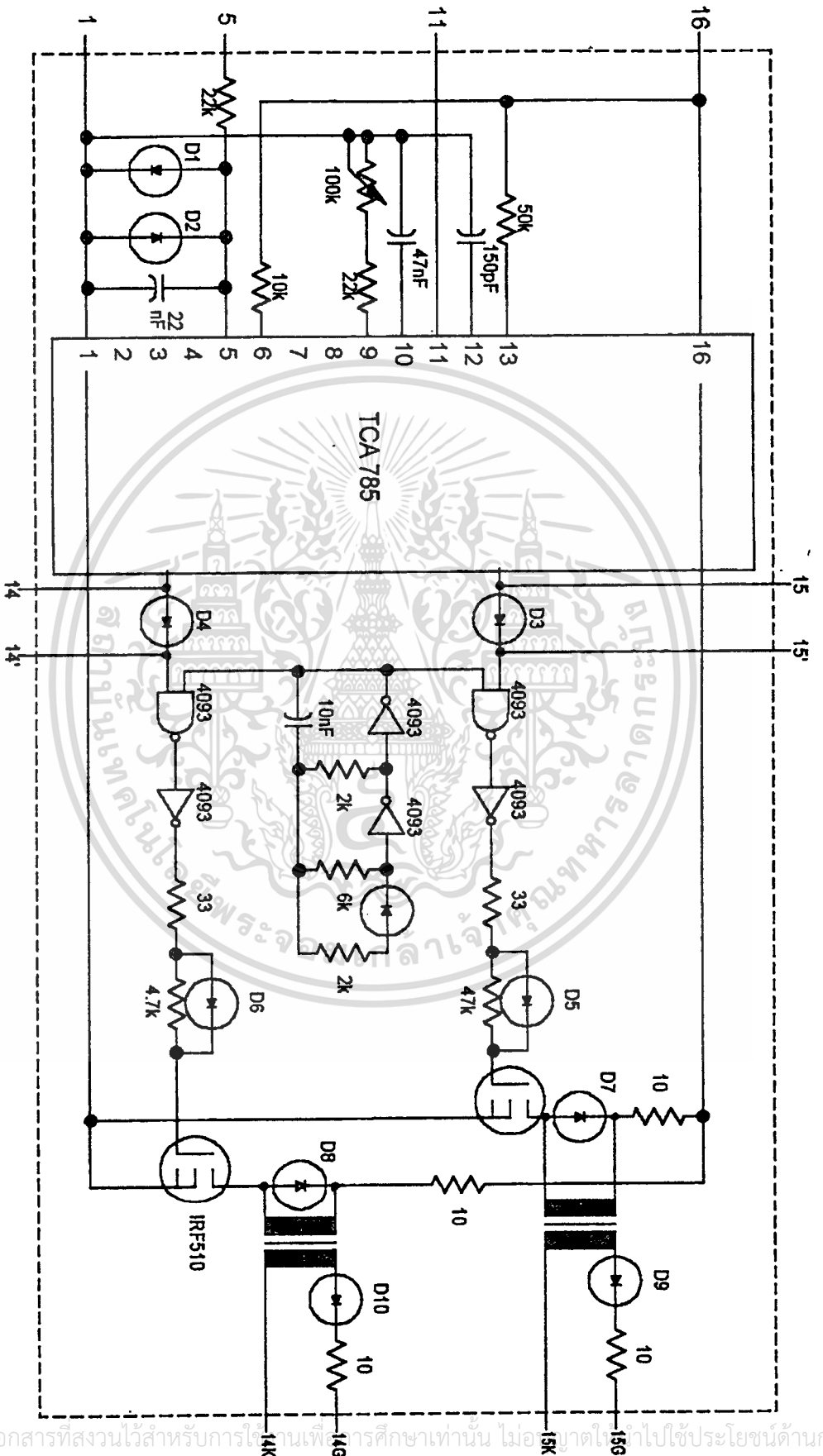
$$\begin{aligned} L &= \frac{W^2 A \mu_0}{2\sigma} \\ W^2 &= \frac{L(2\sigma)}{A \mu_0} \\ &= \frac{70 \times 10^{-3} \times 2 \times 0.5 \times 10^{-2}}{(2.5 \times 2.54)^2 \times 10^{-4} \times 4\pi \times 10^{-7}} \\ &= \frac{70 \times 10^{-5}}{506.7 \times 10^{-11}} \\ &= 138,148 \text{ รอบ} \\ W &= \sqrt{138,148} \\ &= 370 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 16 พัน 370 รอบ

3.4 วงจรควบคุมเอสซีอาร์

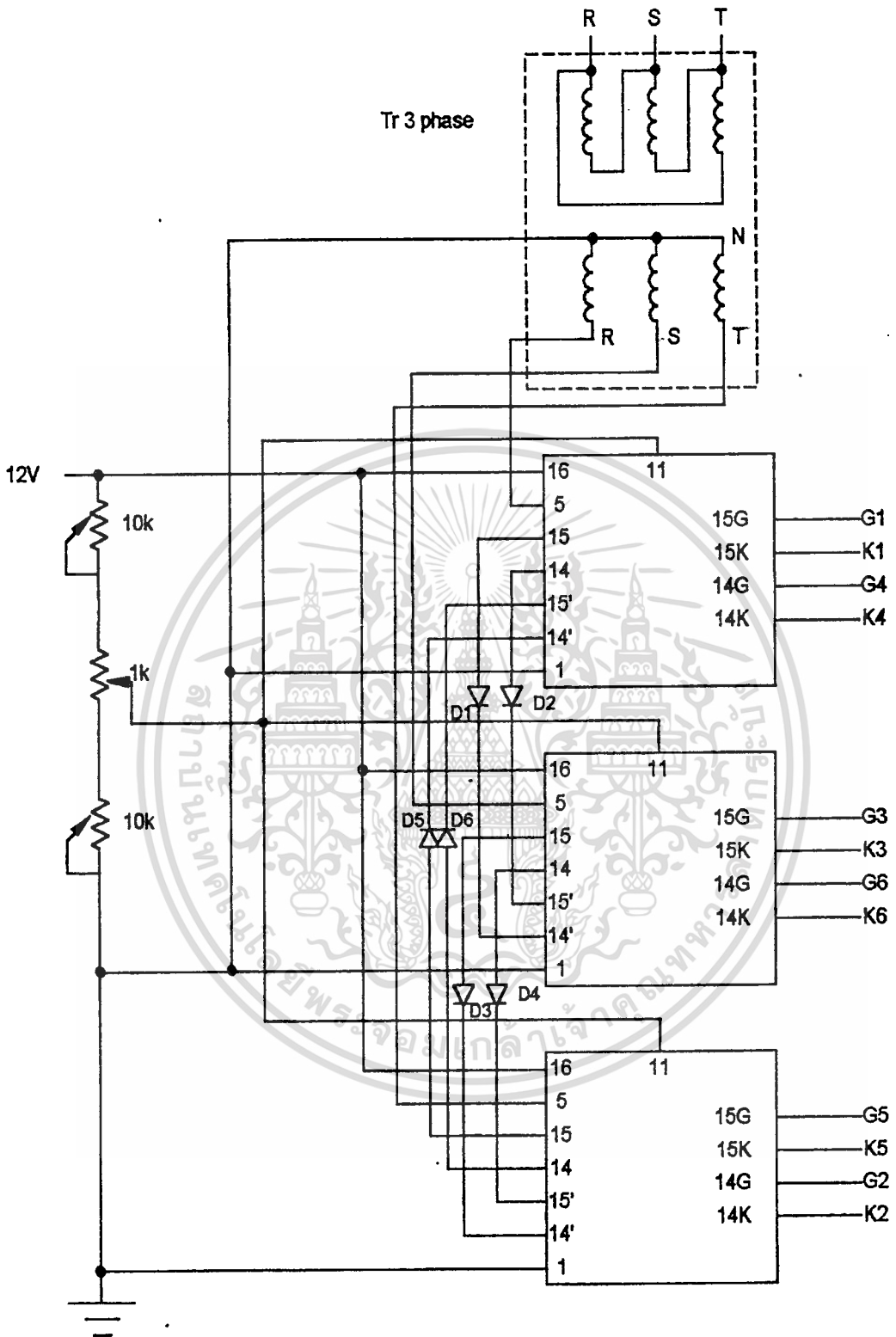
3.4.1 หลักการสร้างสัญญาณทริก

วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบ 3 เฟส โดยภาคกำลังจะใช้ เอส ซี อาร์ ในการส่งจ่ายพลังงานซึ่งในลักษณะ 3 เฟสนี้ จะใช้ เอส ซี อาร์ 6 ตัว (แต่ละเฟสใช้ เอส ซี อาร์ 2 ตัว) สำหรับวงจรทริกของเกทแต่ละชุด สัญญาณที่ใช้ทริก เอส ซี อาร์ จะต้องเป็นไปตามลำดับมุมการทริกเกท มุมของเกทที่ใช้ทริก เอส ซี อาร์ แต่ละตัวจะตรงกันไม่ได้ซึ่งวงจรทริกเกทนี้จะใช้การควบคุมเฟสโดยใช้ IC TCA 785 ในการควบคุมลำดับของการทริกโดยนำสัญญาณซิงค์ (Synce) ซึ่งรับตรงเข้ามาจากไฟฟ้าสลับแบบ 3 เฟส โดยแต่ละเฟสสัญญาณที่เข้ามาจะมีมุมต่างกัน 120 องศา สัญญาณเอาต์พุต (output) ที่จะนำไปทริกเกทจะออกจาก IC TCA 785 ได้เลย แต่ก่อนที่จะนำไปเข้าเกทของเอสซีอาร์แต่ละตัวจะมีวงจรเสริมเพิ่มเติมขึ้นมา เพื่อให้ได้สัญญาณทริก เอส ซี อาร์ที่มีความสมบูรณ์ การออกแบบวงจรจึงเป็นไปตามรูปที่ 3.1 จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณซิงค์ (Synce) จะเข้ามาทางขา 5 ของ IC TCA 785 ทั้ง 3 ตัว และสัญญาณพัลส์เอาต์พุต (Pulse output) จะออกทางขา 14 และ 15 และสัญญาณแต่ละตัวนี้จะต้องนำมารวมกับสัญญาณความถี่สูงที่สร้างขึ้นโดย IC 4093 ซึ่งประกอบด้วย Nand gate และสัญญาณแต่ละตัวนี้สามารถขยายกระแสให้สูงขึ้นได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์มอสเฟตต์ (MOSFET) จากนั้นจึงนำไปเข้าไอโซเลททรานเฟอร์เมอร์ (Isolated Transformer) เพื่อแยกอินพุตและเอาต์พุตออกจากกัน แล้วต่อไปยังเกทของ เอส ซี อาร์ แต่ละตัว เพื่อนำไปจับเอาต์พุตโหลด (output load)



รูปที่ 3.1 วงจรสร้างสัญญาณทริกในแต่ละเฟส

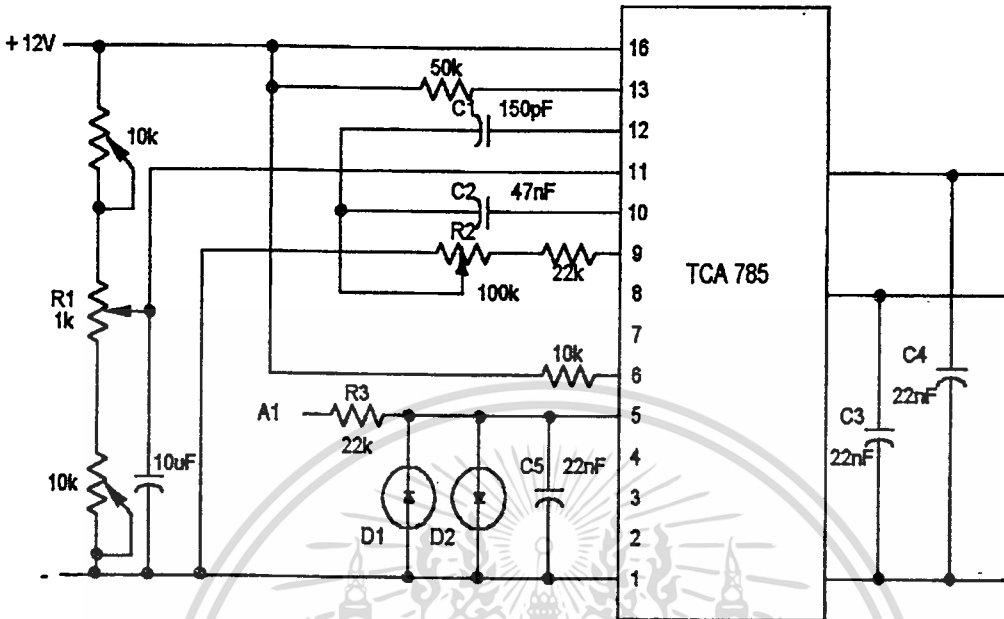
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

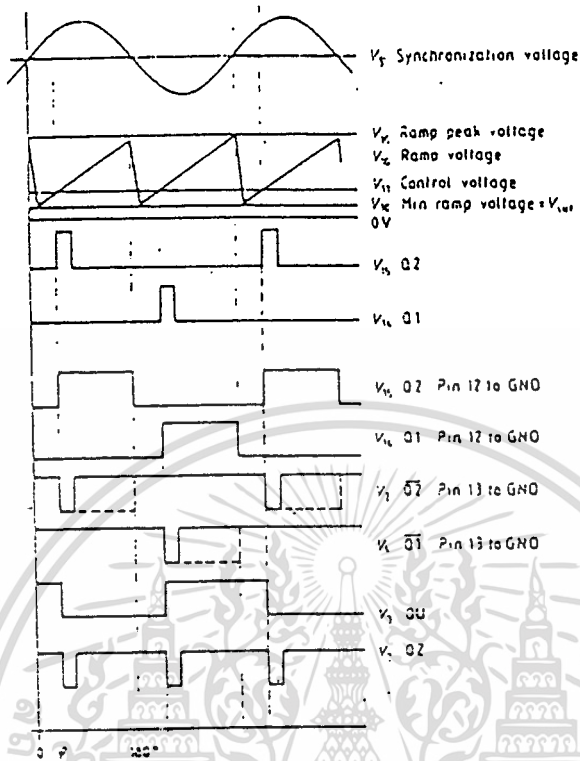
3.4.2 หลักการทำงานของวงจร IC 785



รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณทริกไอซี 785

- ขา 16 เป็นขารับไฟเลี้ยง IC 785 จากรูปใช้ไฟเลี้ยง IC 785 คือ 15V
- ขา 11 เป็นขารับไฟควบคุมจาก R1 เพื่อใช้ควบคุมมุมทริก
- ขา 10 เป็นขาที่มีสัญญาณออกมาเป็นสามเหลี่ยม
- ขา 9 เป็นขารับไฟจาก R2 เพื่อปรับความชันของรูปสัญญาณสามเหลี่ยมที่ออกขา 10
- ขา 5 เป็นขารับสัญญาณ Syne
- ขา 1 เป็นขาต่อลงกราวด์
- ขา 14,15 เป็นขาสัญญาณพัลส์ output แต่ขา 14 กับ 15 จะอยู่ต่างช่วงลูกคลื่น
- R1 เป็นตัวควบคุมแรงดันที่จะจ่ายให้ขา 11 เพื่อใช้ควบคุมมุมในการทริก
- R2 เป็นตัวควบคุมแรงดันจ่ายให้ขา 9 เพื่อปรับให้สัญญาณสามเหลี่ยมที่ขา 10 มีความชันตามต้องการ
- R3 เป็นตัวจำกัดกระแสสัญญาณที่เข้าที่ขา 5
- C1 เป็นตัวกำหนดขนาดความกว้างของพัลส์ ซึ่งถ้าต้องการเปลี่ยนขนาดความกว้างของพัลส์ก็จะทำได้โดยการเปลี่ยนค่า C1
- C3,C4,C5 เป็นตัวลดสัญญาณการรบกวน
- D1,D2 เป็นตัวรักษาระดับแรงดันระหว่าง ขา 1 และขา 5 ให้ได้ประมาณ 0.6V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 สัญญาณพัลส์โคจรของไอซี 785

การทำงานของวงจร

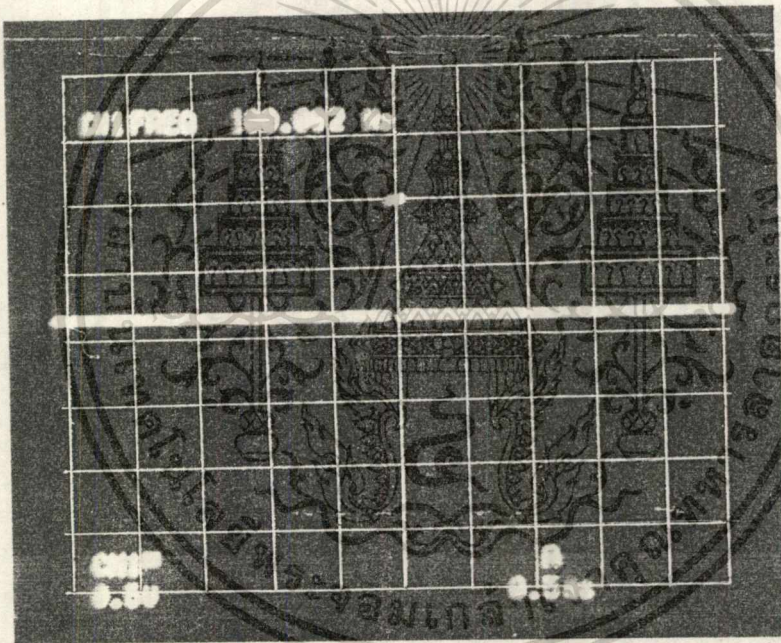
จากวงจรจะเห็นว่าสัญญาณ Sine จะถูกส่งเข้ามาทาง ขา 5 ของ IC 785 และสามารถควบคุม output ของวงจร IC 785 นี้โดยการปรับ R1 คือปรับแรงดันที่เข้า ขา 11 โดยแรงดันที่เข้า ขา 11 จะไปตัดกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ ขา 10 ซึ่งสัญญาณ output ที่ออกมาจะเป็นพัลส์ขนาดความกว้างเท่าขนาดช่วยตัดยอดสัญญาณสามเหลี่ยม (โดยที่ ขา 12 ต่อลงกราวด์) ซึ่งเราสามารถสร้างสัญญาณทริกได้ตั้งแต่ 0-180องศา โดยการปรับแรงดันที่ ขา 11 ซึ่งถ้าเราปรับแรงดันที่ ขา 11 ต่ำๆ พัลส์ที่ได้จะเริ่มดันเข้าใกล้ 0 องศาหรือถ้าปรับแรงดันให้สูงโดยตัดเพียงปลายยอดของสัญญาณพัลส์ที่ได้จะเริ่มต้นเข้าใกล้ 180 องศา

จากรูป ข จะเห็นว่าสัญญาณ control voltage ตัดกับสัญญาณ ramp voltage พัลส์ output ที่ได้จะมีความกว้างเท่ากับช่วงตัดสัญญาณ (โดยที่ ขา 12 ต่อลงกราวด์) ซึ่งเราสามารถลดขนาดความ

กว้างของพัลส์ลงได้โดยที่ได้ค่ามูทริกไม่เปลี่ยนแปลงซึ่งทำได้โดยใส่ค่า C ที่ ขา 12 ซึ่งขนาดพัลส์จะได้ตามขนาดต่างๆ ตามตาราง

Capacitance C1 for pulse extension	0	100pF	220pF	330pF	680pF	1000pF
Trigger pulse width	30us	80us	130us	200us	370us	550us

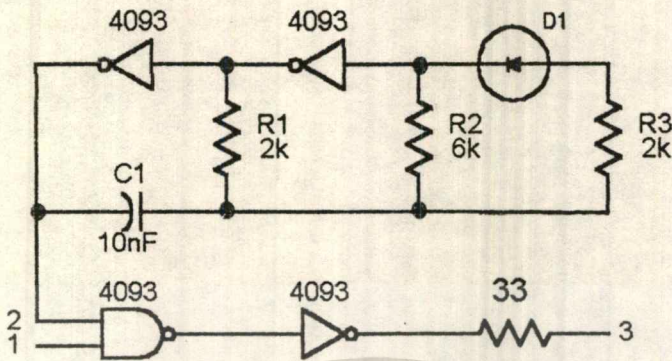
ตารางที่ 3.1 แสดงค่า C ที่มีผลต่อความกว้างของพัลส์



รูปที่ 3.5 สัญญาณพัลส์ที่ได้จากไอซี 785 (5V/div, 0.5ms/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

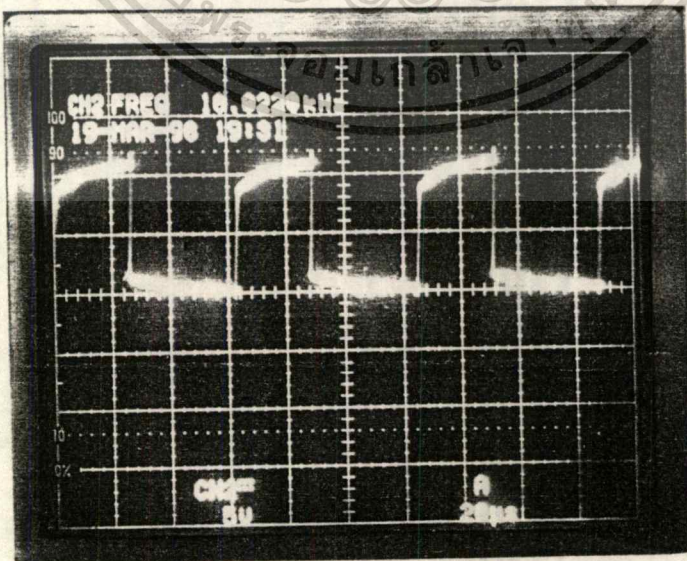
3.4.3 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง



รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง

จากรูปที่ 2 จะได้สัญญาณความถี่สูงออกมาซึ่งความถี่ที่ได้จะขึ้นอยู่กับ R กับ C ที่ต่ออยู่ ซึ่งเราสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ได้โดยเปลี่ยนค่า R กับ C ซึ่งความถี่ที่ได้จะนำมารวมกับสัญญาณพัลส์ ซึ่งสัญญาณพัลส์จะเข้าที่ขา 1 สัญญาณที่รวมแล้วจะออกมาที่ขา 3 ที่ต้องทำการรวมสัญญาณเนื่องมาจากสัญญาณพัลส์จะต้องผ่านหม้อแปลงไอโซเลทเพื่อแยกอินพุตกับเอาต์พุต ดังนั้นถ้าพัลส์มีความกว้างมากก็ทำให้ไม่สามารถผ่านได้สมบูรณ์ ดังนั้นจึงต้องทำการรวมสัญญาณกับความถี่สูงเพื่อให้สามารถผ่านหม้อแปลงไอโซเลทไปได้

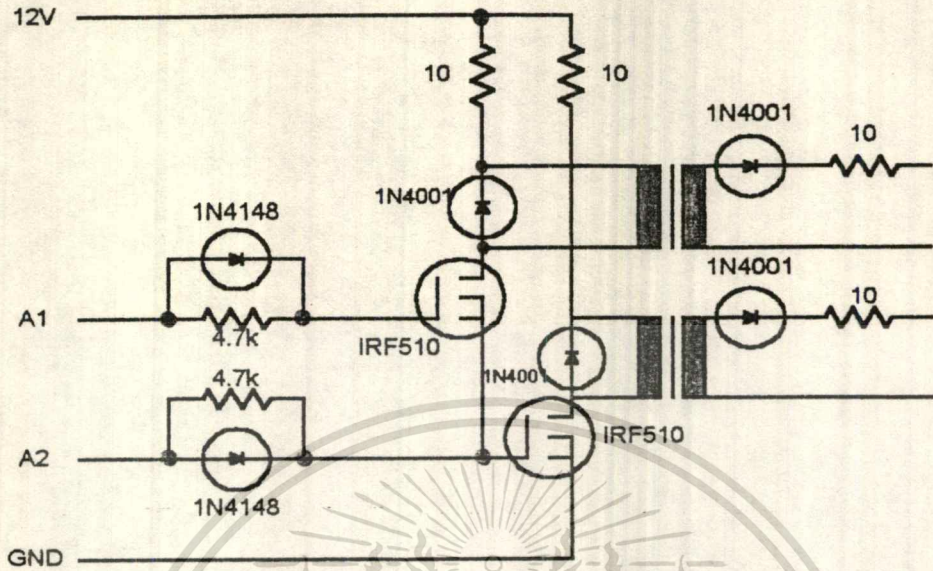
จากค่า R และ C ในวงจรเราได้ทำการทดลองได้ค่าความถี่ออกมาคือ 16 kHz และสามารถรวมสัญญาณกับสัญญาณพัลส์ได้ซึ่งได้ผลการทดลองดังรูป



รูปที่ 3.7 สัญญาณความถี่ที่ได้มีความถี่ = 16 kHz (5V/div, 20µs)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

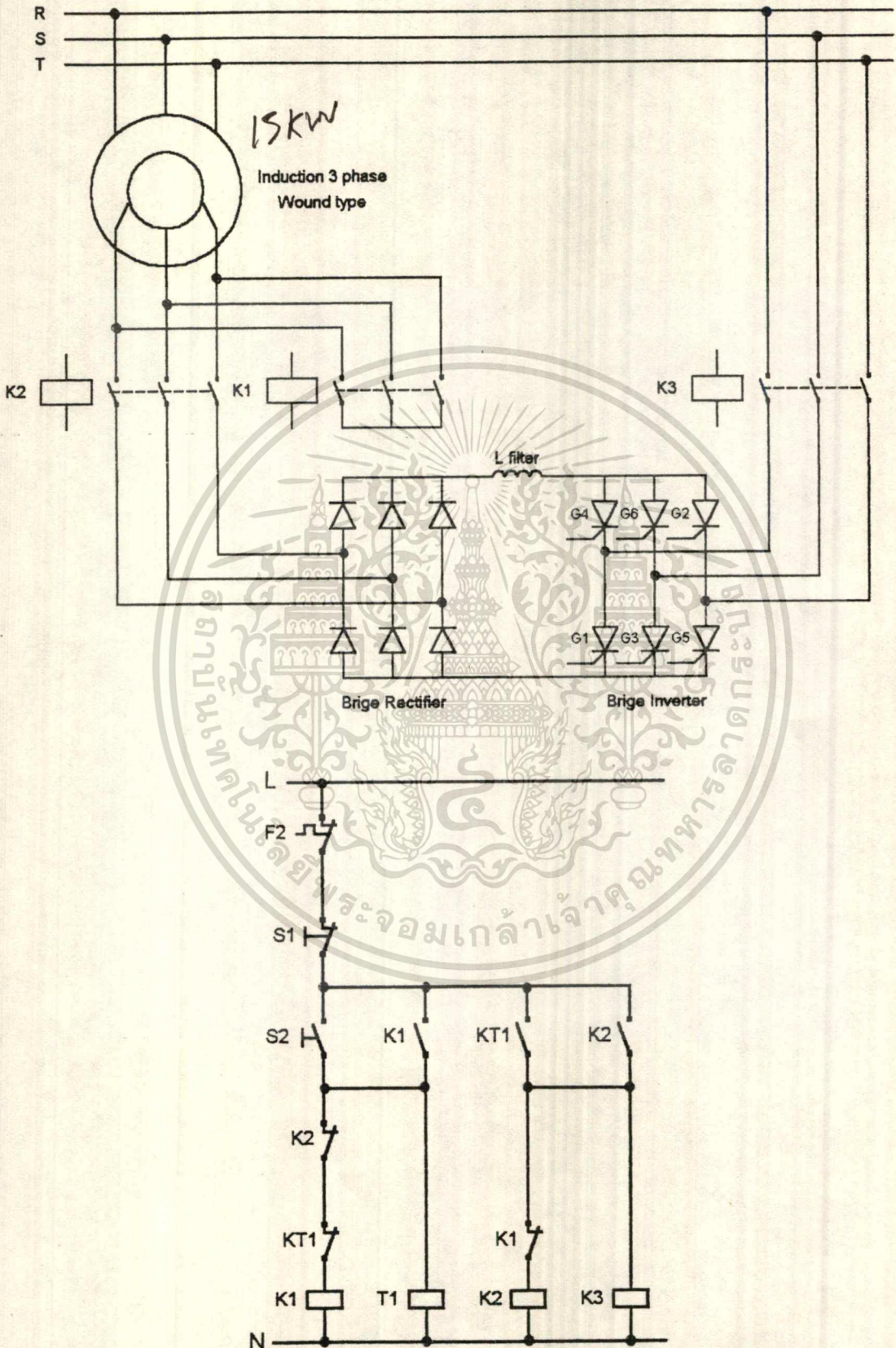
3.4.4 วงจรขยายกระแสให้สูงขึ้นโดยใช้มอสเฟต



รูปที่ 3.8 วงจรขยายกระแสให้สูงขึ้นโดยใช้มอสเฟต

จากรูปจะเห็นว่าใช้มอสเฟตเป็นตัวช่วยในการขยายกระแสเพราะสัญญาณที่ได้จากไอซี TCA 785 ซึ่งมารวมกับสัญญาณความถี่สูงนั้นยังเป็นสัญญาณที่ไม่เพียงพอในการใช้ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นเราจึงต้องขยายกระแสให้เพียงพอในการใช้ทรานซิสเตอร์ ซึ่งสัญญาณพัลส์ที่รวมกับความถี่สูงนั้นจะเข้ามาทาง A₁ และ A₂ และถูกขยายโดย IRF 510 และถูกส่งสัญญาณผ่านหม้อแปลงไอโซเลทเพื่อไปทรานซิสเตอร์ อีกต่อไป

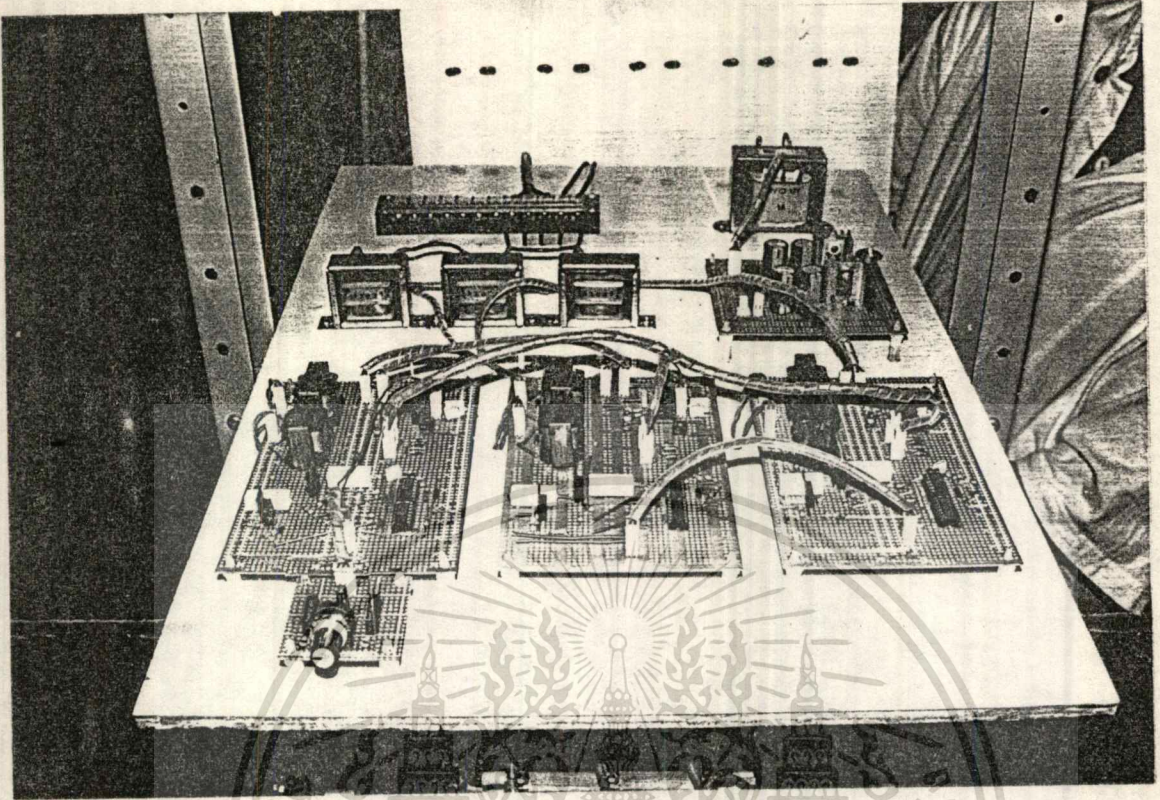
3.5 วงจรในส่วนของภาคกำลัง



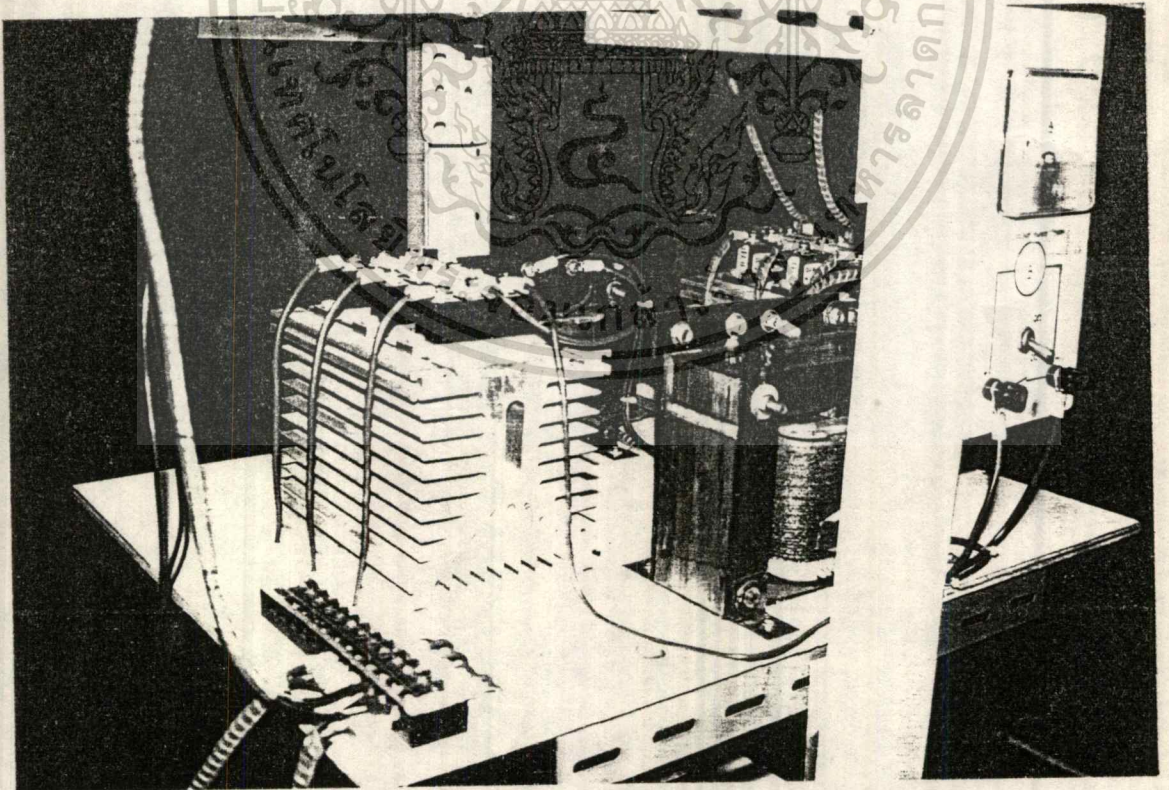
รูปที่ 3.9 วงจรเพาเวอร์และวงจรคอนโทรลในการต่อสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

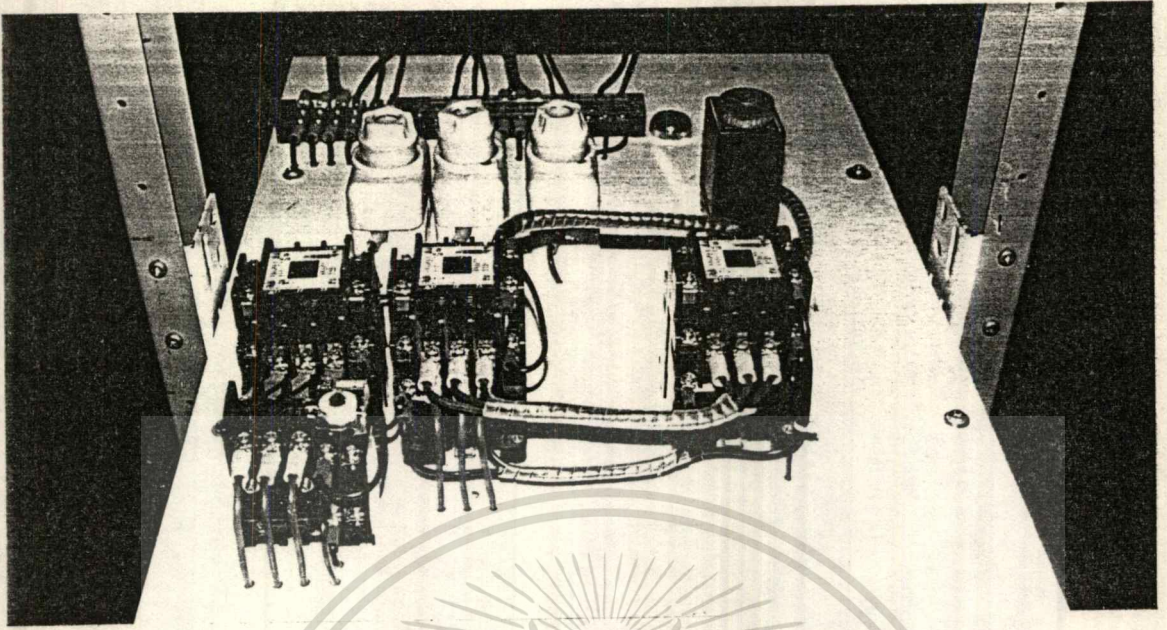


รูปที่ 3.10 วงจรสำเร็จชุดสร้างสัญญาณควบคุมเอสซีอาร์

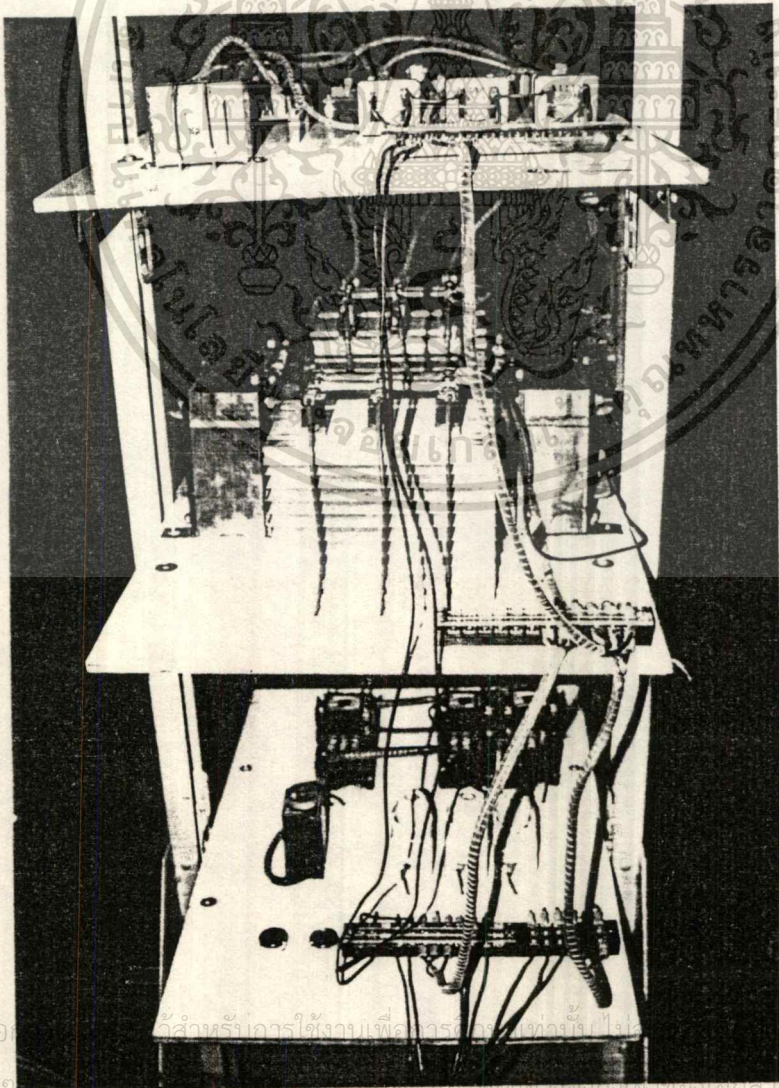


รูปที่ 3.11 วงจรสำเร็จในส่วนบริจค์เรกติไฟร์เออร์และบริจค์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.12 วงจรสำเร็จชุดแมกเนติก



รูปที่3.13 วงจรสำเร็จทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆ

ส่วนหรือการได้งามเพื่อการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ

ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ

สงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารฉบับนี้
สงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารฉบับนี้

สงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารฉบับนี้
สงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารฉบับนี้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ฟัดคมอเตอร์

3.2 kw ความเร็วที่ฟัดค 1420 รอบต่อนาที 220V/380V Δ/Y 50 HZ

13.5A/7.9A เพาเวอร์แฟคเตอร์ 0.75 กระแสขณะไม่ต่อโหลด 5.5 A

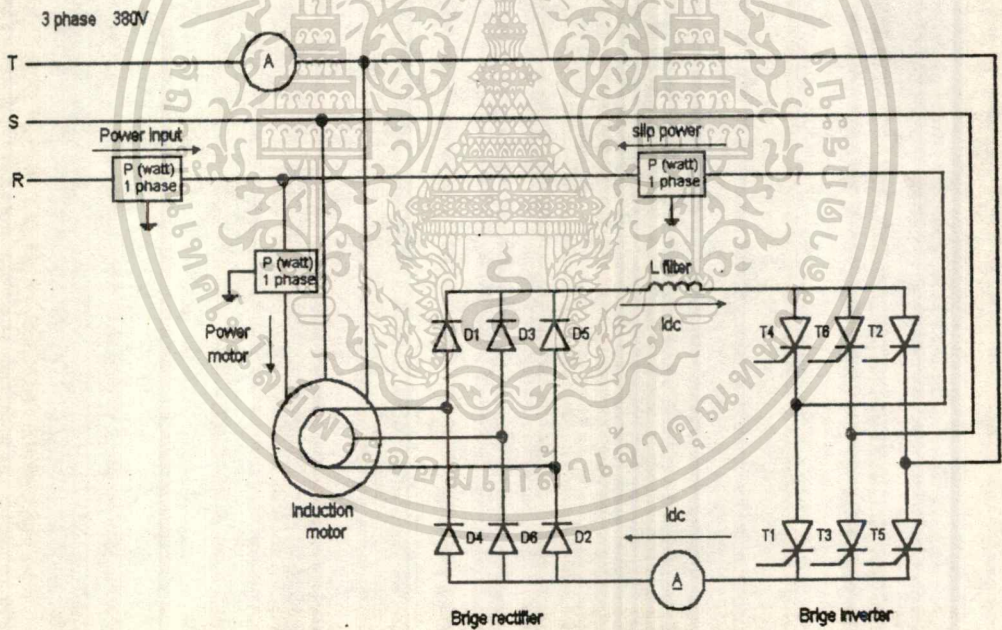
เอสซีอาร์และไดโอด

กระแสสูงสุด 56 A แรงดันสูงสุด 1200 V

อินดักเตอร์

70 mH ความต้านทาน 0.8 โอห์ม

4.1 ทำการทดลองขณะไม่ต่อโหลดโดยต่อวงจรดังรูป



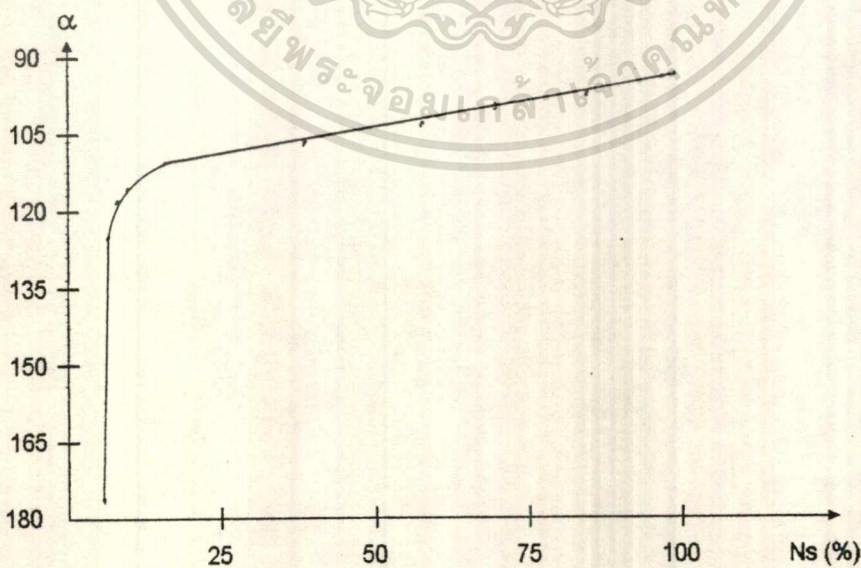
รูปที่ 4.1 วงจรทดลองขณะไม่ต่อโหลด

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองขณะไม่ต่อโหลด

มุมทริก (องศา)	I i/p (A)	N (rpm)	Idc (A)	P(watt) input	P(watt) motor	P(watt) slip	COS θ
92	6.6	1475	2.1	136	170	35	0.09
93.6	6.5	1462	1.8	133	162	30	0.093
97.2	6.4	1280	1.3	130	158	30	0.092
100.8	6.3	1070	1	126	152	28	0.091
104.4	6.2	870	0.8	116	140	25	0.086
108	6.1	575	0.5	106	125	20	0.08
111.6	6	242	0.2	106	120	12	0.081
115.2	5.9	150	0.1	106	115	6	0.082
118.8	5.8	105	0.05	106	110	3	0.083
126	5.7	85	0.005	100	100	0	0.08
176	5.5	80	0	100	100	0	0.082

จากตารางสามารถนำมาเขียนเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมทริกกับความเร็วได้

ดังนี้



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมทริกกับความเร็วรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับเพื่อการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

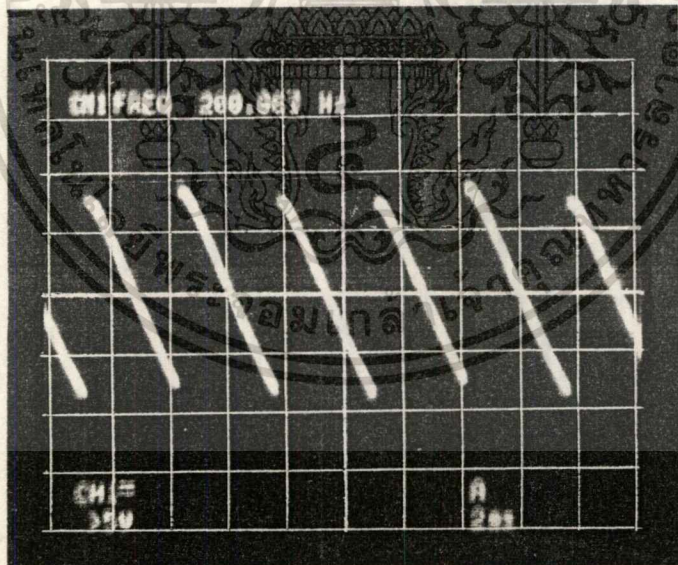
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองจะเห็นว่าสามารถปรับความเร็วตั้งแต่เกือบหยุดนิ่งจนถึงความเร็วที่ใกล้เคียงความเร็วซิงโครนัส แต่จะเห็นว่าช่วงการปรับมุมทริกที่ค่าระหว่าง 92 องศา - 118.8 องศา จะมีการเปลี่ยนแปลงทางด้านความเร็วของมอเตอร์มากส่วนช่วงมุมจาก 118.8 องศา ไปถึง 180 องศา จะมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ค่อนข้างต่ำซึ่งเห็นได้จากกราฟที่ช่วงแรกจะค่อนข้างชันซึ่งแสดงถึงการปรับมุมทริกมีผลต่ออัตราความเร็วของมอเตอร์น้อย แต่ช่วงที่กราฟค่อนข้างลาดต่ำปรับมุม ทริกเพียงเล็กน้อยก็สามารถปรับความเร็วได้มาก

จากตารางผลการทดลองจะเห็นว่า เพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรมีค่าต่ำ ซึ่งมีผลมาจากการต่อวงจรที่โรเตอร์ในลักษณะคาสเคดและจากผลการทดลองจะเห็นว่ามีการคืนสลิปเพาเวอร์สู่ระบบ โดยดูได้จาก เพาเวอร์รวมจะเท่ากับเพาเวอร์มอเตอร์ลบด้วยเพาเวอร์สลิปที่คืนสู่ระบบ

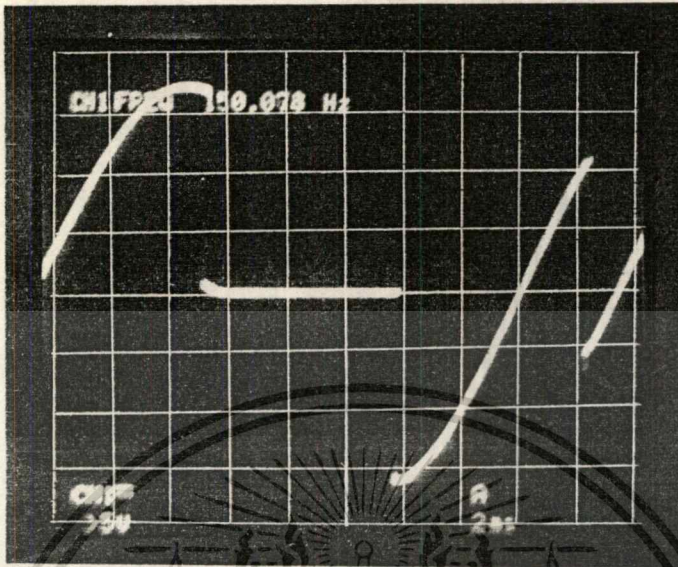
$$P_t = P_{motor} - P_{slip}$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสามารถนำสลิปเพาเวอร์คืนกลับมาใช้งานได้ทำให้เพาเวอร์รวมลดลง



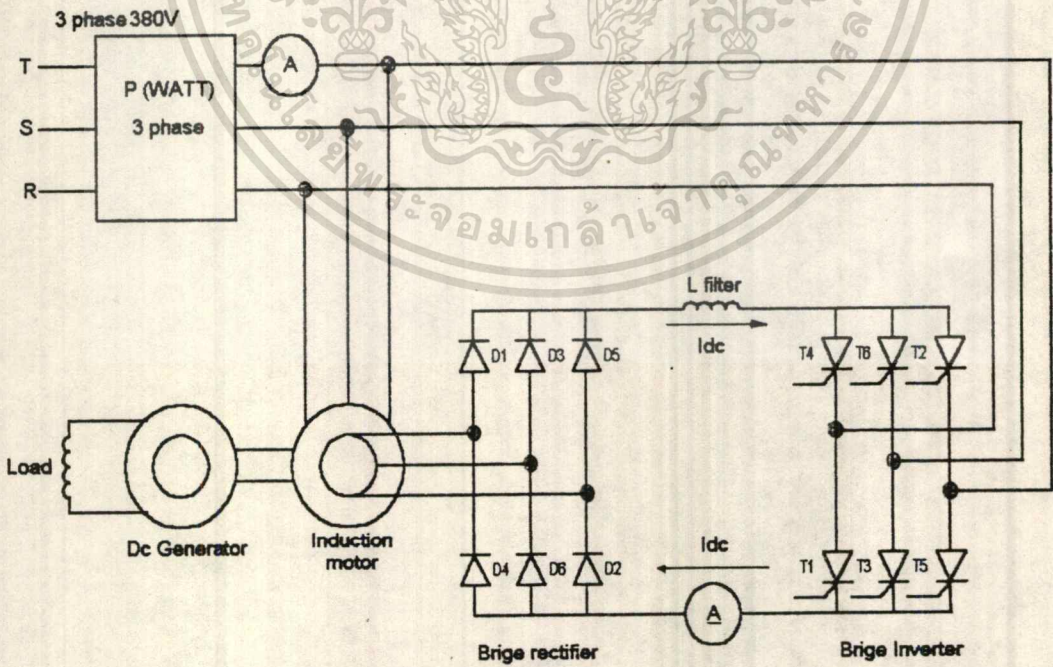
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตของเอสซีอาร์ที่มุมทริก = 92 องศา (165V/div, 2ms/div)

จากรูปเป็นการจับสัญญาณ DC ที่ออกจากเอสซีอาร์จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้ ถ้าทำการเฉลี่ยทั้งบวกและลบแล้วจะมีค่าเท่ากับ 0 หรือเกือบเท่ากับ 0 ซึ่งแสดงถึงว่ามุมทริกเข้าใกล้ 90 องศา นั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าเอง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณตกคร่อมเอสซีอาร์

4.2 ทำการทดลองขณะต่อโหลดที่มีมทรูปต่างๆซึ่งต่อวงจรดังรูป



รูปที่ 4.5 วงจรทดลองขณะต่อโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

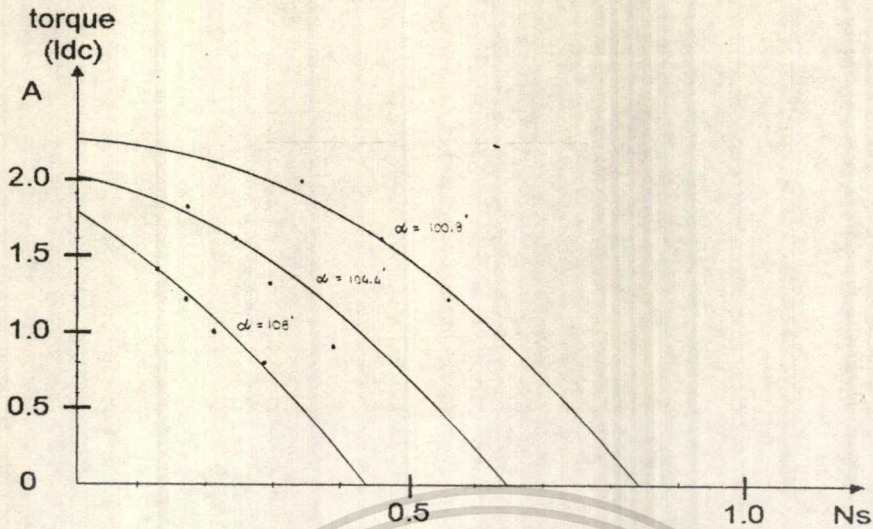
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองเมื่อต่อโหลด

มุมทริก (องศา)	I _{i/p} (A)	N (rpm)	I _{dc} (A)	P(watt) input	P(watt) output	eff (%)	cos θ
100.8	6.4	820	1.2	400	185	46.2	0.094
	6.7	670	1.6	400	246	61.6	0.09
	7	500	2	450	308	68.7	0.097
104.4	6.4	570	0.9	350	138.6	39.6	0.083
	6.6	405	1.3	350	200	57.2	0.08
	6.8	345	1.6	380	246	64.8	0.085
	7.2	250	1.8	400	277	69.3	0.085
108	6.4	430	0.8	350	123	35.1	0.083
	6.5	300	1	350	154	44	0.08
	6.6	230	1.2	350	184.8	52.8	0.08
	6.7	180	1.4	350	215.6	61.6	0.08

จากตารางผลการทดลองจะเห็นว่าเมื่อจ่ายสลิปเพาเวอร์คินสู่ระบบมากขึ้นหรือดูได้จากกระแสค.ซีที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มขึ้นด้วยและจะเห็นว่าเมื่อเราต่อโหลดแรงบิดเพิ่มขึ้นกระแสโรเตอร์ (I_{dc}) ที่เร็คติฟายแล้วก็จะไหลเพิ่มขึ้นด้วยซึ่งเป็นไปตามสมการที่ 2.6

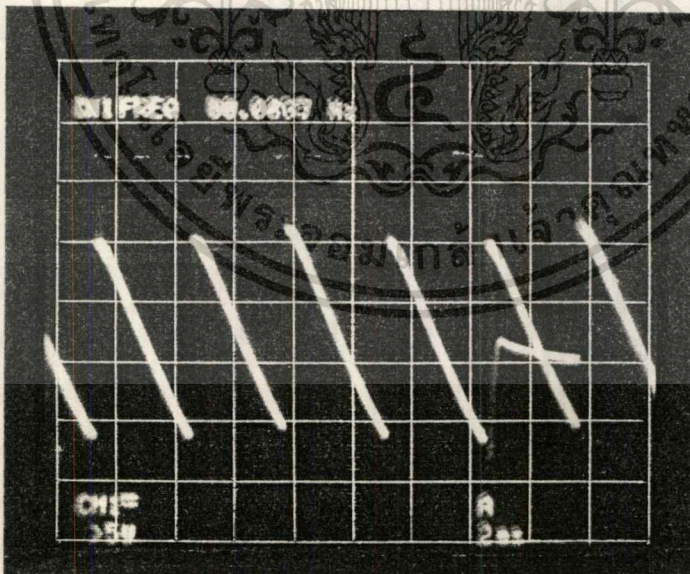
$$T = \frac{1.35V_L I_d}{a\omega_1}$$

จะเห็นว่าแรงบิดแปรผันกับกระแสโรเตอร์ที่เร็คติฟายแล้ว โดยจะแปรผันเป็นสัดส่วนกัน ดังนั้นจึงสามารถเทียบให้กระแสโรเตอร์ที่เร็คติฟายแล้วแทนค่าโหลดทอร์กซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นกราฟได้ดังนี้



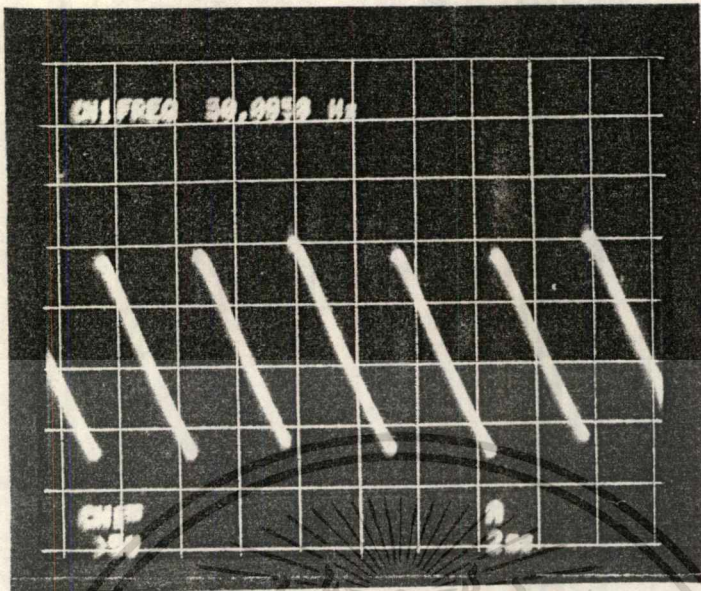
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว

จากกราฟจะเห็นว่าในขณะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำถูกโหลดความเร็วรอบจะลดลงเล็กน้อยและ
โวลต์เตจซึ่งถูกเร็คติไฟและมิกซ์เพิ่มขึ้นนี้จะทำให้กระแสโรเตอร์เพิ่มขึ้นในปริมาณที่จำเป็นซึ่งมี
ผลทำให้แรงบิดเพิ่มขึ้นจนเท่ากับโหลด โดยกราฟที่ได้นี้เป็นไปตามคุณสมบัติระหว่างแรงบิดและ
ความเร็วรอบในลักษณะรูปเปิด



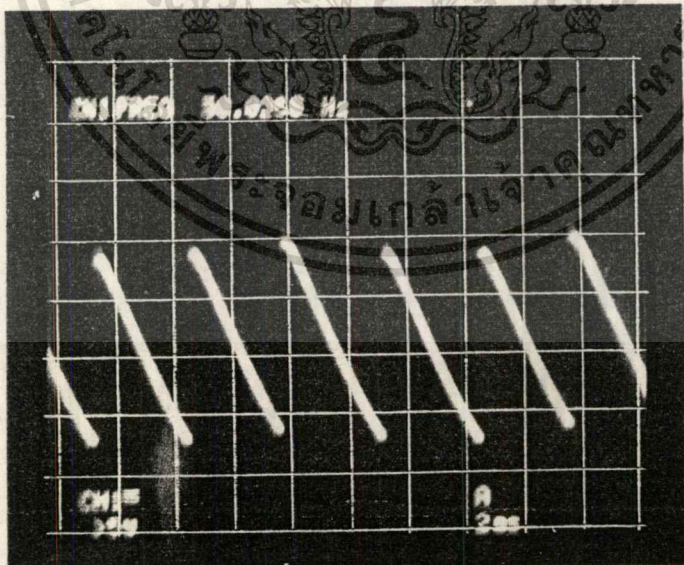
รูปที่ 4.7 สัญญาณ Vdc อินเวอร์เตอร์ที่มุมตริก = 100.8 องศา (165V/div, 2ms/div)

จากรูปจะเห็นว่าส่วนที่อยู่ในด้านลบจะมากกว่าส่วนที่อยู่ในด้านบวกซึ่งหมายถึงมุมตริก
มากกว่า 90 องศา นั่นเอง โวลต์เตจเฉลี่ยจึงมีค่าเป็นค่าลบ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัญญาณ Vdc อินเวอร์เตอร์ที่มุมทริก = 104.4 องศา (165V/div, 2ms/div)

จากรูปจะเห็นว่าส่วนที่อยู่ด้านบนมีมากขึ้นซึ่งค่าเฉลี่ยก็จะมีค่าลบมากขึ้นด้วย



รูปที่ 4.9 สัญญาณ Vdc อินเวอร์เตอร์ที่มุมทริก = 108 องศา (175V/div, 2ms/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

สรุปผลการทดลอง

-การควบคุมความเร็วรอบสามารถทำได้โดยเพียงแต่เปลี่ยนมุมไฟร์ของอินเวอร์เตอร์เท่านั้นแต่จะสามารถควบคุมได้เพียงช่วงมุมไฟร์ใกล้ 90 องศา ซึ่งมีผลมาจากการที่เทอร์นเรโซของสเตเตอร์กับโรเตอร์มีมากกว่า 1

-การใช้วงจรสแคตต่อที่โรเตอร์สามารถนำสลิปเฟาเวอร์ออกมาคินสู่ระบบได้ทำให้กำลังงานรวมลดลง

-เฟาเวอร์เฟลคเตอร์ที่ได้จะต่ำเนื่องจากรีแอคทีฟเฟาเวอร์ในระหว่างการคอมมิวเตทซึ่งถูกคิงผ่านมอเตอร์ด้วย 3 เฟสบริดจ์เร็คติฟายเออร์จากสเตเตอร์มายังโรเตอร์

-จากการนำเฟาเวอร์สลิปคินสู่ระบบทำให้ไม่มีการสูญเสียในโรเตอร์ประสิทธิภาพของมอเตอร์จึงดีขึ้น



วิจารณ์ผลการทดลอง

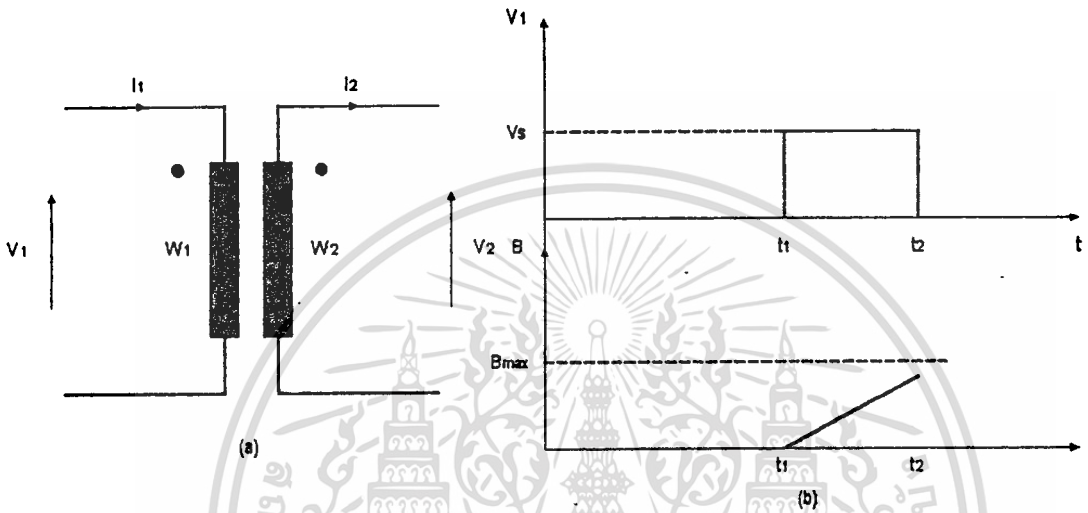
จากการทดลองจะเห็นว่าสามารถควบคุมความเร็วได้แต่ไม่สามารถควบคุมได้ช่วงมุมทริกเข้าใกล้ 180 องศาหรือไม่สามารถควบคุมความเร็วตั้งแต่หุคหนึ่งได้เนื่องจากตัวอินดักชั่นมอเตอร์มีเทอร์นเรโซระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์มากกว่า 1 จึงทำให้โวลต์เตจที่อินดักชั่นโรเตอร์มีค่าต่ำเมื่อผ่านบริดจ์เรกติไฟเออร์ทำให้โวลต์เตจดี.ซี.เฉลี่ยต่ำแต่ทางด้านบริดจ์อินเวอร์เตอร์ใช้โวลต์เตจ 380 โวลต์ดังนั้นจึงมีความแตกต่างทางด้านโวลต์เตจมากจึงควบคุมได้เพียงช่วงใกล้ 90 องศาเพราะช่วงใกล้ 90 องศาโวลต์เตจดี.ซี.เฉลี่ยจะมีค่าต่ำจากผลเสียที่กล่าวมาสามารถแก้ไขได้โดยต่อหม้อแปลงไฟทางด้านเข้าบริดจ์อินเวอร์เตอร์ให้ลดลงโดยให้เทอร์นเรโซของหม้อแปลงเท่ากับอัตราส่วนเทอร์นเรโซของสเตเตอร์กับโรเตอร์โดยวิธีนี้จะทำให้สามารถควบคุมที่ความเร็วรอบได้จนถึงหุคหนึ่ง

เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ได้มีค่าต่ำซึ่งมีผลมาจากการต่อวงจรทางด้านโรเตอร์ในลักษณะคาสเคดซึ่งสามารถแก้ไขโดยเราต้องแปลงแรงดันทางด้านอินเวอร์เตอร์ให้ต่ำด้วยหม้อแปลงเมื่อปรับมุมทริกเข้าใกล้ 180 องศาจะทำให้กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีมูมนำหน้าโวลต์เตจในเฟสเดียวกันและอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดซึ่งสร้างรีแอกทีฟชนิดนำหน้าโดยจะทำหน้าที่เป็นตัวก้ำจักรีแอกทีฟเพาเวอร์ชนิดล้าหลังและยังมีอีกหลายวิธีเพื่อเพิ่มเพาเวอร์แฟคเตอร์เช่น ใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งควบคุมซึ่งใช้ไทรสเตอร์ 3 ตัวโดยให้ไทรสเตอร์ 3 ตัวทำงานได้อย่างเต็มที่จากการทำงานในลักษณะเรกติไฟเออร์จนถึงอินเวอร์เตอร์หรือการเปลี่ยนแท็ปไวน์ดิงของมอเตอร์ก็เป็นวิธีหนึ่งซึ่งช่วยในการปรับปรุงเพาเวอร์

ภาคผนวก

ก. การออกแบบและการสร้างหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น

หม้อแปลงที่ใช้แปลงสัญญาณกระตุ้นจะเลือกใช้ หม้อแปลง EI แกนเฟอร์ไรต์ หม้อแปลงสัญญาณกระตุ้นที่สร้างขึ้นจะมี ลักษณะเดียวกับกับหม้อแปลงคักคาไฟฟ้าธรรมดา ดังแสดงได้ดังรูปที่ 1(a)



รูปที่ 1.(a) แสดงแผนผังหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้น
(b) แสดงรูปสัญญาณกระตุ้นและรูปสัญญาณของค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก

การคำนวณเริ่มต้นจากเงื่อนไขดังนี้คือ

B = ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก

I_{μ} = กระแสแม่กนิโตซิงค์ (Magnetising Current)

W_1 = ขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

W_2 = ขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

V_1 = แรงดันทางด้านปฐมภูมิ

V_2 = แรงดันทางด้านทุติยภูมิ

A = พื้นที่หน้าตัดแกนเหล็ก

Δt = ความเวลา

ขดลวด W_1 ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านมาก่อน และ t_1 เป็นเวลานาน ดังนั้นความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กภายในและหม้อแปลงจะเป็น

$$B = 0 \quad | \quad I_1 = 0, I_2 = 0, V_1 = 0, V_2 = 0 \quad (1.)$$

และถ้าค่ากระแสไฟฟ้าแมกไนไทซิงค์ (Magnetising Current) มีค่าดังนี้

$$I_\mu \ll I_1, I_2 \quad (2.)$$

สามารถประมาณได้ว่า

$$I_\mu \cong 0 \quad (3.)$$

เมื่อมีสัญญาณกระตุ้นเข้ามา สักค่าไฟฟ้าที่ขดลวด W_1 จะเป็น

$$V_1 = V_s \quad | \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (4.)$$

ถ้ากำหนดให้ความต้านทานภายในของขดลวดมีค่าน้อยมาก

$$V_1 = V_s = W_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (5.)$$

$$V_1 = W_1 A \frac{dB}{dt} \quad (6.)$$

ค่า A สามารถวัดได้จากพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์จริงจากสมการ (6.) จะได้สมการใหม่

คือ

$$B = B_0 + \frac{Vs(t_2 - t_1)}{W_1 A} \quad (7.)$$

ถ้า B_0 ในสมการ (7.)สามารถทำให้หมดไปโดยการทำให้แกนลดสภาพการเป็นแม่เหล็ก (Demagnetizung) ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$B = \frac{Vs}{W_1 A} \quad \Delta t \quad | \quad \Delta t = t_2 - t_1 \quad (8.)$$

และสมการของจำนวนขดลวดทางปฐมภูมิ (Primary winding) คือ

$$W_1 = \frac{Vs}{BA} \Delta t \quad (9.)$$

ข้อสำคัญอย่างหนึ่งซึ่งต้องพิจารณาคือ เมื่อพิจารณารูปสัญญาณของสมการ (9.)ดังรูปที่ 1.
(b) ค่า B ของสมการนี้จะต้องไม่เกินค่า B สูงสุด (B_{max}) มิฉะนั้นจะทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว ดังนั้น สมการการคำนวณจำนวนขดลวดทางปฐมภูมิคือ

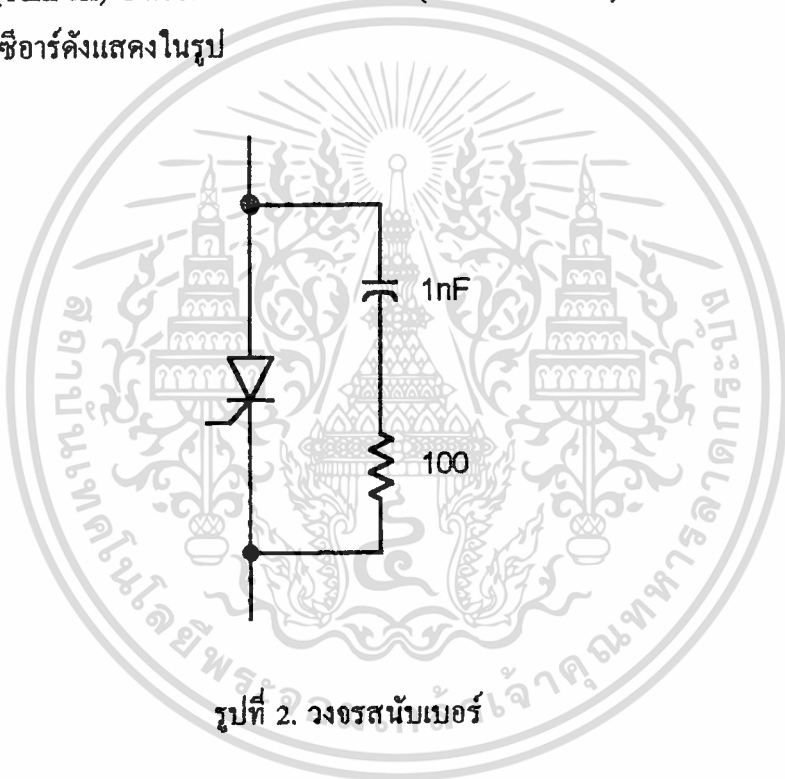
$$W_1 \geq \frac{Vs \Delta t}{B_{max} A} \quad (10.)$$

สมการจำนวนขดลวดทุติยภูมิคือ

$$W_2 = \frac{V_2}{V_1} W_1 \quad (11.)$$

ข. สนับเบอรั (Snubber)

จะถูกกำหนดโดยขนาดแรงดันของแหล่งจ่าย และโอกาสของการเกิดแรงดันสูงสุดที่อาจเกิดขึ้นได้ ที่จะตกคร่อมขั้วเอาโนด และคาโทด ครึ่งถึงแม้ว่าค่าแรงดันจะเป็นแรงดันสไปค์ (Spike voltage) ก็อาจจะทำให้ เอสซีอาร์ เสียหายได้ สำหรับในวงจรแบบลิเนียร์ มักจะใช้ค่าทนแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิทชิงแล้วควรจะต้องเลือกค่าทนแรงดันของเอสซีอาร์ (Break Down Voltage) เท่ากับ 3 เท่า ในกรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟ โดยที่จะต้องมึวงจรที่จะทำหน้าที่ดูดกลืนพลังงานจากการคายของขดลวด (Voltage Supression) เมื่อเอสซีอาร์หยุดการทำงานอย่างทันที (Turn off) ซึ่งเรียกว่าวงจรสนับเบอรั (Snubber Circuit) ต่อคร่อมขั้วเอาโนดและคาโทดอยู่กับเอสซีอาร์ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2. วงจรสนับเบอรั

การออกแบบและการทำงานของวงจรสนับเบอรัที่ใช้ในการทดลอง

จากรูปข้างต้น เอสซีอาร์ เริ่มหยุดนำกระแส สมมุติให้กระแสเทอร์มัน-ออฟของเอสซีอาร์ ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งเรียกว่า ฟอลโทม์ (ϵ) แรงดันคร่อม C ที่เวลา t ใดๆหาได้จาก

$$\begin{aligned} V_c &= \frac{1}{C} \int_0^t I_L dt \\ &= \frac{1}{C} \int_0^{t_f} I_L dt \end{aligned} \quad (12.)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ I_L คือ กระแสโหลด

t_r คือ ฟอลไทม์

เลือกตัวเก็บประจุ C ที่ใช้แรงดันคร่อมตัวมันมีค่า V_{CD} ที่เวลา $t = t_r$ จะได้ว่า

$$V_{LD} = \left[\frac{0.5(I_L t_r)}{C} \right] \quad (13.)$$

ดังนั้น สมการ(13.) การเลือกค่า C ที่เหมาะสมมีค่า

$$C \geq \frac{(I_L t_r)}{2V_{CD}} \quad (14.)$$

หลังจากเมื่อเวลาผ่าน t_r ไปแล้ว C ยังคงถูกชาร์จอย่างต่อเนื่องด้วยกระแสไหลคงที่ต่อไป ทำให้แรงดันคร่อม C มีค่าสูงกว่าแหล่งจ่าย พลังงานที่เก็บสะสมใน C คือ

$$E_C = 0.5 C V_s^2 \quad (15.)$$

เมื่อ เอสซีอาร์ เริ่มนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง พลังงานนี้จะถูกสลายใน R ถ้าให้ f คือความถี่ในการใช้งานของ เอสซีอาร์ ค่าพลังงานที่ถูกสลายที่ตัวต้านทาน R คือ

$$P_R = 0.5 C V_s^2 f \quad (16.)$$

จากสมการ จะเห็นว่าขณะที่ค่าของ C เพิ่มขึ้นกำลังงานสูญเสียใน เอสซีอาร์ จะลดลงแต่กำลังงานสูญเสียใน R จะเพิ่มขึ้น

ที่ช่วงเวลาเทอร์น-ออนของ เอสซีอาร์ ความต้านทาน R ควรจะจำกัดกระแสที่เกิดจากการคิซาร์ผ่าน เอสซีอาร์ ขอมให้ไหลผ่านได้โดยปลอดภัยและ I_L คือกระแสโหลดขณะนำกระแส สมมุติให้ R เท่านั้นที่เป็นตัวจำกัดกระแสคิซาร์ของตัวเก็บประจุดังนั้นค่า R หาได้จาก

$$R \geq \frac{V_s}{I_m - I_c} \quad (17.)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าสมการ (17.) เป็นสมการที่หาค่าน้อยที่สุดของ R โดยประมาณ ส่วนค่าที่มากที่สุดนั้นสามารถหาได้จากช่วงเวลานำกระแสที่น้อยที่สุดของ เอสซีอาร์ ($t_{on(min)}$) โดยไม่คิดผลของค่าจากช่วงเวลานำกระแสที่น้อยที่สุด ควรจะมีค่าอย่างน้อยเป็น 3 เท่าของค่าไทม์คอนสแตนต์ RC

$$t_{on(min)} \geq 3 RC \quad (18.)$$

จะได้ว่า

$$R \leq \frac{t_{on(min)}}{3C} \quad (19.)$$

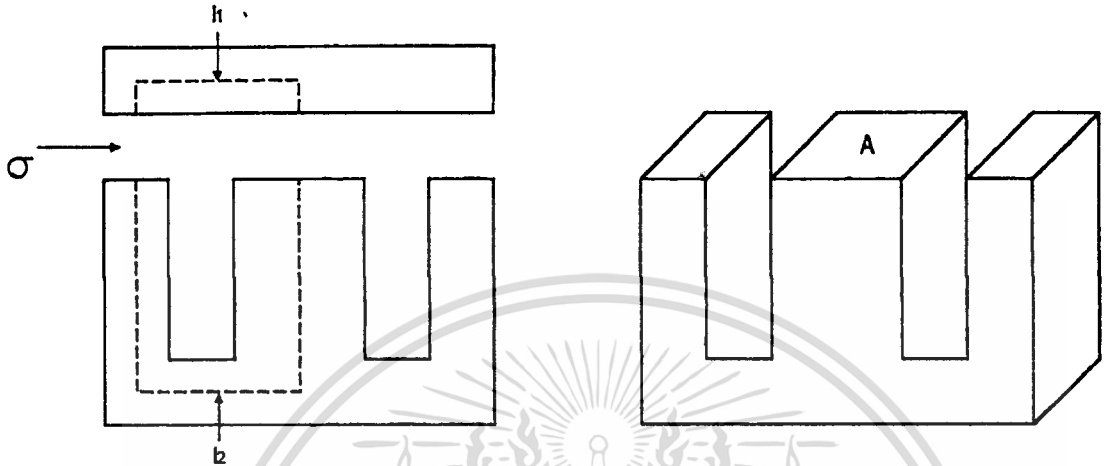
นั่นคือการออกแบบค่า R ควรมีค่าเล็กน้อยที่จะทำให้การดิซชาร์จประจุของ C เกิดขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อรวมสมการที่ (17.) กับ (19.) จะได้ค่า R คือ

$$\frac{Vs}{Im - I_L} \leq R \leq \frac{t_{on(min)}}{3C}$$

สมการ (17.) และ (19.) เราสามารถคำนวณค่า R และ C ได้ จะเห็นว่าค่า R ควรเป็นค่าที่เหมาะสม เพื่อที่จะจำกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน เอสซีอาร์ ขณะเดียวกันควรเป็นค่าที่ให้ค่าไทม์คอนสแตนต์ RC น้อยกว่าช่วงเวลานำกระแสต่ำสุดของ เอสซีอาร์ ส่วนสมการที่ (16.) ให้คำนวณค่ากำลังสูญเสียใน R

ค. การออกแบบและการสร้างตัวอินดักเตอร์

อินดักเตอร์ที่สร้างขึ้นจะใช้แกนเหล็กชนิด EI ซึ่งใช้สำหรับพันหม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้า การออกแบบพิจารณาจากรูปการวางแกนเหล็ก EI ดังแสดงในรูปที่ 3.(a)



รูปที่ 3 (a) แสดงการวางของแกนเหล็ก EI ของตัวอินดักเตอร์

(b) แสดงการกำหนดพื้นที่ A ของอินดักเตอร์

- L = ค่าอินดักแตนซ์
- W = จำนวนรอบของขดลวด
- \emptyset = ฟลักซ์แม่เหล็ก
- A = พื้นที่หน้าตัดแกนเหล็ก
- B = ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก
- H = ความเข้มสนามแม่เหล็ก
- l = ความยาวของเส้นทางเดินของฟลักซ์
- θ = mmf. ของวงจรแม่เหล็ก
- σ = ค่าระยะห่างของแก๊ป
- μ_0 = ค่าเปอร์มิคิบริตี้ของอากาศ
- μ_r = ค่าเปอร์มิคิบริตี้ของแกนเหล็ก

โดยเริ่มต้นจากสมการของค่าอินดักแตนซ์คือ

$$L = W \frac{d\phi}{dt} \quad (20.)$$

สมการปริมาณสนามแม่เหล็กภายในแกนเหล็กคือ

$$\phi = AB \quad (21.)$$

โดยที่ A เป็นพื้นที่ดังแสดงในรูปที่ 3(บ) สมการ (20.) และสมการ (21.) สามารถจัดใหม่ได้คือ

$$L = WA \frac{d\phi}{dt} \quad (22.)$$

และ $L = \frac{W^2 A}{WA} \frac{dB}{dW} \quad (23.)$

และ $L = \frac{W^2 A}{WA} \frac{dB}{d\theta} \quad (24.)$

เมื่อ θ เป็น mmf. ของวงจรแม่เหล็กซึ่งมีค่าเป็น

$$\theta = H_1 I_1 + H_2 L_2 + H_3 \sigma = W_i \quad (25.)$$

จาก $B = \mu_0 \mu_r H \quad (26.)$

สมการ (24.) และ (25.) สามารถจัดใหม่ได้เป็น

$$\theta = \frac{B_1 I_1}{\mu_0 \mu_{r1}} + \frac{B_2 I_2}{\mu_0 \mu_{r2}} + \frac{2\sigma B_3}{\mu_0} \quad (27.)$$

สมมติให้ $B_1 \cong B_2 \cong B_3 \cong B$, $\mu_{r1} \gg \mu_0$, $\mu_{r2} \gg \mu_0$ ดังนั้นสมการ (26.) สามารถจัด
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใหม่คือ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta \cong \frac{2\sigma B}{\mu_0} \quad (28.)$$

สมการ (24.) และ (28.) สามารถนำมาจัดใหม่จะได้สมการโดยประมาณของค่าอินดักแตนซ์คือ

$$L \cong \frac{W^2 A \mu_0}{2\sigma} \quad (29.)$$

สมการ (29.) จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบอินดักเตอร์แต่ในการออกแบบจริงจะต้องพิจารณาระยะห่างของแกน EI (Air Gap) ต่ำสุดซึ่งจะทำให้อินดักเตอร์อิ่มตัว (Saturation) การพิจารณาเริ่มต้นโดยสมมติให้ mmf (Magnetomotive force) ที่เกิดขึ้นบนวงจรแม่เหล็กจะปรากฏบนระยะห่างของแกน EI และปริมาณสนามแม่เหล็กสูงสุด (B_{max}) จะเกิดขึ้นเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลสูงสุด (I_{max}) ซึ่งได้สมการของ mmf. คือ

$$W_{imax} = H_{max} 2\sigma \quad (30.)$$

และ $B_{max} = \mu_0 H_{max} \quad (31.)$

สมการ (29.) และ (30.) สามารถจัดใหม่ได้เป็น

$$\sigma_{min} \geq \frac{W_{imax} \mu_0}{2B_{max}} \quad (32.)$$

สมการ (32.) แสดงค่าระยะห่างต่ำสุดของแกน EI ดังนั้นสามารถสรุปวิธีการออกแบบอินดักเตอร์ได้คือ

1. ต้องทราบค่าอินดักเตอร์ที่ต้องการและกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่จะใช้
2. เลือกแกนเหล็ก EI ซึ่งทราบค่า B_{max} , W
3. หาค่าระหว่างของแกน EI ต่ำสุด (σ_{min}) จากสมการ
4. นำค่าจากข้อ2.และข้อ3. ไปคำนวณค่าอินดักแตนซ์สูงสุด ซึ่งไม่ทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวดัง

ในสมการ

5. ถ้าค่าอินดักแตนซ์ที่ได้มากเกินไป ก็ปรับแต่งค่าอินดักแตนซ์โดยการเพิ่มค่าระยะห่างของแกน EI

6. ถ้าค่าอินดักแตนซ์ที่ได้น้อยไป ก็ปรับแต่งค่าอินดักแตนซ์ โดยการเพิ่มค่า A หรือ W

Rectifier Converter Using Thyristors and the TCA 785 Integrated Phase Control

Part 1: Basic circuits

Reprint from "Siemens Components" 23 (1985) - Issue 4 - Pages 158 to 163 - Issue 5 - Pages 193 to 201 - Author: Werner Schott

Phase control by thyristors is common practice when converting single- and three-phase ac into dc and providing power control at the same time.

To control high-power thyristors in power electronics requires special devices. The TCA 785 monolithic integrated phase control has been developed for this purpose.

By the selection and configuration of switching points with external access it allows a large variety of functions to be performed which would otherwise involve high costs using discrete semiconductors in conventional circuitry.

The first part of this article describes the TCA 785 and thyristor control. In a second part to follow, line-commutated rectifier converter circuits and ac current controllers will be dealt with.

The TCA 785 integrated phase control suits very well to a large number of drive circuits such as:

- line-commutated current converter circuits, e.g. half and fully controlled single-phase and three-phase bridge circuits as well as star and double star circuits.
- non-commutating current converter circuits, e.g. single- or three-phase current controllers and switches.
- These applications require different control devices, i.e. 2-, 3-, 4- or 6-pulse control sets.

Further requirements of integrated circuits to control power elements are:

- ICs for power electronics must be capable of triggering two thyristors connected either in series or back-to-back.

- three-phase operation requires paralleling of ICs to allow the delay angle to be adjusted in the three phases R, S, T with only one potentiometer.
- Trigger pulse shifting should be possible continuously between 0 and 180° in the delay angle.
- Depending on the load or circuit design different pulses (long, short, continuous pulses) should be generated to trigger the thyristor.

Other TCA 785 applications are as zero crossing switch in full-wave control with a triac and a voltage pulse width converter with optional fixed frequency ($f = 10$ to 500 Hz).

Special features of the TCA 785 include the following: wide application range because of external accessibility, supply voltage 8 to 18 V, extended temperature range -25 to $+85$ °C, current consumption only 4.5 to 10 mA.

- LSI compatible, i.e. controllable by slow-speed, interference-free logic with 15-V signal level,
- two outputs for 250 mA trigger current each,
- two additional outputs with inverted signals,
- inhibit function: trigger pulse inhibit, arc suppression,
- trigger pulse extension by external capacitor,
- reliable zero crossing recognition,
- protective circuitry against intermittent triggering, three circuits only necessary for six pulse operation, use as zero crossing switch and voltage pulse width converter possible.

Functions of the TCA 785

The block and pulse diagrams Figs. 1 and 2 show the main functions of this integrated circuit. The major part of the IC is supplied by an internally controlled voltage $U_{ref} \approx 3.1$ V. Thus the main parameters are independent of the dc supply voltage U , and a wide supply voltage range $U_s = 8$ to 18 V is permitted.

The positive pole is connected to Pin 16 and negative pole to pin 1 (reference potential ground). Current consumption (without load) is up to 10 mA.

Output of the controlled voltage $U_{ref} \approx 3.1$ V is provided at pin 8 via an internal decoupling resistor.

To enhance noise-immunity a holding capacitor C8 can be connected to ground here (reference potential).

In current converter circuits requiring several TCA 785 devices (typical of three-phase current circuits) these

Dipl.-Ing. (FH) Werner Schott, Siemens AG, Bereich Bauelemente, Anwendungstechnik, München

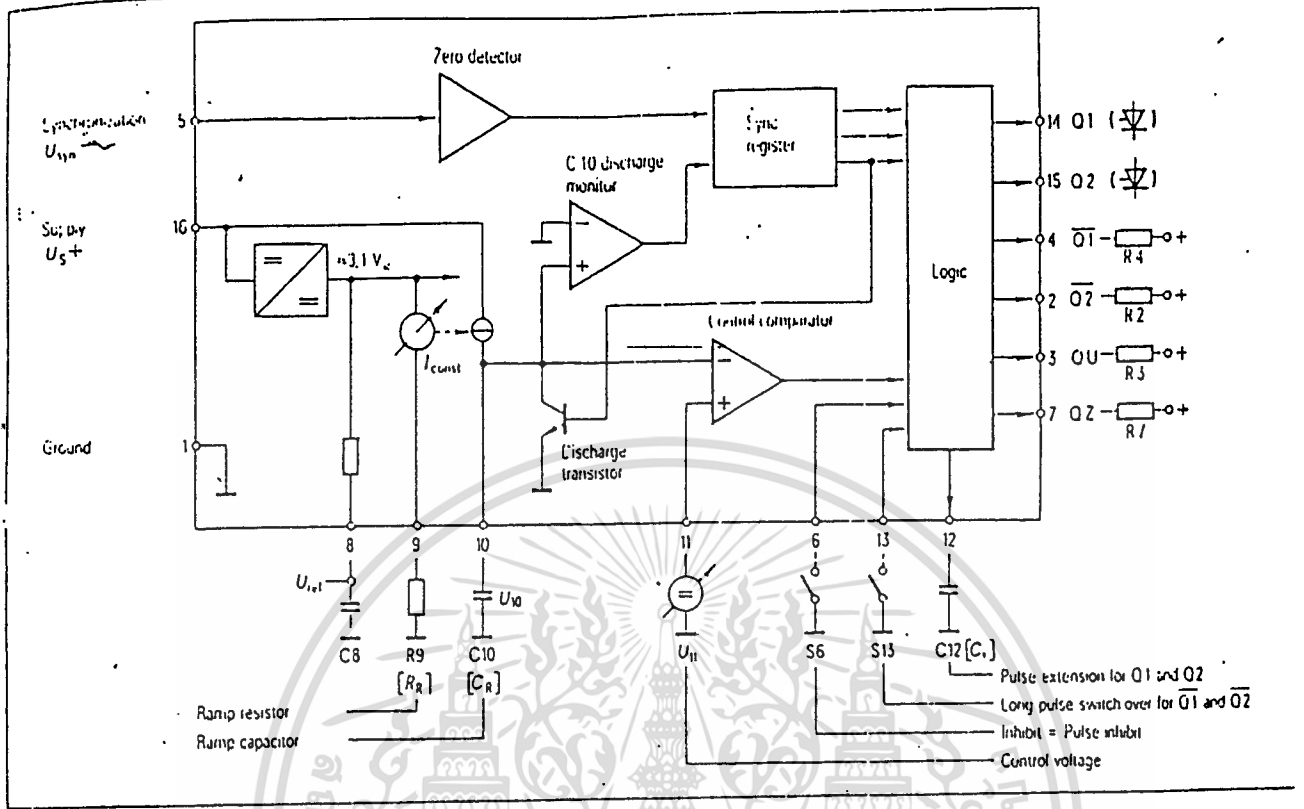


Fig. 1 Block diagram of the TCA 785 integrated phase control

points have to be paralleled to provide uniform control conditions in all phases and in controlled current converter branches as well.

The synchronization signal U_{syn} is derived from the line voltage via a high-value resistor. U_{syn} has to be connected to pin 5 and ground to pin 1.

A highly sensitive zero-crossing detector provides synchronization. The detector is followed by a synchronization register which controls a ramp generator (sawtooth).

The latter mainly consists of a constant current source I_{const} which charges external capacitor C10 or C_R linearly with time via pin 10. The ramp capacitance of C10 should be between 500 pF and 1 μ F always bearing in mind that sawtooth flyback times may increase in proportion to the C10 value (see Fig. 3) and that maximum and minimum values of I_{13} will not be exceeded.

Current I_{const} is adjustable by external resistor R9 or $R_R = 3$ to 300 k Ω via pin 9.

The RC network R9, C10 thus defines the rise of off-state ramp voltage U_{10} . Each ramp commences with a zero crossing of the sync voltage and ends with the following by discharging ramp capacitor C10 via an internal discharge transistor.

The logic circuitry of the sync register releases the information at the zero detector output to the following circuit only after the discharge monitor indicates complete discharge of C10.

This is of major importance when using the TCA 785 as a zero crossing switch and pulse width converter.

Leakage voltage at C10 does not affect the controllability of the TCA 785 and the way in which the control voltage is supplied.

In this case trouble-free adaptation of op-amps to the IC is possible. At the instant when the control voltage reaches the leakage voltage value maximum phase control of 180° is obtained (Fig. 4) and will be maintained (full wave) even with control voltages which

may be below the leakage voltages and approaching 0 V.

DC control voltage U_{11} has to be connected to pin 11 (with ground to pin 1). The control comparator compares control dc voltage and ramp voltage U_{10} . If the latter exceeds control voltage U_{11} , appropriate output pulses start at control angle α . The subsequent logic determines the kind and width of the different output pulses (positive to ground) by means of several links (see waveform in Fig. 2).

Main outputs Q1 (pin 14) and Q2 (pin 15) are given by an emitter follower capable of handling a maximum 250 mA.

They are allocated to half-waves of the same polarity.

Q1 delivers pulses only in the negative half-wave and Q2 in the positive one of the sync voltage.

Pulse duration is about $\beta = 30 \mu$ s (short pulse without connection to pin 12). It is freely extendible by external capacitor C12 or C_i (see Table 1 for pulse extension values).

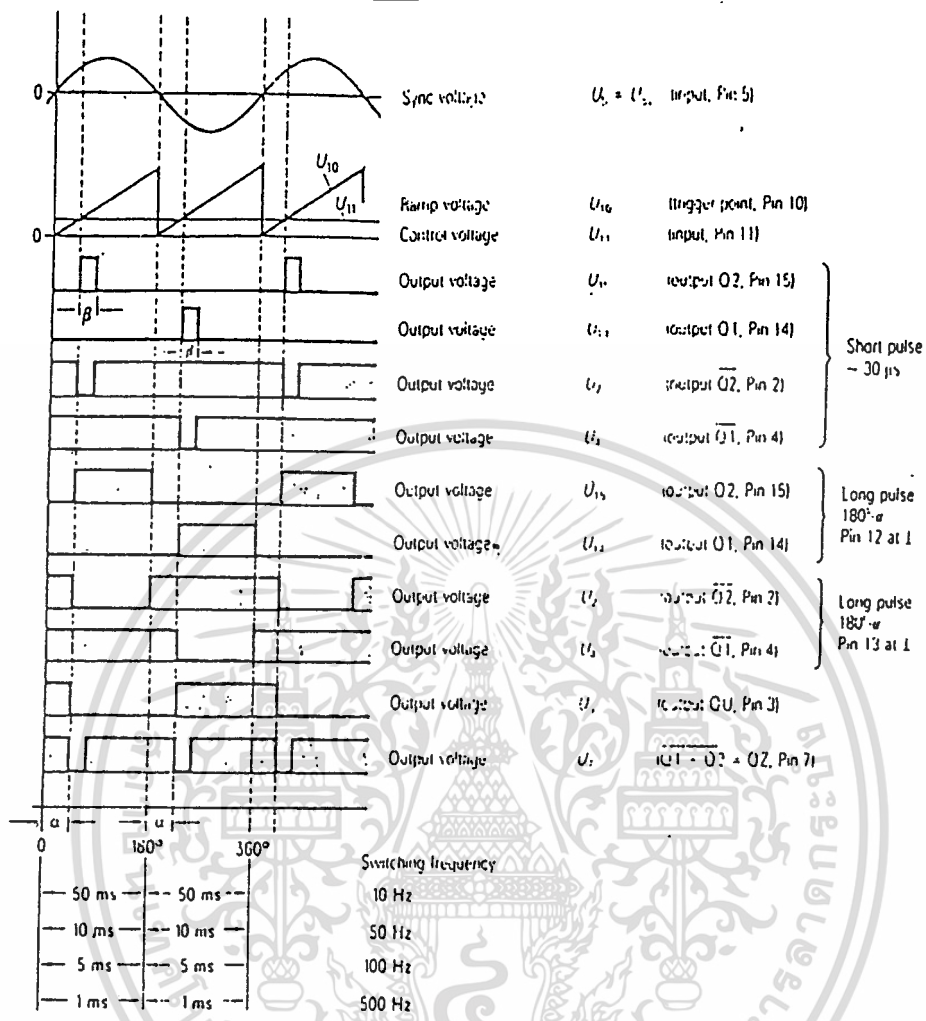


Fig. 2 TCA 785 waveforms

If the trigger input at pin 12 is short-circuited to ground, pulse widths of $\beta = 180^\circ - \alpha$ (long pulse) result.

Auxiliary outputs Q1 (pin 4) and Q2 (pin 2) are open collectors capable of handling 10 mA at maximum.

A signal can only be switched at either output when collector resistors R4 and R2 ($\approx 15 \text{ k}\Omega$) are externally connected between output and positive pole. The signal delivered corresponds to the inverted signal of Q1 and Q2. Pulse duration (output towards positive pole) is about $\beta = 30 \mu s$.

If trigger point at pin 13 is connected to ground, pulse widths (output to positive pole) of $180^\circ - \alpha$ (long pulse switching) occur here as well. Both auxiliary outputs QU (pin 3), QZ (pin 7) are

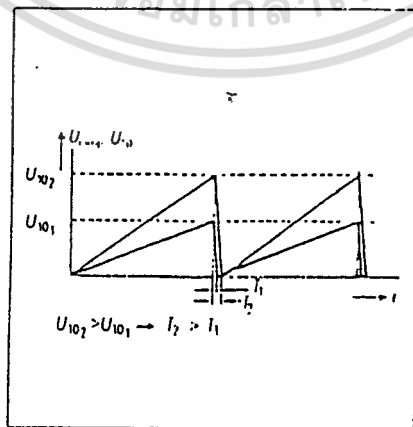


Fig. 3 Sawtooth flyback time. The sawtooth flyback time depends also on the value of the ramp resistor R9 which, together with the ramp capacitor C10 determines the ramp voltage. Thus with large ramp voltages, flyback times are always long because more energy has to be discharged

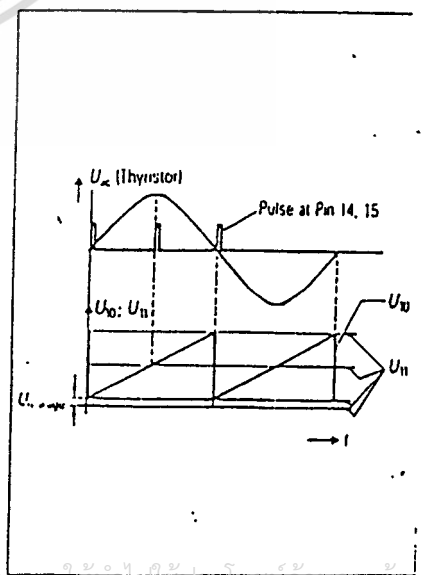


Fig. 4 Leakage voltage at capacitor C10

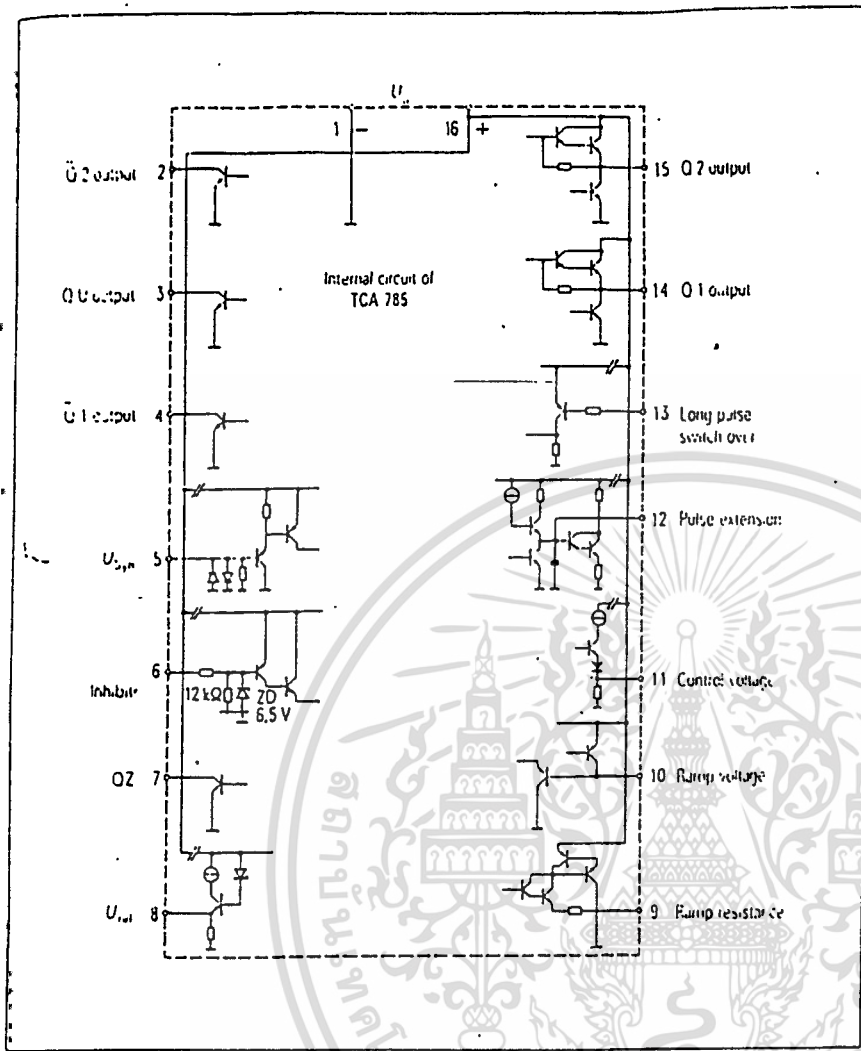


Fig. 5 Internal circuit of the TCA 785 output stage

provided as open collectors and serve for particular applications (e.g. control of external logic). To obtain a signal collector resistors R3 and R7 are necessary, as above, between output and positive pole. The signal of output QU is similar to that of Q1 but with a width $\beta = 180^\circ = \text{constant}$. The signal at output Q2 corresponds to the NOR-link of Q1 and Q2, i.e. $\overline{Q1 + Q2}$. In the following application auxiliary outputs are neglected. To enhance noise-immunity here it is a good idea to connect output QZ (pin 7) to ground. Pulse inhibit (pin 6) can suppress pulses simultaneously at all outputs (Q1, Q2, Q1, Q2, QU). Trigger point at

pin 6 has to be connected to ground by a switch, a relay contact or a npn-transistor. Fig. 5 shows the internal circuit of the TCA 785 IC output stages. Thyristor trigger module Control of thyristors in line-commutated or non-commutating current converters requires particular trigger modules. A thyristor is triggered by a positive current pulse between gate and cathode. The control pulse is maintained until reaching the latching current. The thyristor is switched off by reducing the main current flowing between anode and cathode to below the holding current.

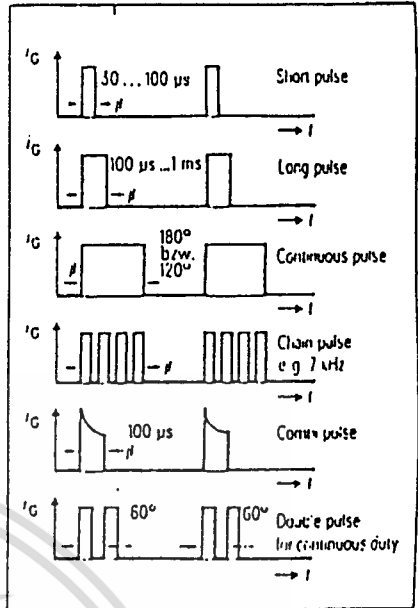


Fig. 6 Pulse waveforms for thyristor triggering. Short pulse $\beta = 30$ to $100 \mu\text{s}$, for resistive loads in the rated current range. Long pulse $\beta = 100 \mu\text{s}$ to 1ms , for slightly inductive loads or small resistive loads and partial load range. Continuous pulse $\beta = 180^\circ - \alpha$, for highly inductive loads, no trigger pulse transformer with large voltage-time range is required. Pulse train with 5 to 7 kHz clock frequency, to allow operation with small trigger pulse transformer, i.e. small voltage time range (mVs). Combined pulse for high rates of trigger current: $di/dt = 1$ to $3 \text{ A}/\mu\text{s}$ to trigger series connected thyristors. Double pulse to control fully controlled three-phase bridges

Depending on load and circuit design various pulses of different durations are applied to trigger the thyristor. These pulses are shown and annotated in Fig. 6. All trigger pulses, except the chain pulse, can be generated by the TCA 785. A CMOS device is required for the chain pulse. Directly controlling low power thyristor with line voltage Fig. 7 shows a phase control using the TCA 785 for directly controlling a BS1C1040 low-power thyristor. Phase angle is adjustable between 0 and 180° and power at the load between 0 and 400 W .

IC supply voltage (pin 16) is drawn from the line directly via series resistor R_1 , rectified by diode D1 and regulated to 15 V by Z-diode D4. Electrolytic capacitor C1 smooths the dc voltages produced by half-wave rectification.

In the case of line supply the circuit has to be adapted to the specified maximum value of power consumption (without load) of 10 mA and the minimum supply voltage U_0 of 8 V (must not fall below).

The synchronization input (pin 5) is connected to phase R via a series resistor of 220 k Ω and to ground potential via two back-to-back diodes (D2, D3). The diodes limit the voltage at the sync input to about ± 0.6 V.

The ramp generator frequency is determined by the zero adapter, i.e. at each zero crossing of the line frequency the sawtooth voltage is re-started. Ramp capacitor ($C_R = 47$ nF) and ramp resistor ($R_R = 100$ k Ω) adjust the rate of off-state voltage.

In the present circuit the sawtooth amplitude is 7 V.

Control voltage U_{11} is adjustable between 0 and 7 V by potentiometer P1. U_{11} must not exceed the peak ramp voltage \hat{U}_r (see data book).

Thus the angle of current flow at the load can be chosen between 0 and 180°. In the half-wave control described, only output Q2 (pin 15) has to be connected to the thyristor gate. A positive trigger pulse is routed to the gate at 20-ms intervals during the positive half-wave. Output Q1 (pin 14) generating a positive trigger pulse during the negative half-wave remains unused. The output pulse width depends on capacitor C_1 , as shown in Table 1. Pulse widths of the TCA 785 (pulse width capacitor C_1) is 620 μ s/nF typical. The thyristor in the circuit shown in Fig. 7 is triggered by a pulse of 205 μ s duration with 47 mA trigger current.

Switching on and off with inhibit signal

Positive trigger pulses for the thyristor are generated during the line positive half wave only when the voltage at

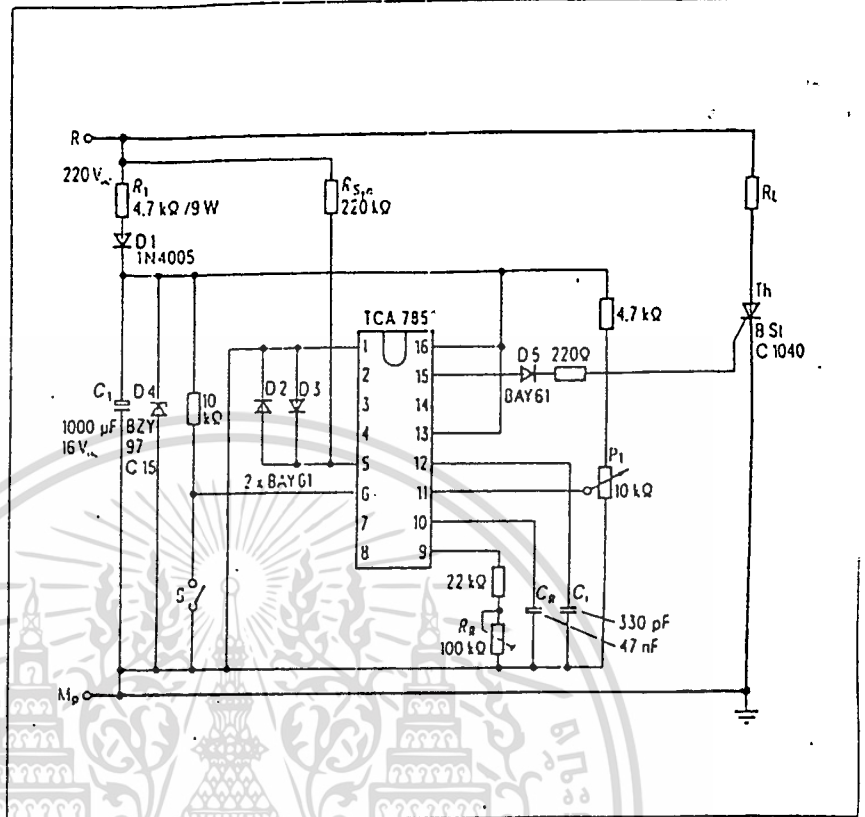


Fig. 7 Phase control with Direct triggered BSt C1040 thyristor

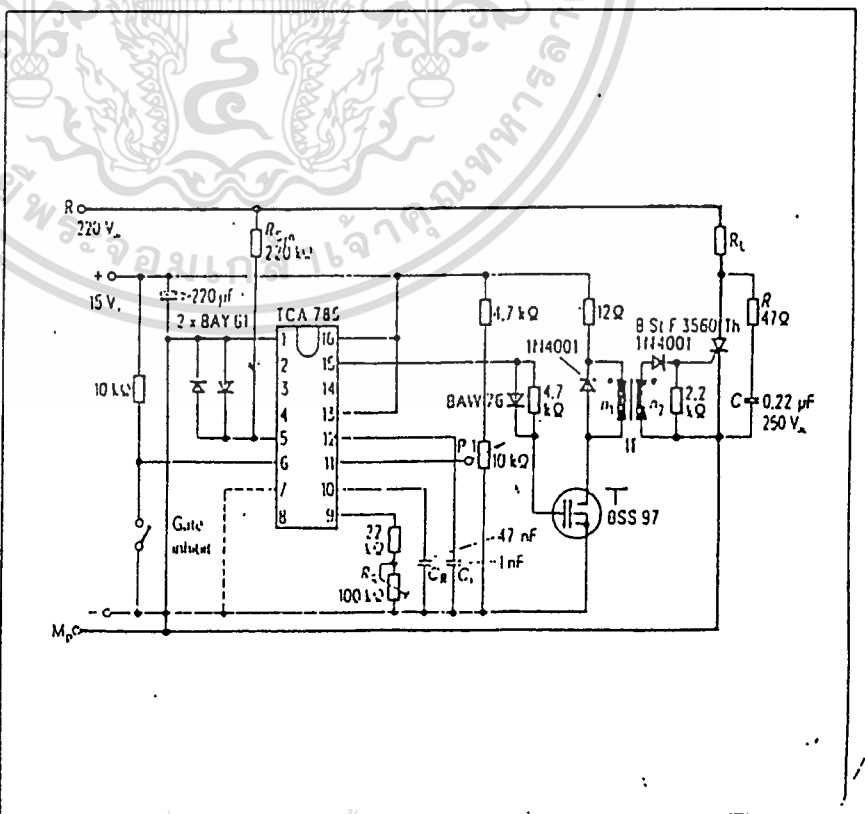


Fig. 8 Thyristor phase control with transistor trigger pulse amplifier and trigger pulse transformer

แม้ว่ากรรมเดาทั้งสน อีกทั้งห้ามมิเหตุแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

inhibit input (pin 6) is above +4 V. Thus a 10-k Ω resistor is connected to the operating voltage (pin 16). If the voltage at the inhibit input falls below +2.5 V output pulses are blocked.

Open circuit at pin 6 to ground or Mp, possibly made by a switch S or a logic circuit, switches off the load independently of the signal states of the TCA 785.

These inhibit levels to disable ($U_{in} < +2.5$ V) or enable outputs ($U_{in} > +4$ V) need special attention when generating thyristor pulses. They require a large amount of power.

Because of the loss in series resistor R1 a power supplies are insufficient, which may switch off the IC and thus cause interference in the circuitry.

Direct triggering of high-power thyristors at constant supply voltage

The TCA 785 integrated phase control with 250 mA output current is capable of directly controlling high-power thyristors over the entire temperature range up to a minimum trigger current of 250 mA.

A local power supply with transformer and rectifier is required here. Dc power

at the load is controlled by potentiometer P1.

Voltage isolating control circuit for thyristors

Line-commutated current converters mostly have several thyristors in a single or three-phase current arrangement.

At the interface between trigger and main current circuits of a current converter voltage isolation becomes a major problem.

Pulse transformers allow short, long, combined or double pulses to be conveniently fed to the thyristor gate.

Fig. 8 shows a phase control with transistor and trigger pulse amplifier and transformer. Trigger pulses are fed to the BSt F35 thyristor via a trigger transformer.

Thus the entire control circuit is electrically isolated from the line. Trigger pulses generated in the IC are amplified in the subsequent power stage by a BSS 97 SIPMOS driver transistor. The TCA 785 produces an output current pulse of 2 mA on pin 15 at intervals of 20 ms.

A control current of 1 A is fed to the primary winding of the trigger transformer via the trigger pulse amplification stage (transistor T).

The thyristor gate obtains a trigger current of 1 A with a pulse width of 550 μ s and a gate-cathode voltage of 2 V from the secondary winding of pulse transformer IT (ratio $\bar{u} = 1:1$).

Though large thyristors have a minimum trigger current I_{GT} of 250 mA from value F ($I_{TAV} > 25$ A) according to the data book (at worst conditions, e. e. at lowest temperatures) a gate current of 1 A is delivered from the control unit to give fast and low-loss thyristor switch-on. When switching off the pulse it is necessary to ensure that the trigger pulse transformer's voltage is discharged without producing peaks which may be harmful to the driver transistors. To obviate this risk, a diode in the control circuit is connected in parallel to the transformer winding u_T .

If, for example, the current flow at +15 V through the transformer and driver transistor is cut off to 0 V by the transistor, the voltage rises at the transistor's drain. At this instant current flows through the diode and thus power is discharged.

The control unit is operated at a constant supply voltage, e. g. +15 V from conventional low-frequency power supplies.

Table 1 Output pulse width depending on capacitors C, or C12.

Capacitance C, for pulse msum	0	150 pF	220 pF	330 pF	680 pF	1020 pF
Trigger pulse width	30 μ s	93 μ s	137 μ s	205 μ s	422 μ s	620 μ s

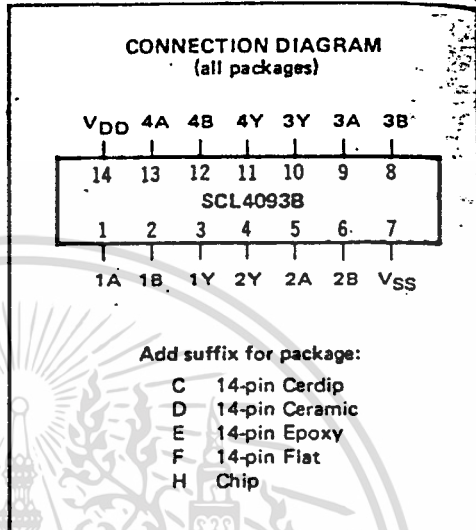


FEATURES

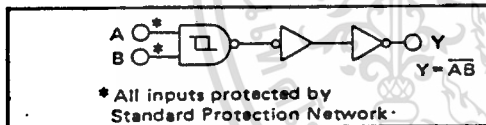
- ◆ Schmitt Trigger Action on each Input with no External Components
- ◆ Quad 2-Input NAND Configuration
- ◆ Noise Immunity Greater than 50%
- ◆ No Limit on Input Rise and Fall Times
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4093B consists of four Schmitt trigger circuits. Each circuit functions as a 2-input NAND gate with Schmitt trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive- and negative-going signals. The difference between the positive voltage (V_P) and the negative voltage (V_N) is defined as the hysteresis voltage (V_H). This device is useful in high-noise environments and in wave and pulse shapers and multivibrators.



LOGIC DIAGRAM

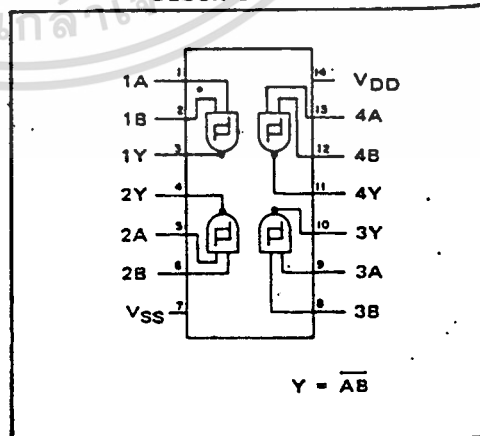


RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vd
Operating Temperature	T_A	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

BLOCK DIAGRAM



55A
70A
90A

- Features**
- Standard voltage
 - Electrically isolated base plate
 - 3500 V rms isolating voltage
 - Standard JEDEC package
 - Simplifies mechanical designs, rapid assembly
 - High surge capability
 - Large creepage distance
 - Alumina substrate
 - UL E 78098 approved

Description

This IRK series of ADD-A-paks use power-diodes in four basic configurations. The semiconductors are electrically isolated from the metal base, allowing common heatinks and compact assemblies to be built. They can be interconnected to form single phase or three phase bridges and the single diode module can be used in conjunction with the thyristor module as a freewheel diode. These modules are intended for general purpose applications such as battery chargers, welders and plating equipment.

Major Ratings and Characteristics

Parameters	IRK.56	IRK.71	IRK.91	Units
I_{AV} @ $T_c = 100^\circ\text{C}$	55	70	90	A
I_{RMS}	98	110	141	A
I_{FSM} @ 50Hz	1600	1790	2020	A
I_{FSM} @ 60Hz	1680	1870	2110	A
I_{T1} @ 50Hz	12890	15900	20430	A ² ·s
I_{T1} @ 60Hz	11760	14530	18650	A ² ·s
I_{T2}	128000	159000	204300	A ² ·√s
V _{RRM} range	400 to 1200			V
T_j range	-40 to 150			°C

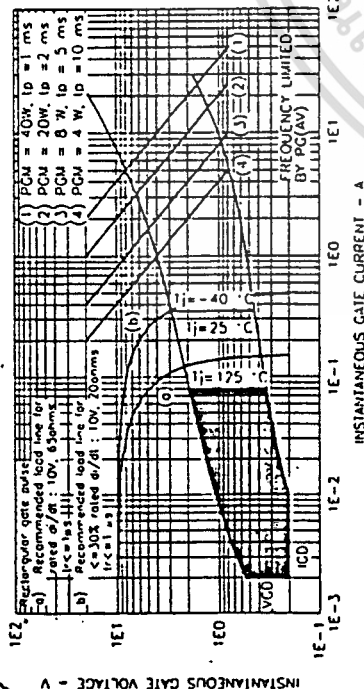
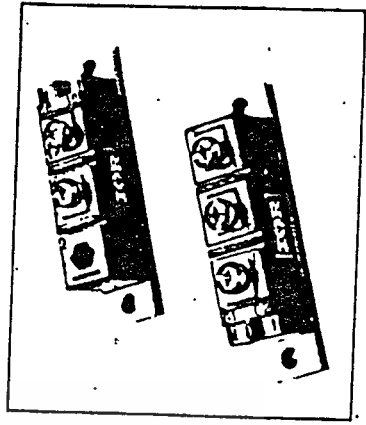


Fig. 6 - Gate Characteristics

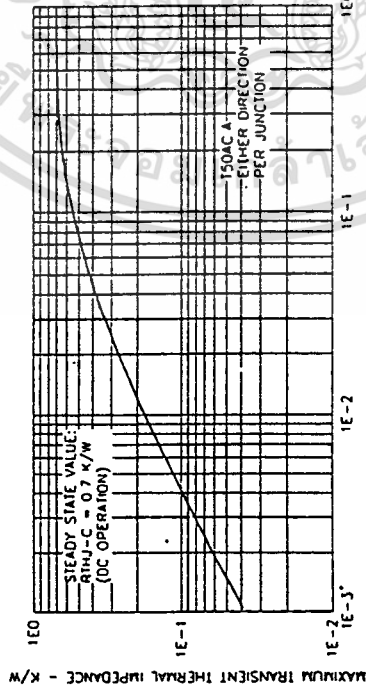


Fig. 7 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

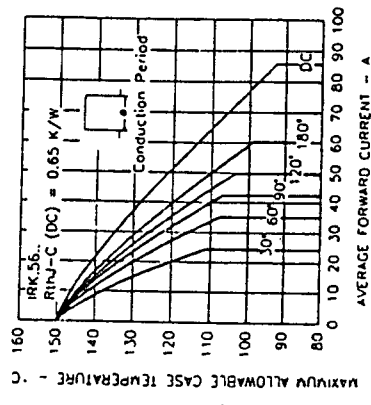
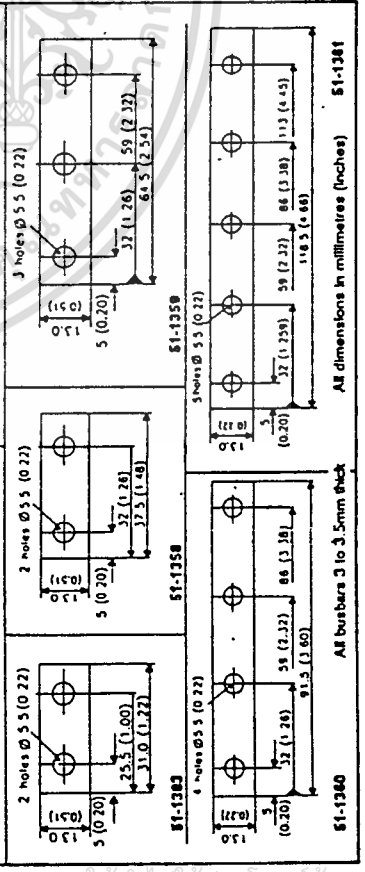
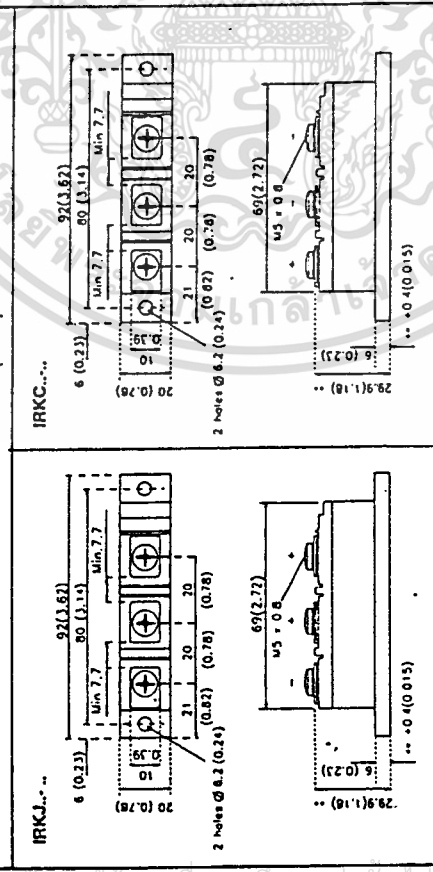
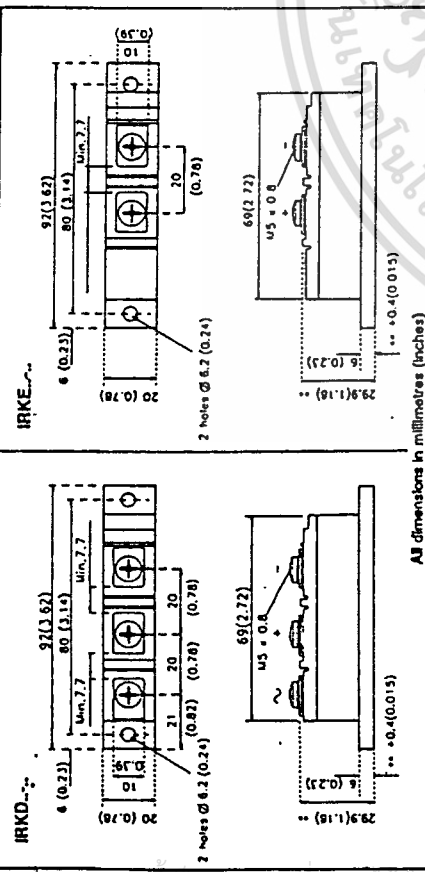


Fig. 2 - Current Ratings Characteristics

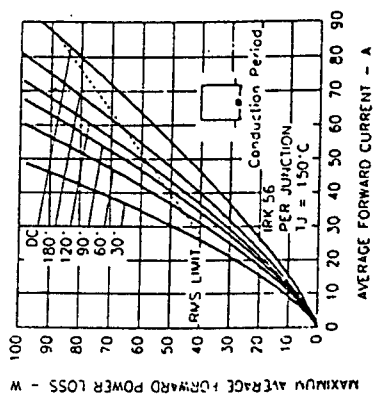


Fig. 3 - Forward Power Loss Characteristics

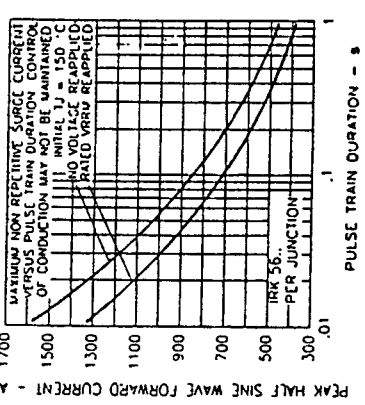


Fig. 4 - Forward Power Loss Characteristics

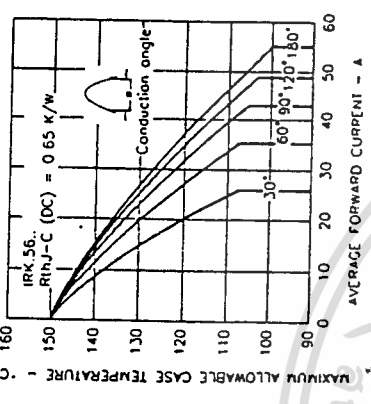


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

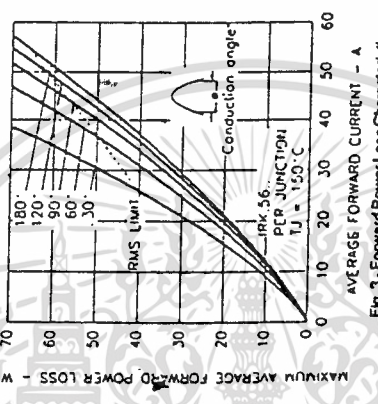


Fig. 3 - Forward Power Loss Characteristics

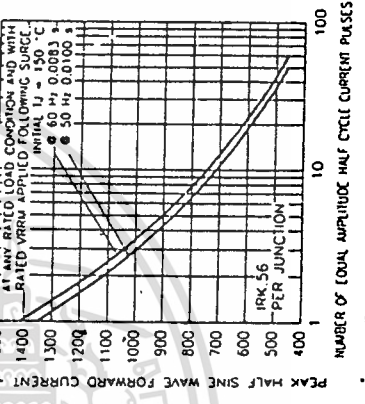


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

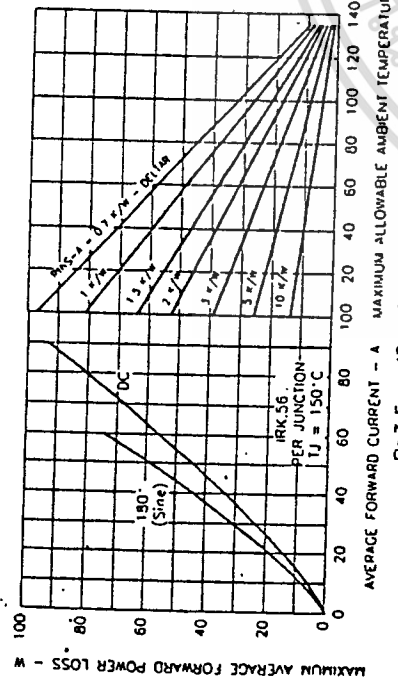


Fig. 7 - Forward Power Loss Characteristics

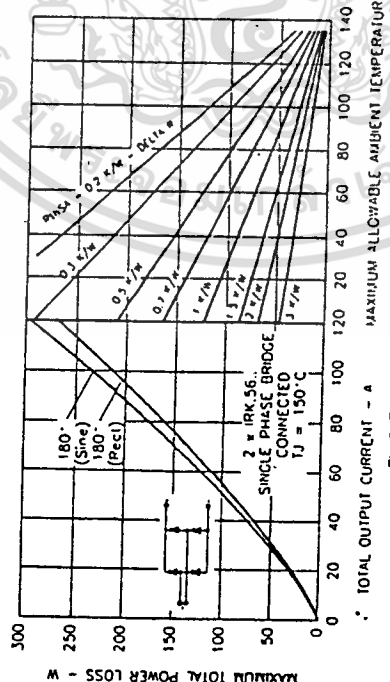


Fig. 8 - Forward Power Loss Characteristics

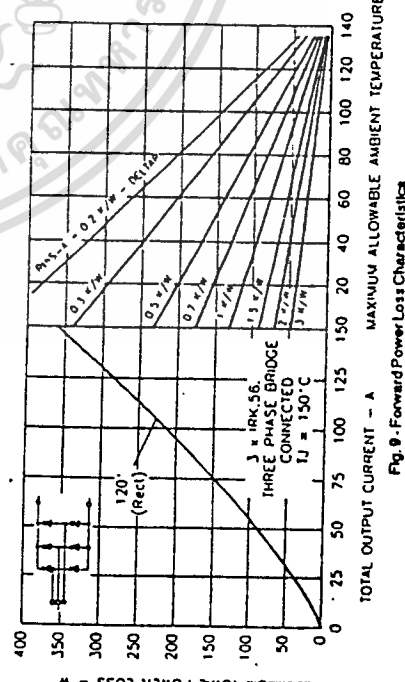


Fig. 9 - Forward Power Loss Characteristics

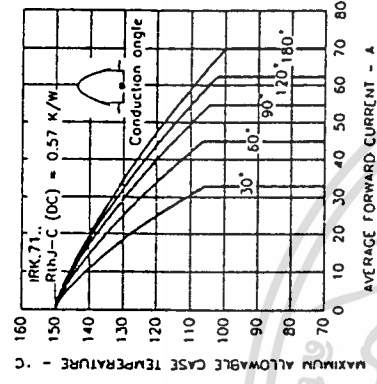


Fig. 10 - Current Ratings Characteristics

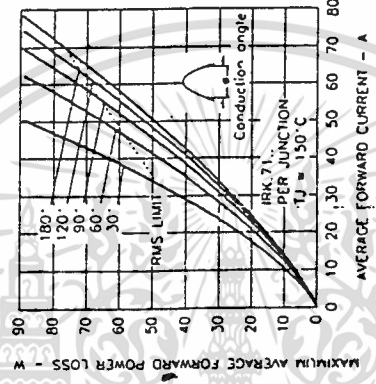


Fig. 11 - Current Ratings Characteristics

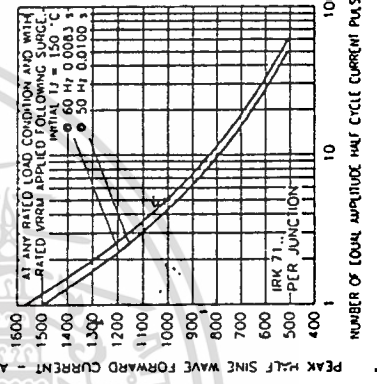


Fig. 12 - Forward Power Loss Characteristics

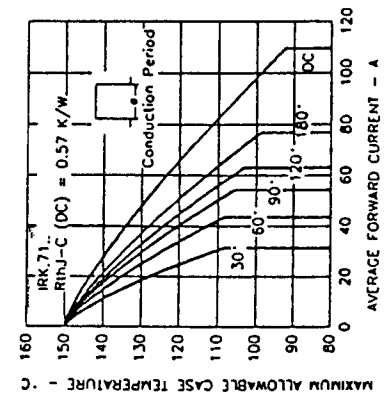


Fig. 13 - Forward Power Loss Characteristics

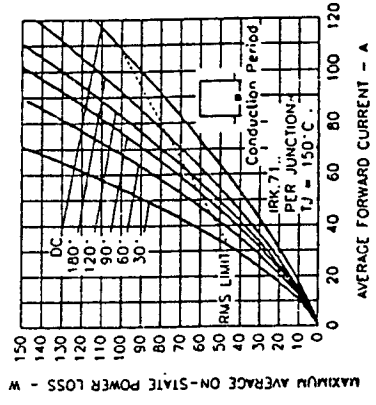


Fig. 14 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

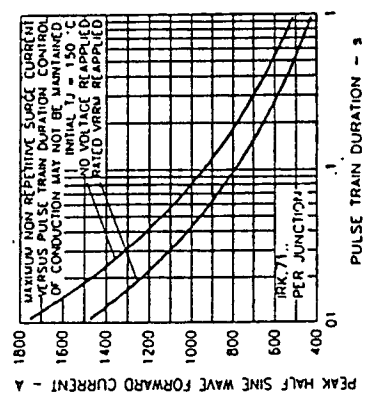


Fig. 15 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะมิได้ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

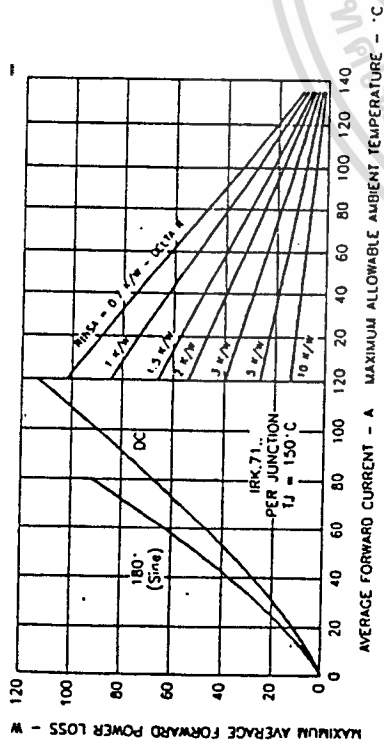


Fig. 16 - Forward Power Loss Characteristics

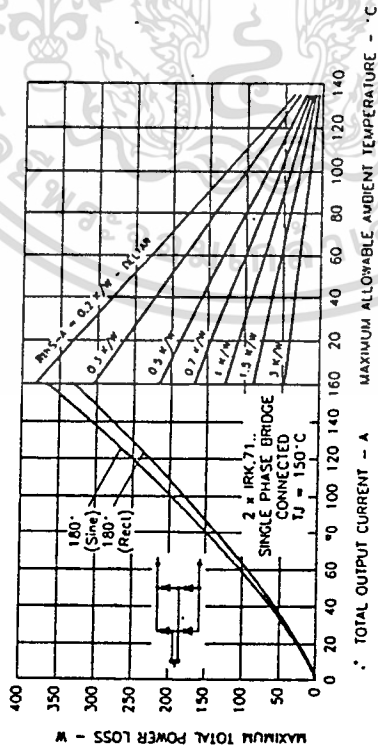


Fig. 17 - Forward Power Loss Characteristics

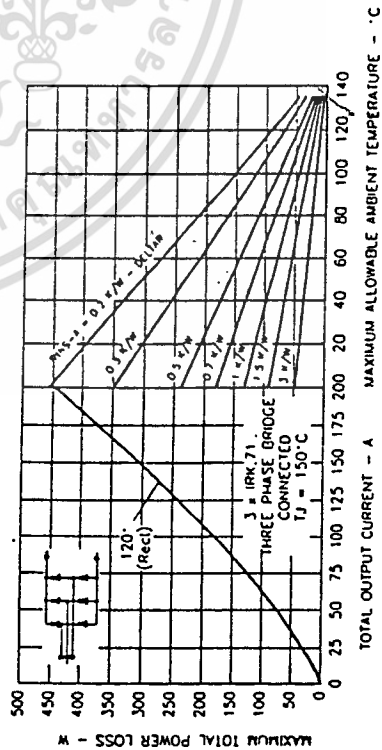


Fig. 18 - Forward Power Loss Characteristics

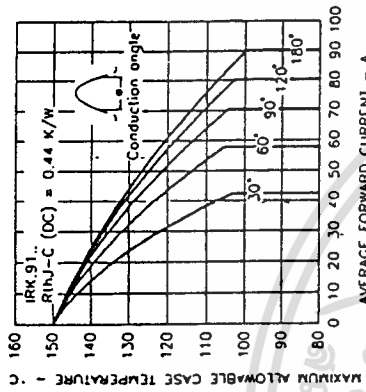


Fig. 19 - Current Ratings Characteristics

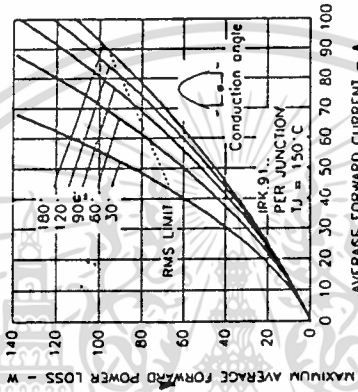


Fig. 20 - Current Ratings Characteristics

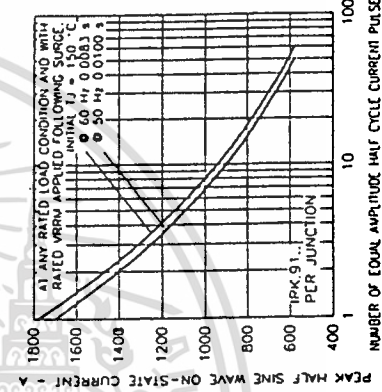


Fig. 21 - Forward Power Loss Characteristics

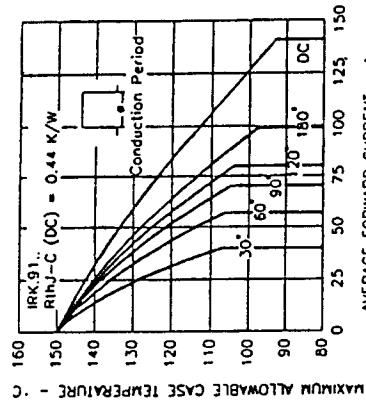


Fig. 22 - Forward Power Loss Characteristics

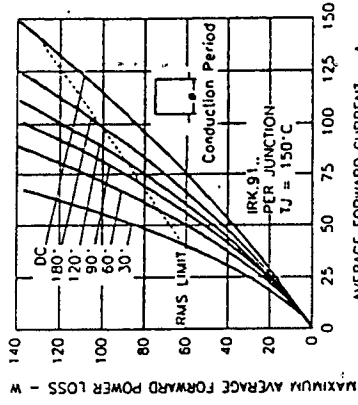


Fig. 23 - Forward Power Loss Characteristics

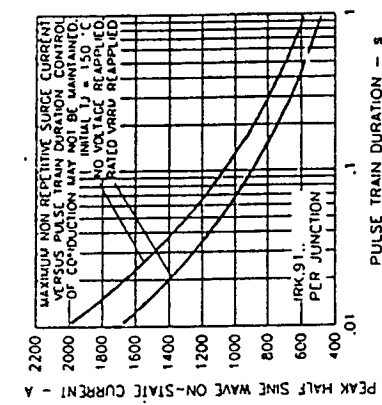


Fig. 24 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

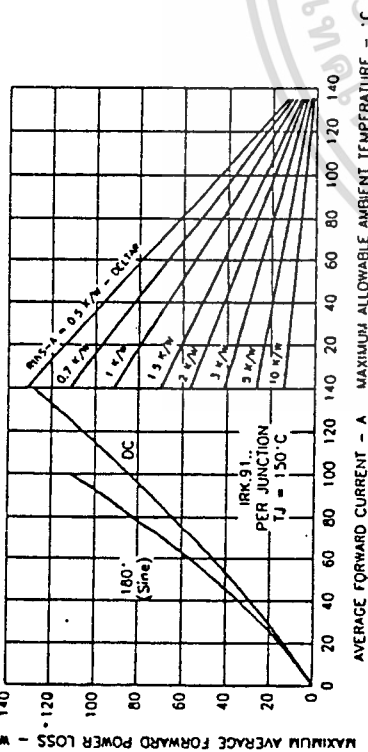


Fig. 25 - Forward Power Loss Characteristics

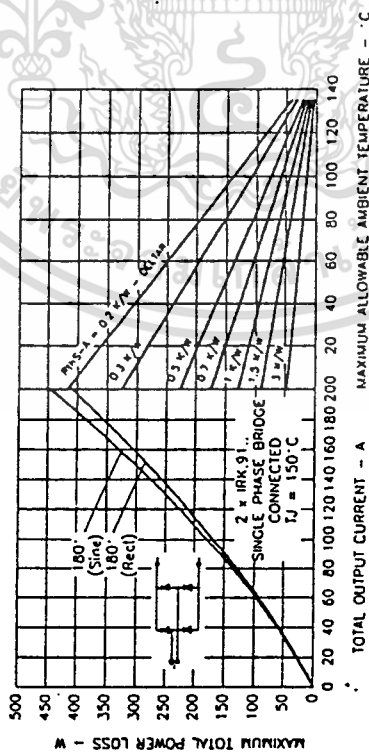


Fig. 26 - Forward Power Loss Characteristics

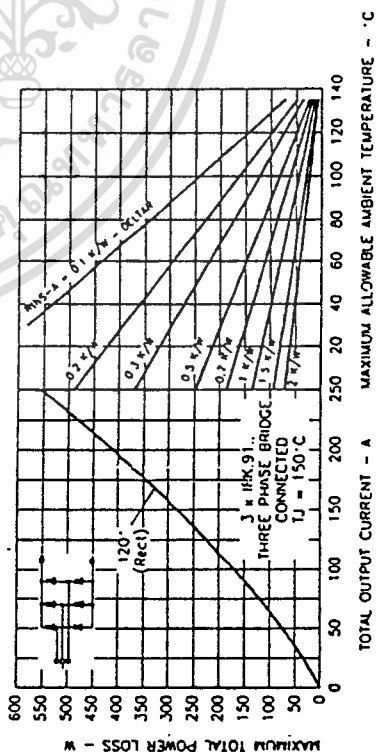


Fig. 27 - Forward Power Loss Characteristics

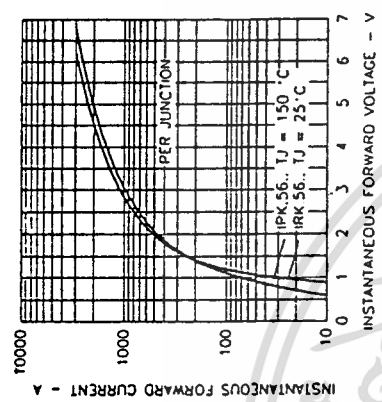


Fig. 28 - Forward Voltage Drop Characteristics

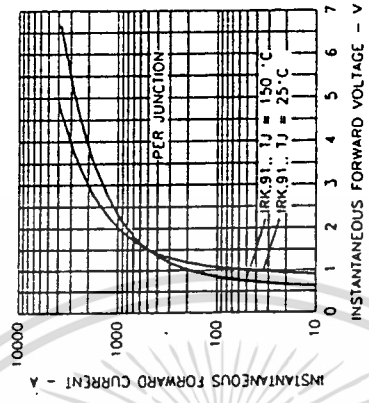


Fig. 29 - Forward Voltage Drop Characteristics

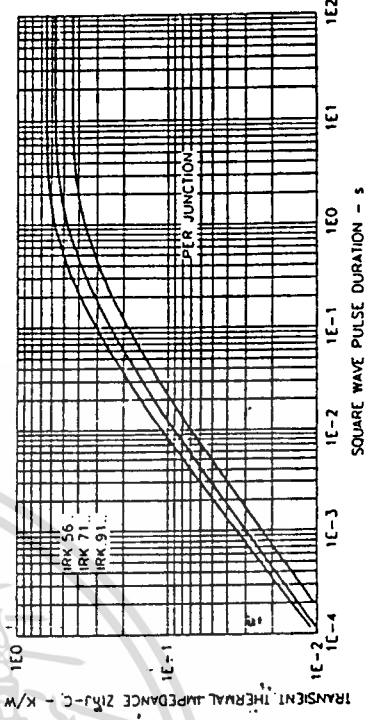


Fig. 30 - Forward Voltage Drop Characteristics

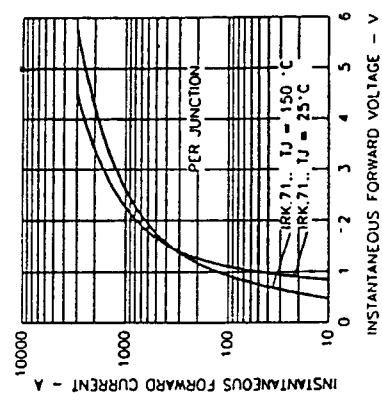


Fig. 31 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THYRISTOR/DIODE and
THYRISTOR/THYRISTOR

ADD-A-pak™ Power Modules

25A - 40A
55A - 70A
90A

Features

- Electrically isolated base plate
- 3500 V RMS Isolating voltage
- Standard JEDEC package
- Simplified mechanical designs, rapid assembly
- Auxiliary cathode terminals for wiring convenience
- High surge capability
- Wide choice of circuit configurations
- Large creepage distances
- UL E 78998 approved

Description

These IRK series of ADD-A-pak use power diodes and thyristors in a variety of circuit configurations. The semiconductor chips are electrically isolated from the metal base, allowing common heatinks and compact assemblies to be built. They can be interconnected to form single phase or three phase bridges or AC controllers. These modules are intended for general purpose high voltage applications such as high voltage regulated power supplies, lighting circuits, and temperature and motor speed control circuits.

Major Ratings and Characteristics

Parameters	IRK.26	IRK.41	IRK.56	IRK.71	IRK.91	Units
I_{TAV} or I_{FAV} @ 85°C	25	40	55	70	90	A
$I_{T(RMS)}$ (*)	55.5	89	122	155	200	A
I_{TSM} @ 50Hz	595	850	1310	1665	1785	A
I_{TSM} @ 60Hz	625	890	1370	1740	1870	A
I_T @ 50Hz	1.77	3.61	8.50	13.85	15.91	KA ² /s
I_T @ 60Hz	1.62	3.30	7.82	12.56	14.52	KA ² /s
I_T @ 60Hz	17.7	36.1	85.6	130.6	159.1	KA ² /s
V_{FWM} range	400 to 1200					V
T_{STG}	-40 to 125					°C
T_J	-40 to 125					°C

(*) As AC switch.

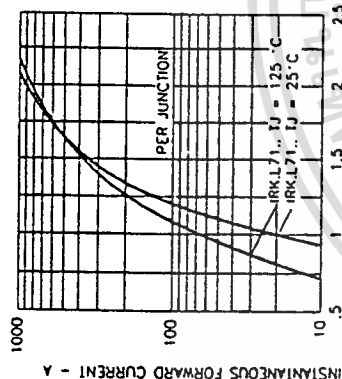


Fig. 56 - Forward Voltage Drop Characteristics

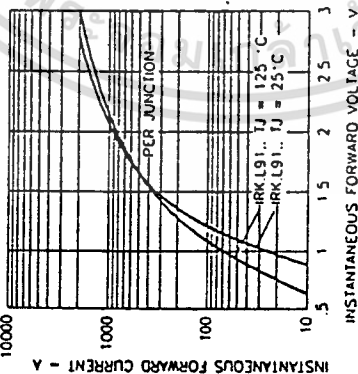


Fig. 57 - Forward Voltage Drop Characteristics

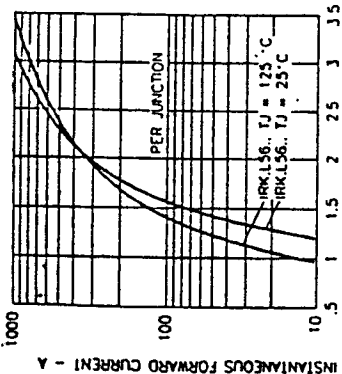


Fig. 55 - Forward Voltage Drop Characteristics

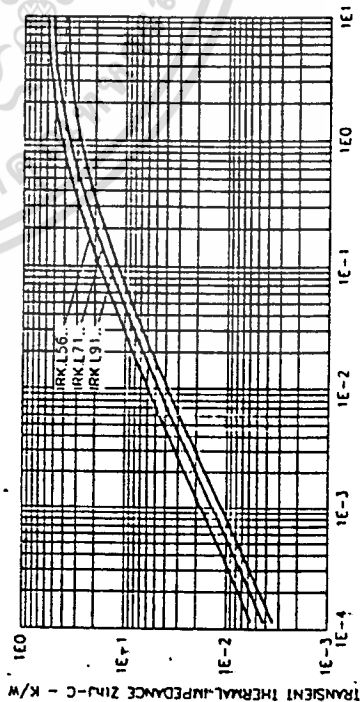
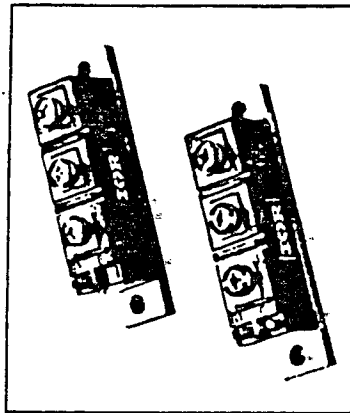
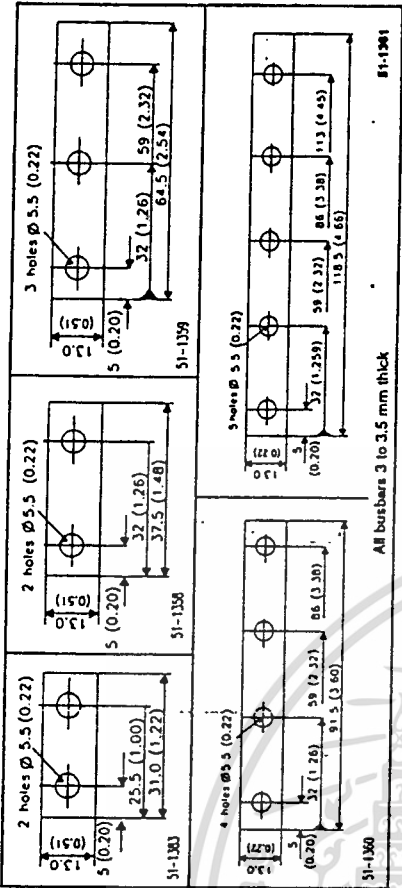


Fig. 58 - Maximum Forward Energy Loss Per Pulse Characteristics

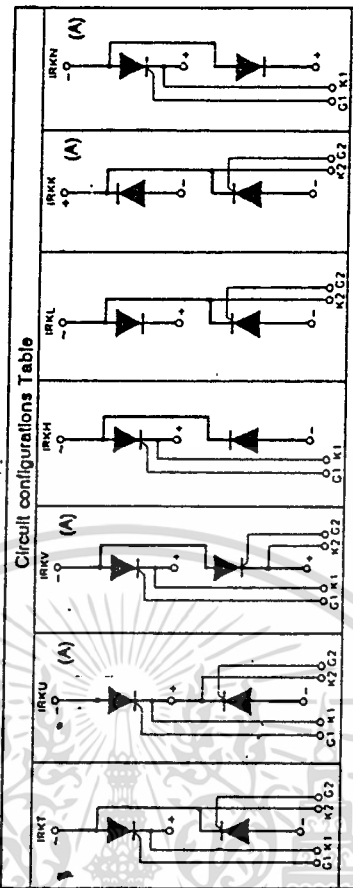


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาสไปใช้

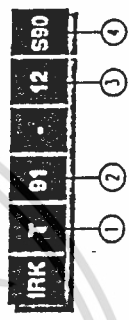
Busbars Dimensions



Ordering Information Table



Device Code

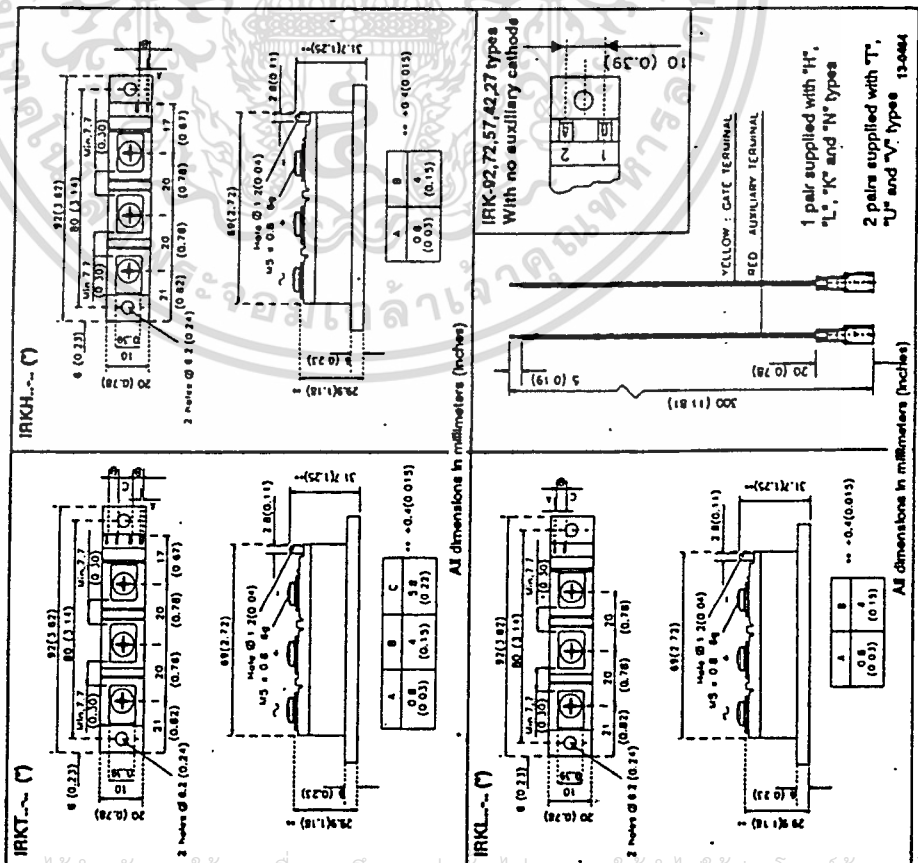


- 1 - Circuit code (See Circuit Configuration Table)
- 2 - Current rating **
- 3 - Voltage code (See Voltage Ratings Table)
- 4 - dv/dt code: S90 - dv/dt 1000 V/μs
No letter - dv/dt 500 V/μs
e.g.: IRK92-12 etc.

ΔR Conduction (per Junction)
 (The following table shows the increment of thermal resistance R_{j-c} when devices operate at different conduction angles from DC)

Devices	Sine half wave conduction					Rect. wave conduction					Units
	180°	120°	90°	60°	30°	180°	120°	90°	60°	30°	
IRK.01	0.03	0.06	0.09	0.14	0.24	0.02	0.06	0.08	0.13	0.20	K/W
IRK.71	0.05	0.09	0.12	0.18	0.27	0.035	0.08	0.09	0.13	0.20	K/W
IRK.58	0.07	0.13	0.17	0.26	0.41	0.05	0.10	0.14	0.21	0.31	K/W
IRK.41	0.06	0.10	0.16	0.26	0.45	0.04	0.08	0.14	0.23	0.36	K/W
IRK.28	0.11	0.17	0.22	0.33	0.52	0.06	0.11	0.16	0.22	0.36	K/W

Outlines Table



(*) For terminals connections, see Circuit configurations Table

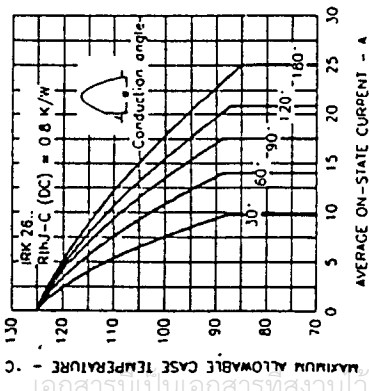


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

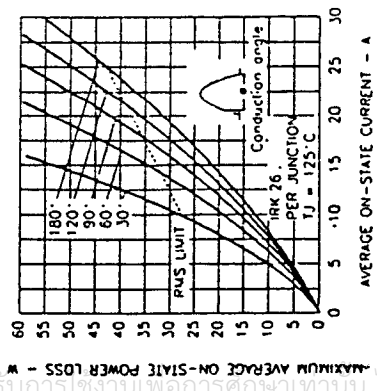


Fig. 3 - On-state Power Loss Characteristics

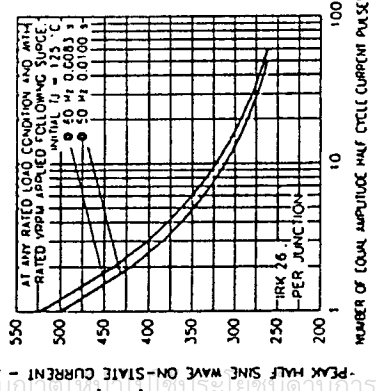


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

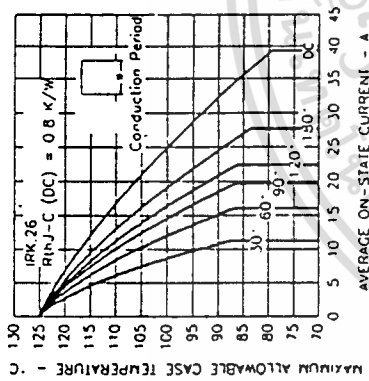


Fig. 2 - Current Ratings Characteristics

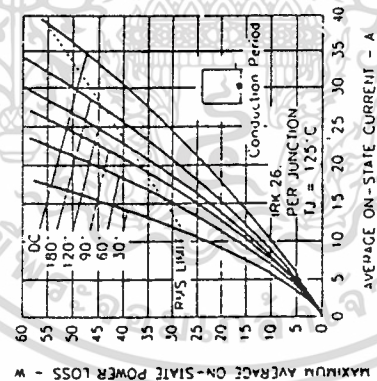


Fig. 4 - On-state Power Loss Characteristics

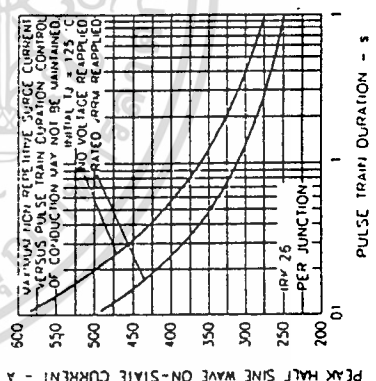


Fig. 6 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

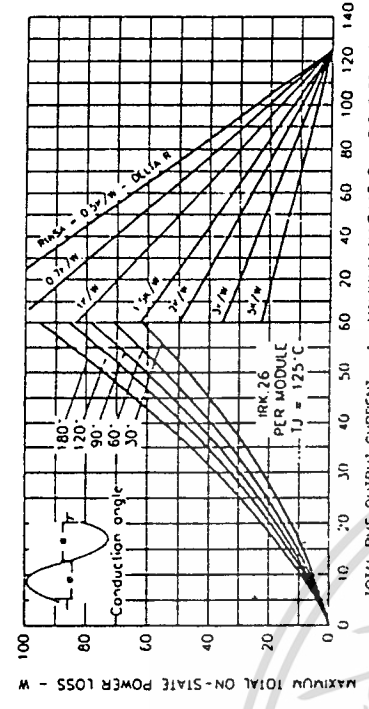


Fig. 7 - On-state Power Loss Characteristics

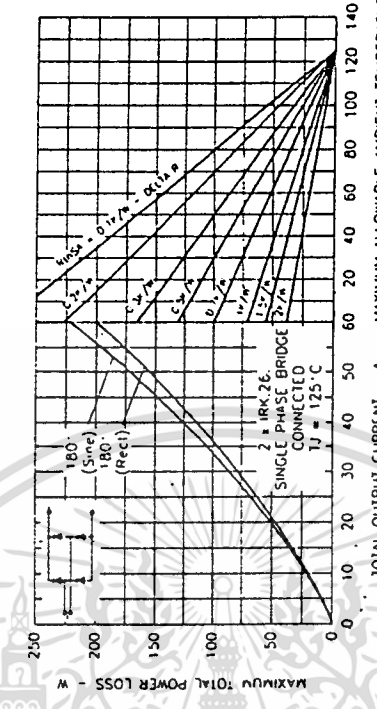


Fig. 8 - On-state Power Loss Characteristics

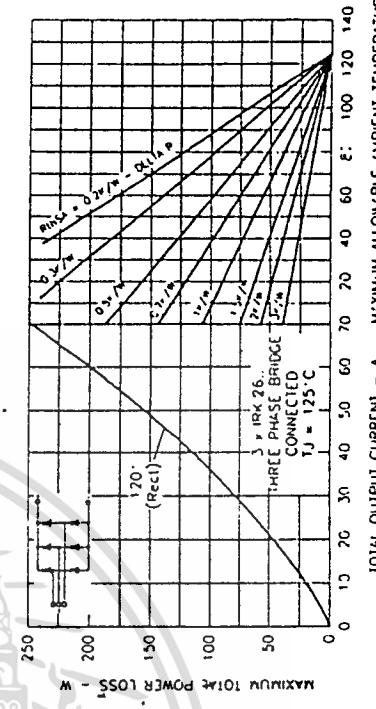


Fig. 9 - On-state Power Loss Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ไม่ควรกรณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

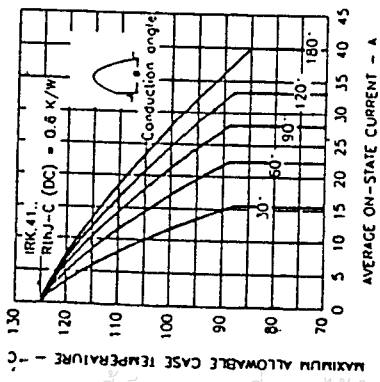


Fig. 10 - Current Ratings Characteristics

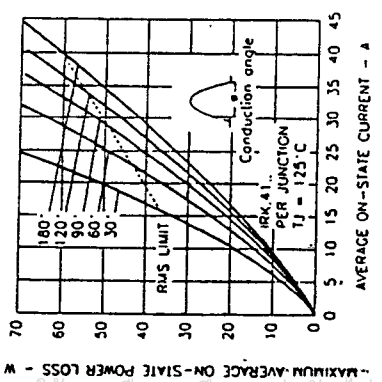


Fig. 12 - On-state Power Loss Characteristics

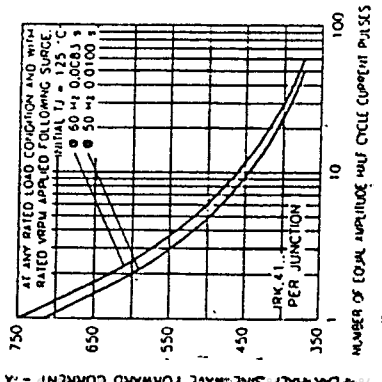


Fig. 14 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

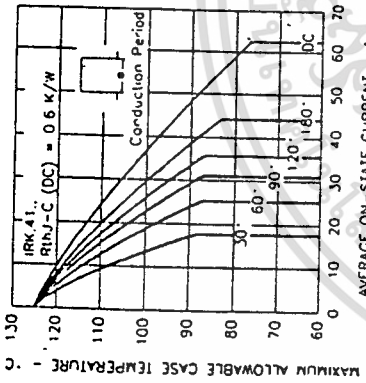


Fig. 11 - Current Ratings Characteristics

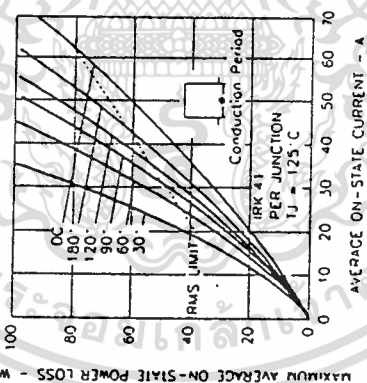


Fig. 13 - On-state Power Loss Characteristics

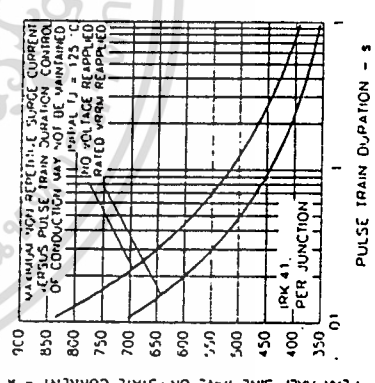


Fig. 15 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

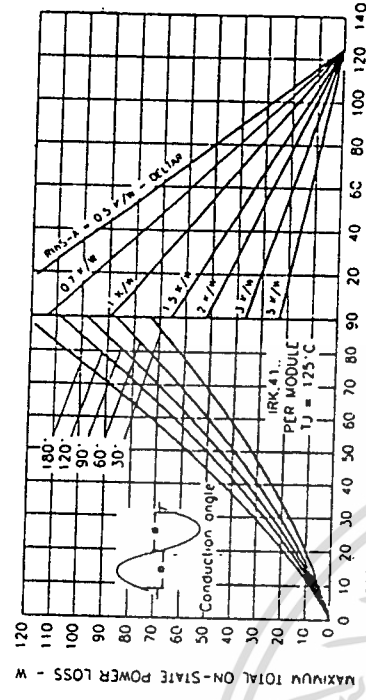


Fig. 16 - On-state Power Loss Characteristics

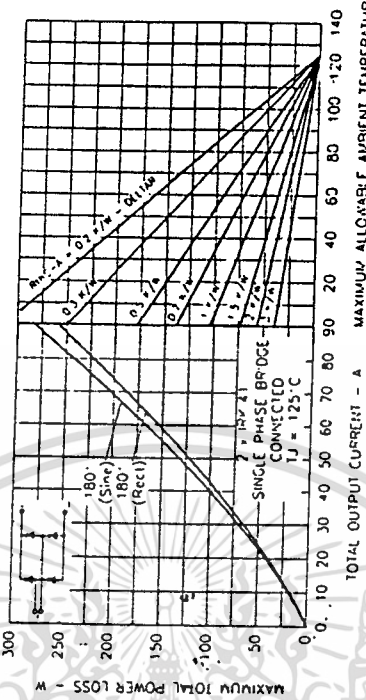


Fig. 17 - On-state Power Loss Characteristics

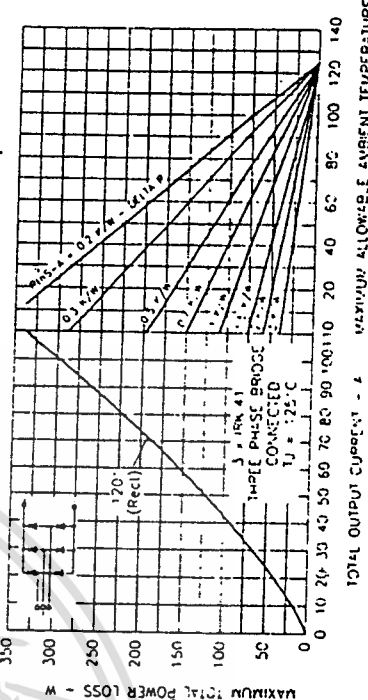


Fig. 18 - On-state Power Loss Characteristics

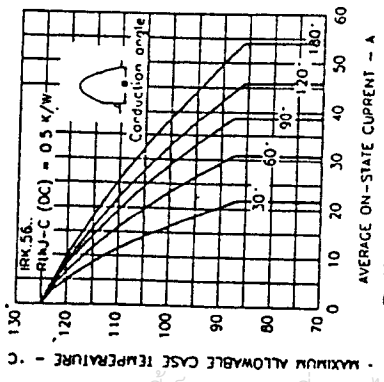


Fig. 19 - Current Ratings Characteristics

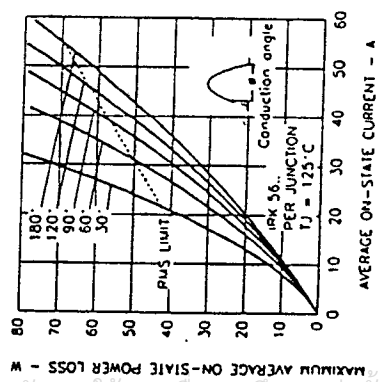


Fig. 21 - On-state Power Loss Characteristics

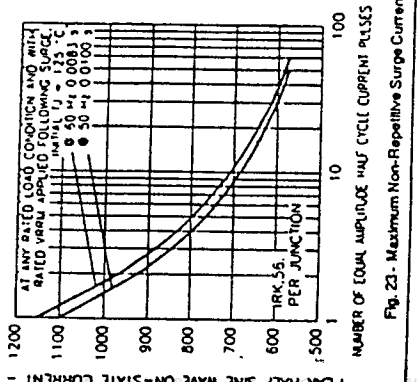


Fig. 23 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

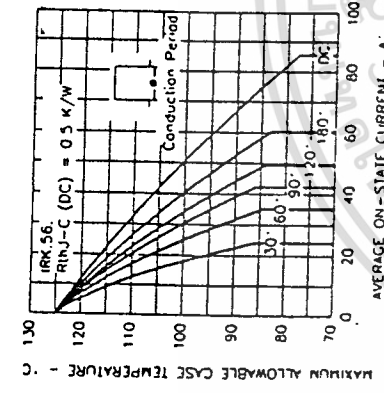


Fig. 20 - Current Ratings Characteristics

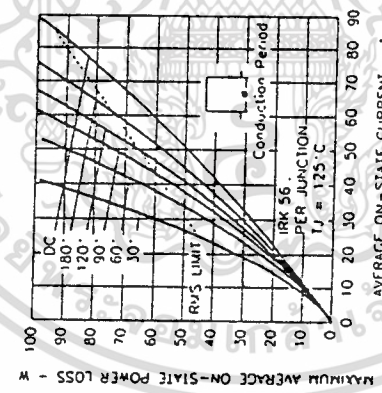


Fig. 22 - On-state Power Loss Characteristics

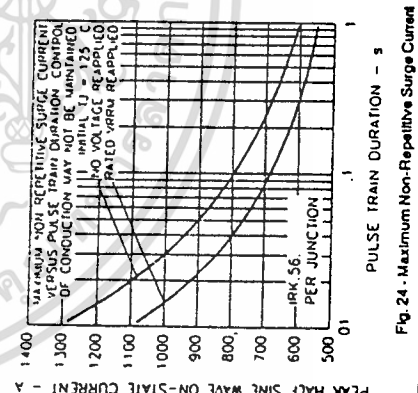


Fig. 24 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

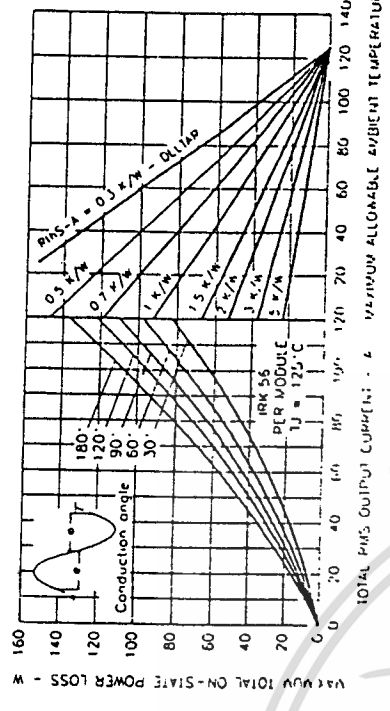


Fig. 25 - On-state Power Loss Characteristics

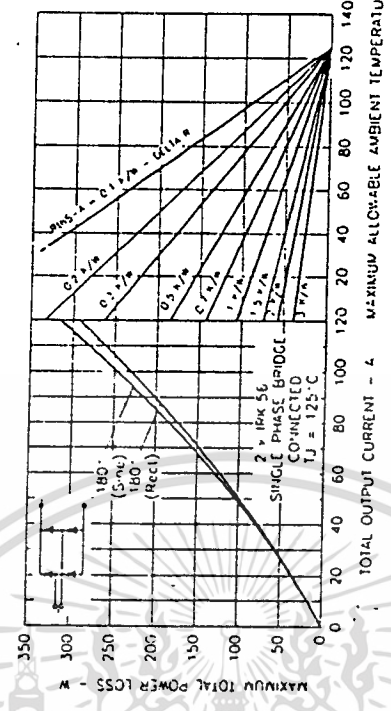


Fig. 26 - On-state Power Loss Characteristics

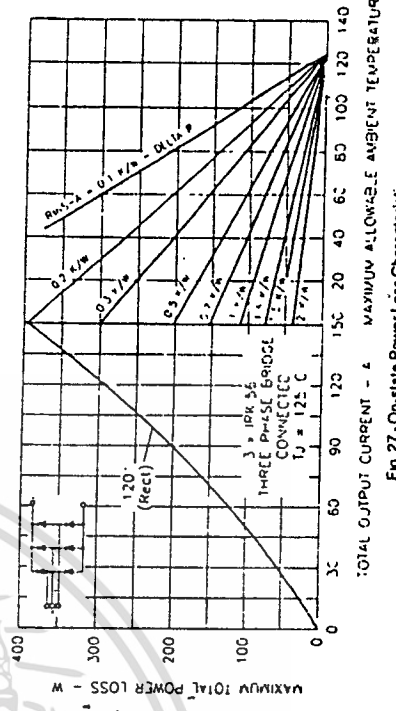


Fig. 27 - On-state Power Loss Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยี่ที่ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

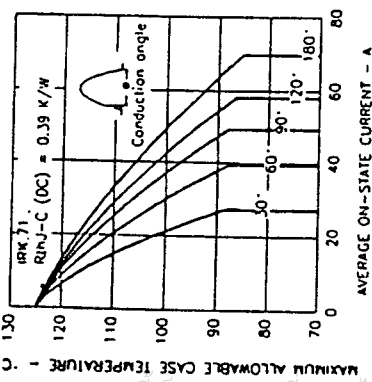


Fig. 28 - Current Ratings Characteristics

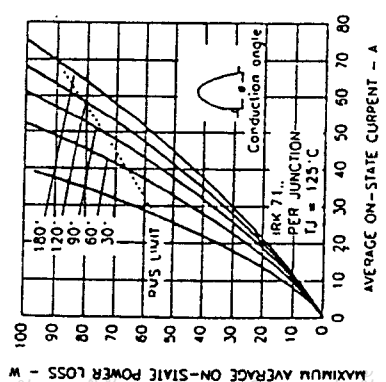


Fig. 29 - Current Ratings Characteristics

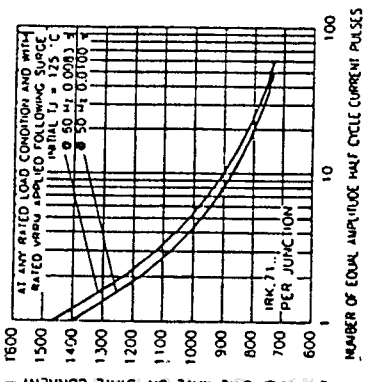


Fig. 30 - On-state Power Loss Characteristics

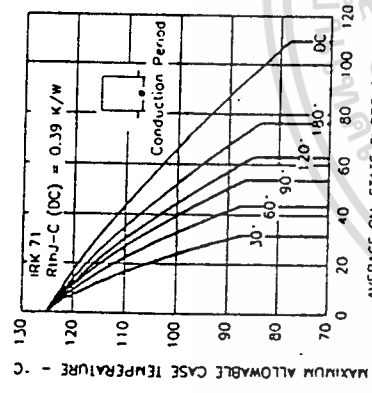


Fig. 31 - On-state Power Loss Characteristics

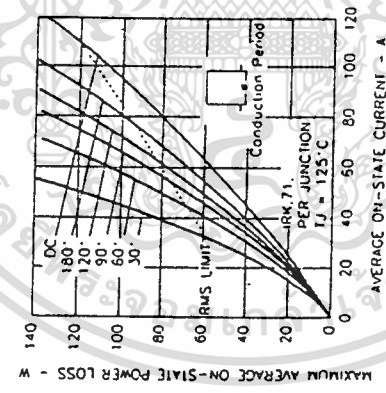


Fig. 32 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

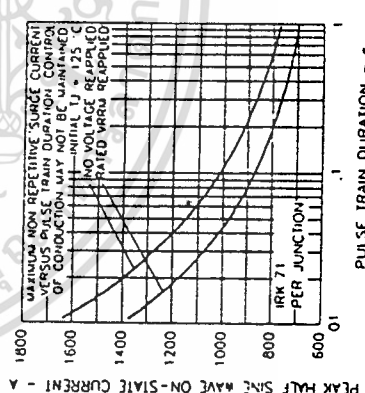


Fig. 33 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

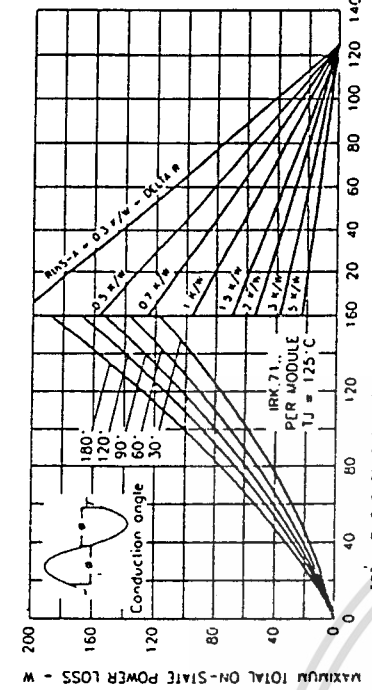


Fig. 34 - On-state Power Loss Characteristics

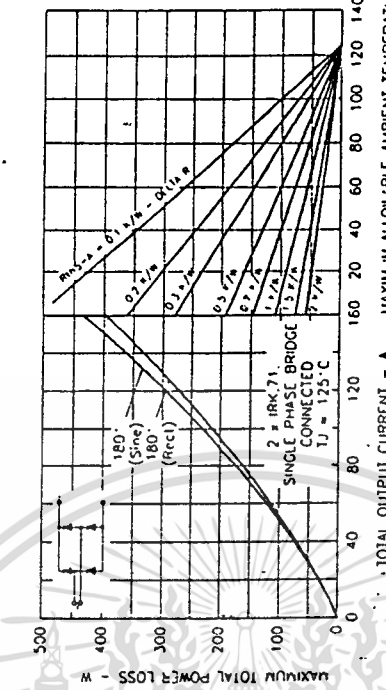


Fig. 35 - On-state Power Loss Characteristics

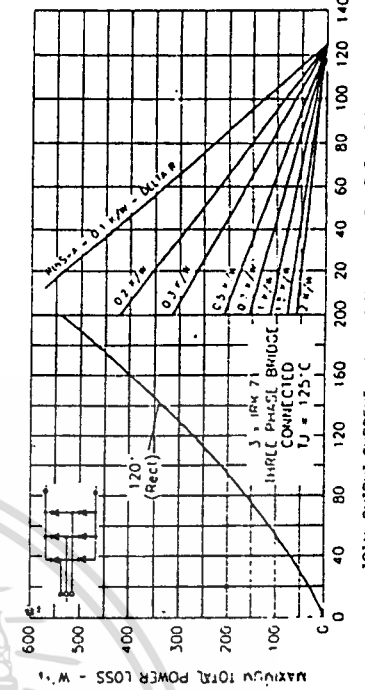


Fig. 36 - On-state Power Loss Characteristics

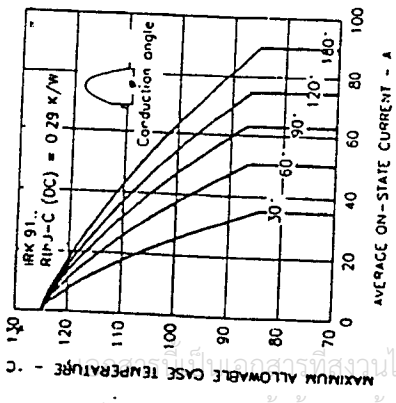


Fig. 37 - Current Ratings Characteristics

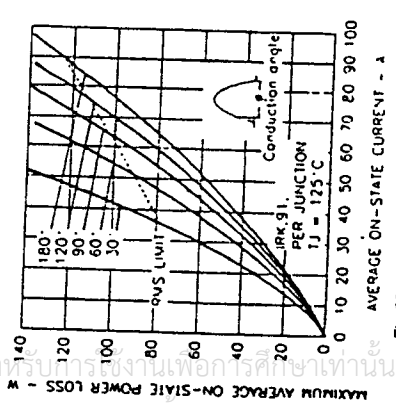


Fig. 38 - Current Ratings Characteristics

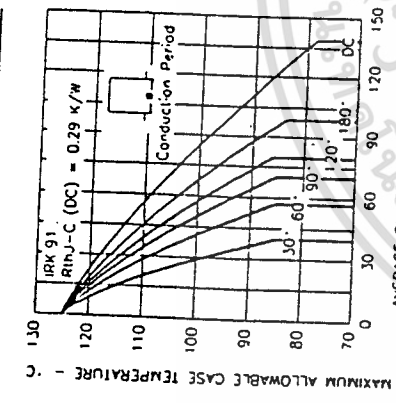


Fig. 39 - On-state Power Loss Characteristics

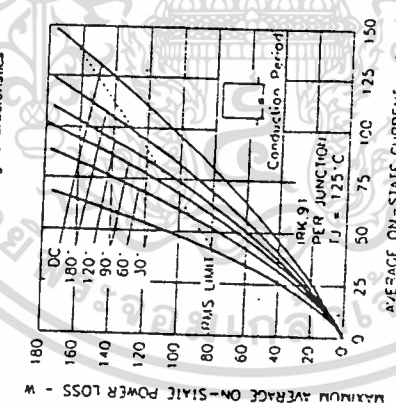


Fig. 40 - On-state Power Loss Characteristics

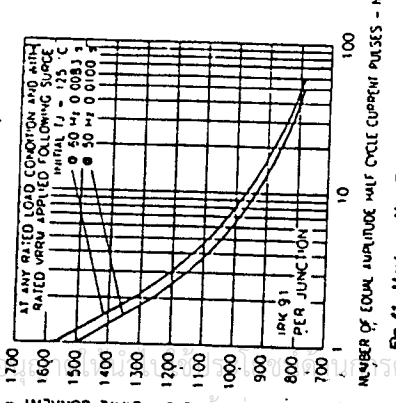


Fig. 41 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

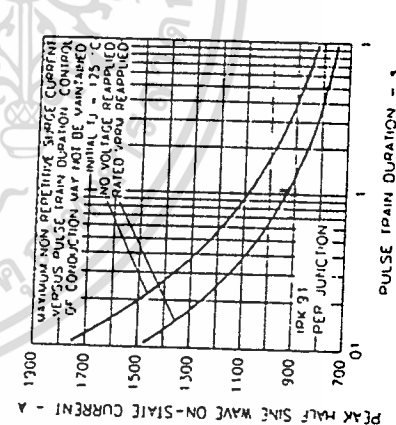


Fig. 42 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

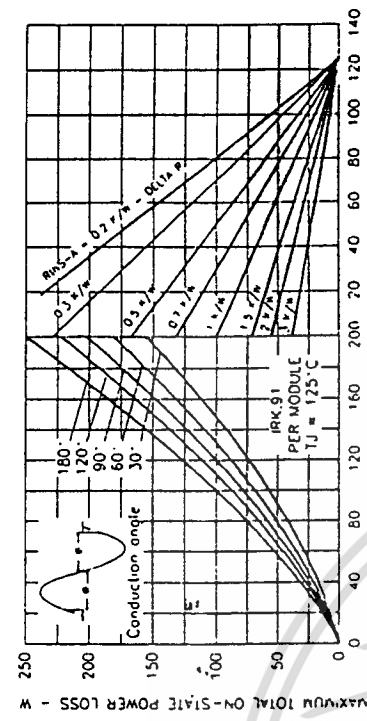


Fig. 43 - On-state Power Loss Characteristics

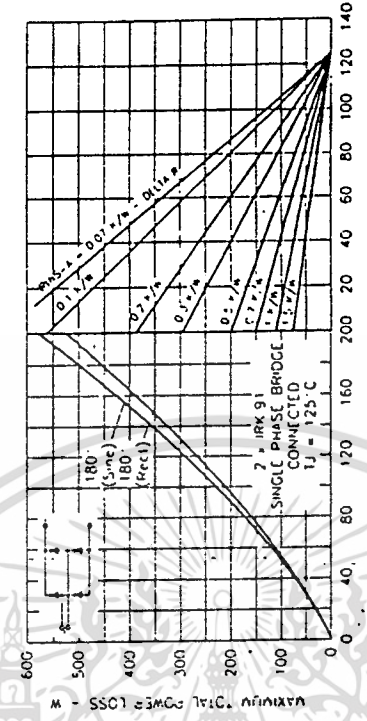


Fig. 44 - On-state Power Loss Characteristics

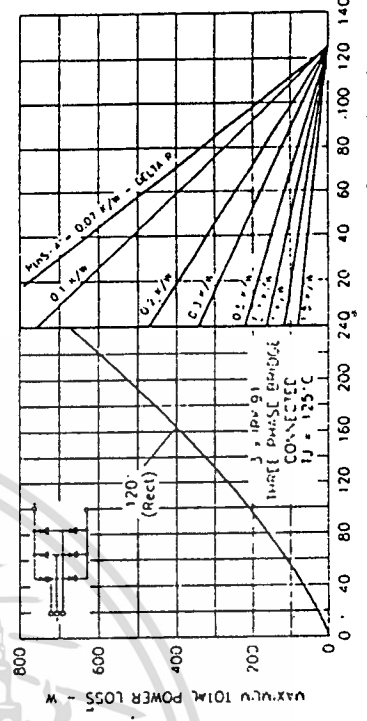


Fig. 45 - On-state Power Loss Characteristics

International IR Rectifier

SERIE
IRK.26, .41, .56, .71, .9

HIGH VOLTAGE THYRISTOR/DIODE
and THYRISTOR/ THYRISTOR
ADD-A-pak™ Power Module

25A - 40A
55A - 70A
90A

Features

- Electrically isolated base plate
- 3500 V RMS Isolating voltage
- Standard JEDEC package
- Simplified mechanical designs, rapid assembly
- Auxiliary cathode terminals for wiring convenience
- High surge capability
- Wide choice of circuit configurations
- Large creepage distances
- UL E 78986 approved

Description

These new IRK series of ADD-A-paks use high voltage power diodes and thyristors in a variety of circuit configurations. The semiconductor chips are electrically isolated from the metal base, allowing common heatinks and compact assemblies to be built. They can be interconnected to form single phase or three phase bridges or AC controllers. These modules are intended for general purpose high voltage applications such as high voltage regulated power supplies, lighting circuits, and temperature and motor speed control circuits.

Major Ratings and Characteristics

Parameters	IRK.26	IRK.41	IRK.56	IRK.71	IRK.91	Units
I_{AV} or I_{FAV} @ 85°C	25	40	55	70	90	A
I_{TSM} @ 50Hz	55.5	89	122	155	200	A
I_{FSM} @ 60Hz	535	770	1250	1550	1700	A
I_{T} @ 50Hz	1430	3000	7800	11950	14550	A ² S
I_{T} @ 60Hz	1300	2700	7100	10900	13300	A ² S
I_{T}^2	14300	30000	78000	119500	145500	A ² /S
V_{RPM} range	1400 to 1800					V
T_{STG}	-40 to 125					°C
T_J	-40 to 125					°C

(*) As AC switch.

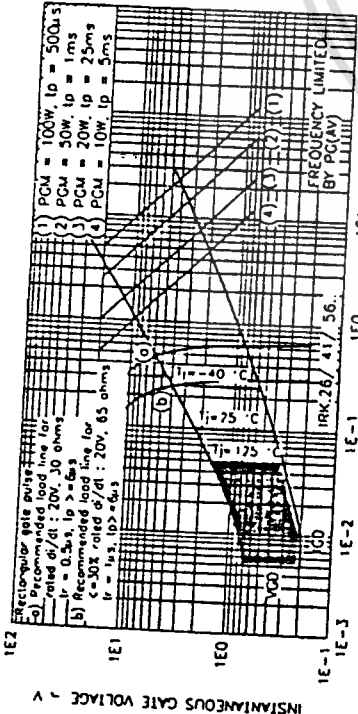
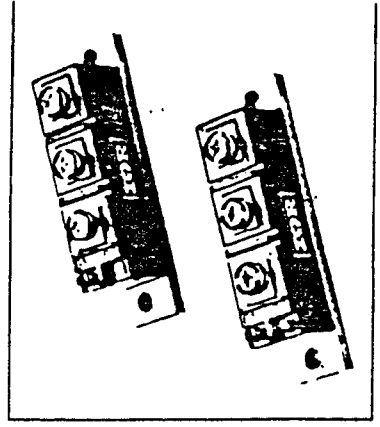


Fig. 55. Gate Characteristics

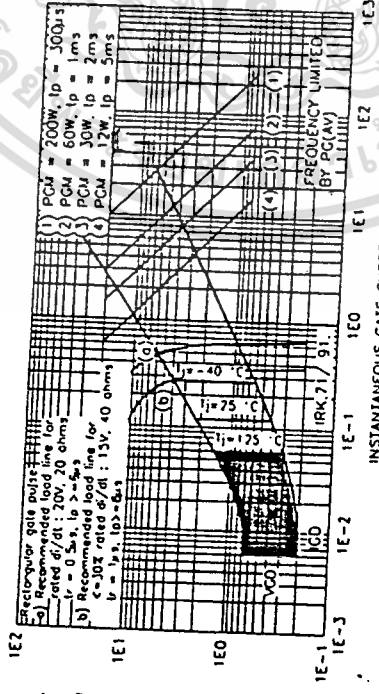


Fig. 56. Gate Characteristics

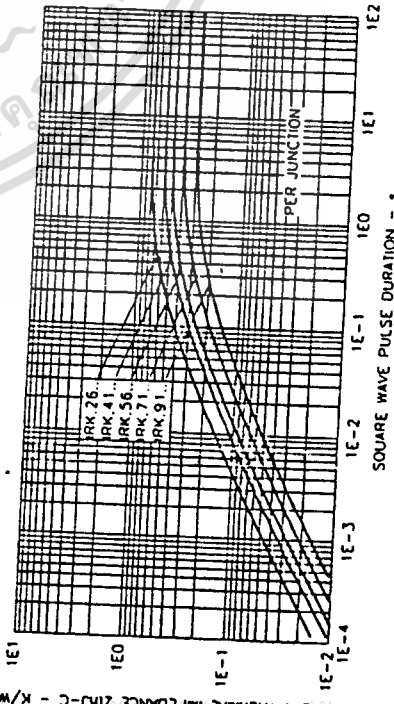


Fig. 57. Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

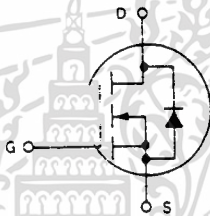
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

IRF510
IRF511
IRF512
IRF513

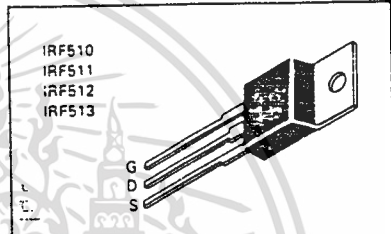
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for low voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF510	100 V	0.6 Ω	4.0 A
IRF511	60 V	0.6 Ω	4.0 A
IRF512	100 V	0.8 Ω	3.5 A
IRF513	60 V	0.8 Ω	3.5 A



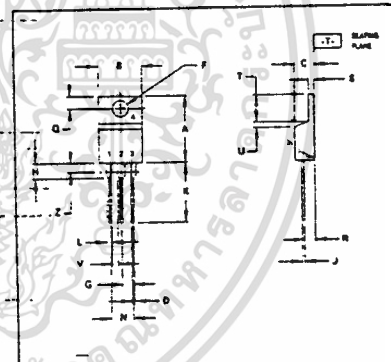
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		510	511	512	513	
Drain-Source Voltage	V _{DS}	100	60	100	60	V _{dc}
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 MΩ)	V _{DGR}	100	60	100	60	V _{dc}
Gate-Source Voltage	V _{GS}	= 20				V _{dc}
Continuous Drain Current T _C = 25°C	I _D	4.0	4.0	3.5	3.5	A _{dc}
Continuous Drain Current T _C = 100°C	I _D	2.5	2.5	2.0	2.0	A _{dc}
Drain Current Pulsed	I _{DM}	16	16	14	14	A _{dc}
Total Power Dissipation (at T _C = 25°C Derate above 25°C)	P _D	20 0.16				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	- 55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	6.4	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1" from case for 5 seconds	T _L	300	°C

See the MTP6N10 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for this product.



NOTES:
1. DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-1987.
2. DIMENSIONS IN PARENTHESES ARE FOR REFERENCE ONLY.
3. DIMENSIONS IN SQUARES ARE FOR REFERENCE ONLY.
4. DIMENSIONS IN CIRCLES ARE FOR REFERENCE ONLY.

MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MINI	MAXI	MINI
A	12.00	12.75	0.472
B	9.60	10.25	0.380
C	4.00	4.40	0.157
D	6.00	6.50	0.236
E	1.00	1.10	0.039
F	1.00	1.10	0.039
G	1.00	1.10	0.039
H	1.00	1.10	0.039
I	1.00	1.10	0.039
J	1.00	1.10	0.039
K	1.00	1.10	0.039
L	1.00	1.10	0.039
M	1.00	1.10	0.039
N	1.00	1.10	0.039
O	1.00	1.10	0.039
P	1.00	1.10	0.039
Q	1.00	1.10	0.039
R	1.00	1.10	0.039
S	1.00	1.10	0.039
T	1.00	1.10	0.039
U	1.00	1.10	0.039
V	1.00	1.10	0.039
W	1.00	1.10	0.039
X	1.00	1.10	0.039
Y	1.00	1.10	0.039
Z	1.00	1.10	0.039

CASE 221A-04
TO-220AB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510-513

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 250 μA)	V _{BRIDSS}	100 60	—	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0 V, V _{DS} = Rated V _{DSS}) (V _{GS} = 0 V, V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , T _C = 125°C)	I _{DSS}	—	—	0.25 1.0	mAdc
Forward Gate-Body Leakage Current (V _{GS} = 20 V, V _{DS} = 0)	I _{GSSF}	—	—	100	nAdc
Reverse Gate-Body Leakage Current (V _{GS} = -20 V, V _{DS} = 0)	I _{GSSR}	—	—	-100	nAdc
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA)	V _{GS(th)}	2.0	—	4.0	Vdc
On-State Drain Current (V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 10 V)	I _{D(on)}	4.0 3.5	—	—	Adc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 V, I _D = 2.0 A)	r _{DS(on)}	—	—	0.6 0.8	Ohms
Forward Transconductance (V _{DS} = 15 V, I _D = 2.0 A)	g _{FS}	1.0	—	—	mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	C _{iss}	—	—	150	pF
Output Capacitance	C _{oss}	—	—	100	
Reverse Transfer Capacitance	C _{rss}	—	—	25	
SWITCHING CHARACTERISTICS* (T_J = 100°C)					
Turn-On Delay Time	t _{d(on)}	—	—	20	ns
Rise Time	t _r	—	—	25	
Turn-Off Delay Time	t _{d(off)}	—	—	25	
Fall Time	t _f	—	—	20	
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Characteristic		Symbol	Typ	Unit	
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	2.0	Vdc	
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	230	ns	
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)		L _d	—	3.5 4.5	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad.)		L _s	—	7.5	

*Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

RESISTIVE SWITCHING

FIGURE 1 — SWITCHING TEST CIRCUIT

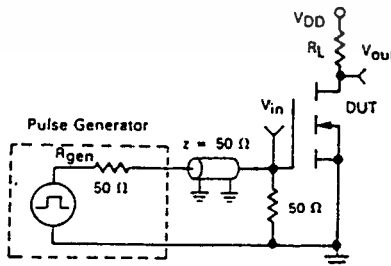
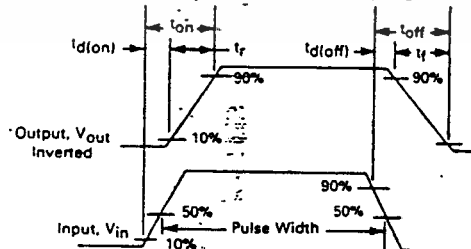


FIGURE 2 — SWITCHING WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

งานโปรเจกต์เรื่องสร้างเครื่องค้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยหลักการควบคุม
สถิตินี้สำเร็จได้ด้วยดีต้องขอขอบพระคุณ ร.ศ.คร.วิริยะ พิเชษฐาเรีญ และ อ.สมภพ ผลไม้ เป็น
อย่างยิ่งที่ให้คำปรึกษา, ข้อมูลและแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆและขอขอบคุณ อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
และอาจารย์ทุกๆท่านที่ให้คำปรึกษารวมทั้งเพื่อนๆที่ช่วยแนะนำและให้กำลังใจในการทำงานตลอด
มา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] วิริยะ พิเชฐจำเริญ, “ การควบคุมมอเตอร์ ”
- [2] อุดมศักดิ์ ชัยยีน, “ POWER ELECTRONICS I ”, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
- [3] มงคล ทองสงคราม, “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ”
- [4] ปริชญานีพนธ์ เรือง เครื่องเหนียวนำความร้อน ปีการศึกษา 2536 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง
- [5] Colonel Wm. T. McLyman, “Transformer and Inductor Design Handbook”, Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology Pasadena, California