



การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
(DC MOTOR CONTROL)



โดย
นายชนกนต์ แสนศรีแก้ว
นายภูริ โสธรวิทย์
นางสาวยุพดี วงษ์กรรเวช

วัน เดือน ปี... 11. ๑๑. 2541
เลขทะเบียน... 038878
เลขเรียกหนังสือ... T. ๒๐๑๒ ๗๑๖ ก

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ปร 038878 คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
(DC Motor Control)



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

DC MOTOR CONTROL

โดย นายชนกนที แสนศรีแก้ว 37014075

นายภูริ โสธรวิทย์ 37014324

นางสาวยุพดี วงษ์กรรเวช 37014344

.....
(.....)

ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

อาจารย์ที่ปรึกษา

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
(DC Motor Control)

โดย

นายชนกเนติ แสนศรีแก้ว 37014075

นายภูริ โสธรวิทย์ 37014324

นางสาวยุพดี วงษ์กรรเวช 37014344

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ศึกษาการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ วงจรแปลงแรงดันควบคุมศักดาไฟฟ้าที่ตกรวมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ ซึ่งวงจรที่ใช้ควบคุมการทำงานประกอบด้วย วงจรขับสัญญาณพัลส์โดยใช้ไอซีเบอร์แอลเอ็ม3524ดี ในการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และใช้วงจรควบคุมแบบพีและพีไอ ในการควบคุมรูปกระแสและรูปความเร็วของมอเตอร์ตามลำดับ

ABSTRACT

This thesis uses Chopper circuit to control DC motor by adjusting amature voltage. The control circuits are consist of Chopper circuit , Pulse Drive circuit , P and PI controller , Pulse Width Modulation IC , LM3524D (generates square wave).The current loop and speed loop are controlled by P and PI controller respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาโท คร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ เป็นอย่างสูงที่คอยให้คำแนะนำปรึกษา ตลอดจนอาจารย์ที่เคารพทุก ๆ ท่านที่ได้อบรมสั่งสอนให้ความรู้ตลอดเวลา 4 ปีที่ผ่านมาและพี่บุญเลิศ มัคศิริ ที่คอยช่วยเหลือทุก ๆ อย่างมาตลอดจนสำเร็จ

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่

รวมทั้งเพื่อนทุก ๆ คน โดยเฉพาะเพื่อน ๆ ในภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและภาควิชาโทรคมนาคมที่คอยให้กำลังใจและช่วยเหลือในเรื่องเครื่องมือตลอดจนอุปกรณ์ต่าง ๆ

คณะผู้จัดทำ



สารบัญ

บทคัดย่อ	I
กิตติกรรมประกาศ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.2 ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	5
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่สถานะคงตัว	6
2.4 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	7
บทที่ 3 ระบบควบคุมความเร็วแบบลูปปิด	15
3.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ	15
3.2 การควบคุมความเร็วแบบลูปปิด	20
3.3 การควบคุมกระแส	20
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	24
4.1 การทดสอบวงจรและผลการทดลองของวงจรขับสัญญาณพัลส์	24
4.2 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	29
4.3 การทดลองและการคำนวณหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน	35
4.4 การออกแบบ ทดสอบและผลการทดลองวงจรควบคุมชนิดพีและพีโอ	38
4.5 ผลการทดลองวงจรการควบคุมแบบเปิด	41
4.6 ผลการทดลองวงจรการควบคุมแบบปิด	41
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	49
5.1 สรุปผลการทดลอง	49
5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง	49
5.3 ข้อเสนอแนะในผลการทดลอง	50
5.4 แนวทางพัฒนาในขั้นต่อไป	50

สารบัญ

(ต่อ)

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. วงจรที่ใช้งาน

ก-1. วงจรไฟเลี้ยง +15 , -15	51
ก-2. วงจรไฟเลี้ยง +15 , +25	52
ก-3. วงจรรวมของการทดลองทั้งหมด	53

ภาคผนวก ข. คู่มือของอุปกรณ์

ข-1. VN2222LL	54
ข-2. LM3524D	58
ข-3. IRF640	76
ข-3. MUR3020PT , MUR3040PT	82

หนังสืออ้างอิง

88



สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 1.1	แผนผังแสดงการควบคุมมอเตอร์	1
รูปที่ 1.2	แสดงส่วนประกอบต่าง ๆ ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	5
รูปที่ 2.2	แสดงชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	5
รูปที่ 2.3	แสดงวงจรสมมูลย์ที่สถานะคงตัวของอาร์เมเจอร์	6
รูปที่ 2.4	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	7
รูปที่ 2.5	แผนผังแสดงการควบคุมศักดาที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์	8
รูปที่ 2.6	วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยวิธี Step-down แบบลูเปิด	8
รูปที่ 2.7	วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส	9
รูปที่ 2.8	แสดงรูปคลื่นและระยะเวลาในการนำกระแสของไดโอด	9
รูปที่ 2.9	แสดงวงจรขับสัญญาณพัลส์	11
รูปที่ 2.10	แสดงการทำงานของวงจรขับสัญญาณพัลส์	13
รูปที่ 2.11	แสดงวงจร Step-Down	13
รูปที่ 2.12	วงจรสร้างสัญญาณ PWM	14
รูปที่ 3.1	แสดงแผนผังพื้นฐานของระบบควบคุมความเร็วแบบลูปิด	15
รูปที่ 3.2	แสดงวงจรแบบไดนามิกส์ของมอเตอร์	16
รูปที่ 3.3	แสดงแผนผังของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	17
รูปที่ 3.4	แสดงแผนผังของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงอย่างง่าย	18
รูปที่ 3.5	แสดงวงจรรวมและควบคุมแบบพี	19
รูปที่ 3.6	แสดงวงจรรวมและควบคุมแบบพีไอ	19
รูปที่ 3.7	แสดงลูควบคุมความเร็ว	20
รูปที่ 3.8	แสดงลูควบคุมกระแส	21
รูปที่ 3.9	แผนผังแสดงลูควบคุมความเร็วแบบพีไอ เมื่อลูในเป็นลูกระแส	22
รูปที่ 3.10	แผนผังแสดงลูควบคุมความเร็วเมื่อรวมลูควบคุมกระแส	22
รูปที่ 4.1	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเทียบกับศักดาที่ตกคร่อมด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง	25
รูปที่ 4.2	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมมอเตอร์เฟด Q2 และ Q3	26
รูปที่ 4.3	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมมอเตอร์เฟด Q3 และสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก LM3524D	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.4	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก LM3524D และศักดาที่ตกคร่อมหม้อแปลงด้านปฐมภูมิเทียบกับกราวด์	28
รูปที่ 4.5	กราฟเปรียบเทียบแรงดันอามเจอร์กับกระแสอามเจอร์ขณะล็อกโรเตอร์เพื่อหา R a	30
รูปที่ 4.6	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์และศักดาที่ตกคร่อมอามเจอร์	32
รูปที่ 4.7	กราฟเปรียบเทียบกระแสอามเจอร์กับความเร็วมอเตอร์เพื่อหาค่า B	34
รูปที่ 4.8	กราฟแสดงปริมาณศักดาที่ตกคร่อมทาโคเจน	36
รูปที่ 4.9	กราฟเปรียบเทียบแรงดันจากทาโคเจนกับความเร็วมอเตอร์เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของทาโคเจน	37
รูปที่ 4.10	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรควบคุมชนิดพี	42
รูปที่ 4.11	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรควบคุมชนิดพีไอ	43
รูปที่ 4.12	กราฟเปรียบเทียบกระแสอามเจอร์กับความเร็วมอเตอร์ขณะเพิ่มโหลดโดยควบคุมแบบลูเปิด	44
รูปที่ 4.13	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเพิ่มคำสั่งอย่างรวดเร็วและกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ขณะทำการควบคุมแบบวงปิด	45
รูปที่ 4.14	กราฟเปรียบเทียบกระแสอามเจอร์ กับ ความเร็วมอเตอร์ ขณะเพิ่ม โหลดแก่มอเตอร์ที่ลูปี	46 -
รูปที่ 4.15	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใดกับความเร็วมอเตอร์ ขณะทำการควบคุมแบบวงปิด	47
รูปที่ 4.16	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงคำสั่งอย่างทันทีทันใดกับความเร็วมอเตอร์ ขณะทำการควบคุมแบบวงปิด	48

บทที่ 1

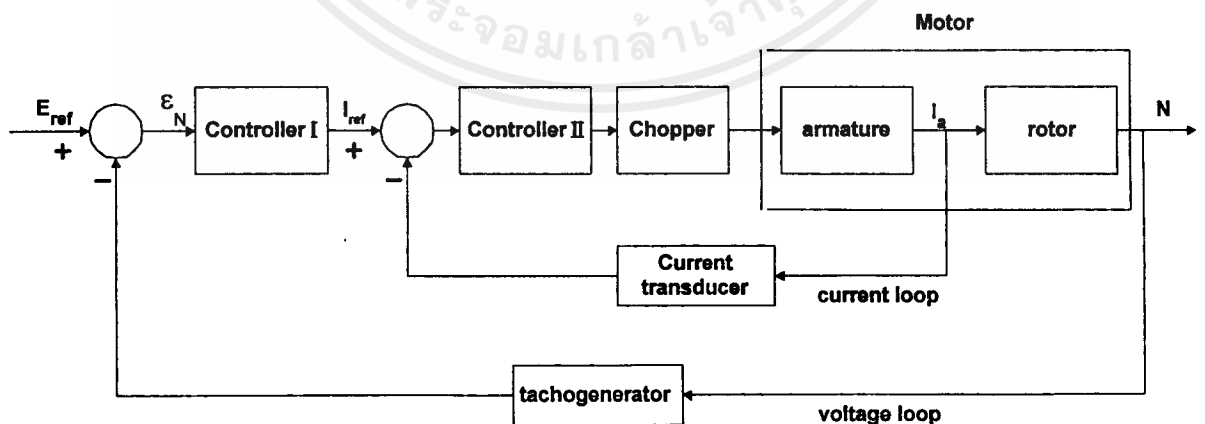
บทนำ

ในปัจจุบันนี้วิทยาการและเทคโนโลยีต่าง ๆ มีความเจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วและได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเทคโนโลยีเหล่านี้ได้มีส่วนในการพัฒนาความเจริญก้าวหน้าทางด้านต่าง ๆ มากมาย เช่น ด้านอุตสาหกรรม ฯลฯ การขับเคลื่อนทางไฟฟ้านั้นถือได้ว่าเป็นปัจจัยสำคัญของโรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งสามารถแยกตามชนิดของมอเตอร์ที่ใช้เป็นต้นกำลังได้ คือ ระบบที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นต้นกำลังและระบบที่ใช้มอเตอร์กระแสตรงเป็นต้นกำลัง

ในส่วนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้ถูกผลิตขึ้นมาจำนวนมากหลายขนาดแรงดัน พิกัดแรงดันมีให้เลือกใช้ได้หลากหลายตามความเหมาะสม ข้อดีของการใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง คือ การควบคุมความเร็วหรือตำแหน่งกระทำได้ง่ายและมีความซับซ้อนน้อย การควบคุมรอบทำได้ในช่วงกว้าง มีความเที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพสูง วงจรควบคุมมีราคาถูก การควบคุมทำได้โดยการควบคุมศักดาที่รอมอาร์เมเจอร์และกระแสที่ฟิลด์ แต่มีข้อเสีย คือ ต้องมีอุปกรณ์แปลงกระแสไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาสูงเนื่องจากมีคอมมิวเตเตอร์ อัตราส่วนกำลังงานต่อน้ำหนักเครื่องอยู่ในเกณฑ์ค่อนข้างต่ำและจะมีความเร็วจำกัดอยู่ค่าหนึ่ง

สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับนั้นมีข้อดี คือ มีราคาเครื่องถูกกว่าเมื่อคิดที่กำลังงานเท่ากัน อัตราส่วนของกำลังงานต่อน้ำหนักเครื่องประมาณ 2 เท่า ค่าบำรุงรักษาจะต่ำเนื่องจากไม่มีคอมมิวเตเตอร์ แต่มีข้อเสีย คือ การควบคุมรอบทำได้ในช่วงแคบ ความเที่ยงตรงและประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

สำหรับการศึกษาในหัวข้อปริญญาานิพนธ์นี้ เราทำการศึกษาเกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 100 V , 10 A , 1kW , 1500 rpm ซึ่งขอบเขตของปริญญาานิพนธ์นี้สามารถแสดงเป็นแผนผังการทำงาน (Block Diagram) ได้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แผนผังแสดงการควบคุมมอเตอร์

จากรูปที่ 1.1 เราใช้วงจร Step down (chopper) ในการปรับค่าศักดาไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรสร้าง Pulse Width Modulation (PWM) ในการปรับค่าการทำงาน (Duty) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Cycle) โดยมีชุดควบคุมสอง (Controller II) คอยตรวจสอบปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามอเตอร์ไม่ให้เกินพิกัดของมอเตอร์และมีชุดควบคุมหนึ่ง (Controller I) คอยควบคุมปริมาณศักดาไฟฟ้า เพื่อควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ออกจากทาโคเจน (Tachogenerator) เพื่อนำมาปรับควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้เข้าสู่สถานะความเร็วที่เราต้องการ ซึ่งการปรับความเร็วของมอเตอร์โดยวิธีนี้ ทำให้เราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ตั้งแต่ 0 จนถึง 100 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วที่พิกัดของมอเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC MOTOR)

มอเตอร์ไฟฟ้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าต่างกันที่พลังงานป้อนเข้า (Input Power) มอเตอร์เป็นพลังงานไฟฟ้าและพลังงานที่จ่ายออก (Output Power) เป็นพลังงานกล แต่พลังงานที่ป้อนเข้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นพลังงานกลและพลังงานที่จ่ายออกเป็นพลังงานไฟฟ้า นอกจากนี้ทิศทางของกระแสไฟฟ้าก็ต่างกันด้วย คือ มอเตอร์รับกระแสไฟฟ้าจากภายนอก ส่วนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกระแสไฟฟ้าออกไปภายนอก

2.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ส่วนประกอบที่สำคัญของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงนั้นเหมือนกัน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 โดยมีส่วนประกอบต่าง ๆ ดังนี้

2.1.1 ส่วนที่อยู่อยู่กับที่ (Stator) ประกอบด้วย

ก. เปลือกนอก (Frame หรือ Yoke) เป็นตัวยึดขั้วแม่เหล็กของส่วนที่อยู่กับที่ พร้อมทั้งทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากขั้วแม่เหล็กวิ่งได้ครบวงจร นอกจากนี้เปลือกนอกนี้ยังทำหน้าที่เป็นตัวยึดสำหรับติดตั้งเครื่องจักรรวมถึงเป็นเป็นยึดลูกปืน (bearing) สำหรับเพลาของตัวหมุน การทำเปลือกนอกทำได้โดยการขึ้นรูป การใช้เหล็กหล่อขึ้น หรือใช้วิธีม้วนเหล็กแผ่นแล้วเชื่อมเป็นวง

ข. แกนเหล็กของขั้วแม่เหล็กและขั้วแม่เหล็ก (Pole-core and Pole-shoe) ทั้งสองส่วนนี้ประกอบกันขึ้นมาเพื่อทำหน้าที่เป็นแกนและขั้วของแม่เหล็ก เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นหลังจากที่มีกระแสไฟไหลผ่านขดลวดตัวนำที่พันรอบแกนเหล็ก

ค. ขดลวดที่พันรอบแกนเหล็ก (Pole Coils) ก็คือ Field Coil ที่ประกอบด้วยลวดกลมหรือลวดแบนที่ทำด้วยทองแดงหลาย ๆ เส้นนำมาทำให้เป็นรูปร่างของขดตัวนำที่ต้องการ แล้วนำขดลวดตัวนำนี้สวมทับลงไปบนแกนเหล็กของขั้วแม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดนี้ ก็ทำให้ขั้วแม่เหล็กมีอำนาจเป็นแม่เหล็กขึ้นมาโดยการผลิตเส้นแรงแม่เหล็กให้เกิดขึ้น เส้นแรงแม่เหล็กนี้จะถูกตัดผ่านโดยตัวนำภายในอาร์เมเจอร์อีกทีหนึ่ง

2.1.2 ส่วนที่เคลื่อนที่หมุนไปได้อุปกรณ์ (Rotor) ประกอบด้วย

ก. แกนเหล็กของอาร์เมเจอร์ (Armature Core) ทำจากแผ่นเหล็กซิลิกอนหนาประมาณ 0.5 มิลลิเมตร ผิวกว้าง 2 ข้างจะฉาบด้วยฉนวน แล้วนำมาอัดซ้อนเป็นรูปทรงกระบอกเพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิสและกระแสไหลวนในแกนเหล็ก ผิวด้านนอกของทรงกระบอกจะทำเป็นร่อง (Slot) เรียงตามแนวเส้นรอบวงรอบนอกของแกนเหล็กเพื่อใช้พันขดลวดอาร์เมเจอร์ ส่วนตรงกลางก็เจาะรูเป็นวงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

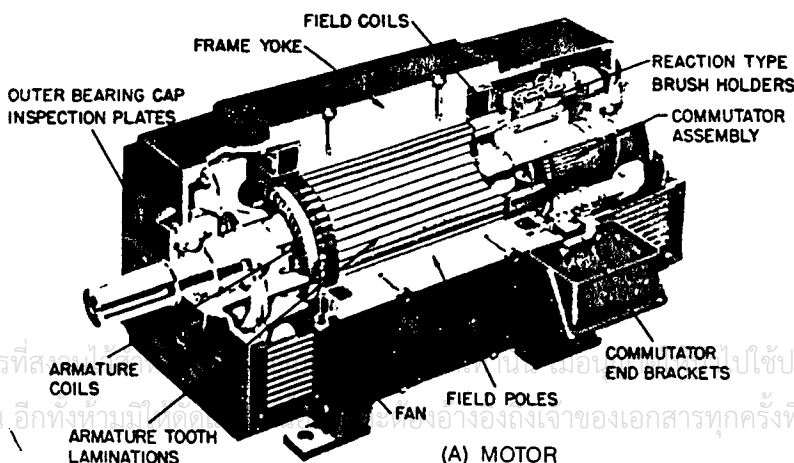
เพื่อเอาไว้ใส่แกนเหล็ก (Shaft) แล้วก็บากเป็นช่องสี่เหลี่ยมของรูที่เจาะนั้นร่องหนึ่งเพื่อใส่ตัวยึด (Lock) หรือ กุญแจ (Key) ทั้งนี้เพื่อไม่ให้เกิดการเคลื่อนที่ขึ้นระหว่างตัวอาร์เมเจอร์กับแกนเหล็ก (Shaft) นอกจากนี้ยังเจาะรูอากาศ (Air hole) เล็ก ๆ ทะลุผ่านอาร์เมเจอร์เพื่อระบายความร้อนด้วย

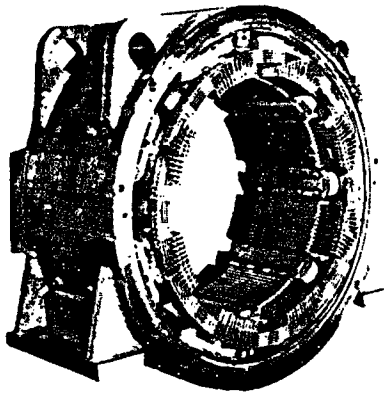
ข. ขดลวดอาร์เมเจอร์ (Armature winding) ก็คือขดลวดที่พันอยู่ในร่องของอาร์เมเจอร์

ค. คอมมิวเตเตอร์ (Commutator) มีหน้าที่ คือ เป็นตัวที่เพิ่มความสะดวกในการนำกระแสออกมาจากตัวนำที่พันอยู่ในอาร์เมเจอร์และเป็นตัวกลับกระแสไฟสลับที่เกิดขึ้นภายในอาร์เมเจอร์ให้เป็นกระแสไฟตรง หรือ กระแสที่ไหลไปยังวงจรภายนอกในทิศทางเดียวกัน รูปร่างของมันเป็นรูปทรงกระบอกที่ประกอบด้วยซี่ทองแดงหลายซี่มาต่อรวมกันเป็นรูปทรงกระบอก ซี่ต่อซี่ที่ต่อชิดกันนั้นกันไว้ด้วยฉนวนหนาที่แข็งแรง แต่ละซี่ต่อไปยังขั้วต่อของคอมมิวเตเตอร์ เพื่อให้ตัวนำที่ฝังอยู่ในอาร์เมเจอร์ยึดเกาะได้มั่นคงอีกทีหนึ่ง การป้องกันไม่ให้ซี่คอมมิวเตเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้ต้องกระเด็นหลุดไปอันเนื่องมาจากแรงหนีศูนย์กลาง จึงใช้ห่วงวงแหวนที่ทำด้วยไมก้ายึดซี่คอมมิวเตเตอร์ทั้งหมดไว้

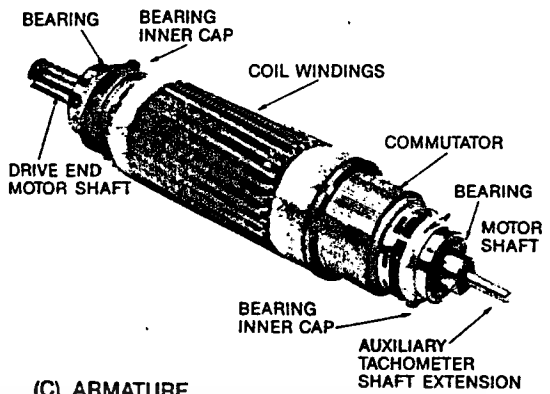
ง. แกนหมุน (Shaft) เป็นตัวรับน้ำหนักในส่วนต่าง ๆ ของโรเตอร์ทั้งหมด โดยถ่ายทอดน้ำหนักนี้ไปยังลูกปืน (Bearing) ที่รองรับแกนนี้อีกทีหนึ่ง และมีหน้าที่เป็นตัวรับหรือถ่ายทอดการหมุนหรือการเคลื่อนที่ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับโรเตอร์ แกนหมุนนี้เป็นที่ยึดเกาะของคอมมิวเตเตอร์ด้วย โดยมีฉนวนที่ ทำด้วยไมก้ากันไว้ระหว่างคอมมิวเตเตอร์กับแกนหมุน

จ. แปรงถ่านและลูกปืน (Brushes and Bearings) แปรงถ่านมีหน้าที่เป็นตัวรวบรวมกระแสที่ได้จากคอมมิวเตเตอร์เพื่อส่งต่อไปยังวงจรภายนอก รูปร่างของแปรงถ่านเป็นแท่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งทำด้วยผงถ่านอัดแน่นเป็นก้อน แปรงถ่านเหล่านี้ถูกยึดติดอยู่กับที่จับแปรงถ่าน (Brush Holder) ซึ่งเป็นกล่องสำหรับใส่แปรงถ่านลงไป ที่ซี่นี้ยึดติดกับเปลือกนอกอีกทีหนึ่ง ฉะนั้นหน้าสัมผัสของแปรงถ่านด้านหนึ่งก็จะสัมผัสกับซี่คอมมิวเตเตอร์ ส่วนด้านตรงข้ามก็ถูกกดจากสปริงอีกทีหนึ่ง ตรงด้านที่ถูกกดของแปรงถ่านต่อเข้ากับเส้นลวดทองแดงเล็ก ๆ ที่ถักเป็นเปีย เพื่อส่งต่อกระแสที่ได้จากแปรงถ่านไปยังวงจรภายนอก จำนวนแปรงถ่านที่ใช้นี้จะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับว่า กระแสที่ได้รับจากคอมมิวเตเตอร์นั้นว่ามีมากหรือน้อยเพียงใด ส่วนลูกปืนนั้นเป็นตัวที่ใช้สำหรับรับน้ำหนักทั้งหมดที่ได้รับจากตัวหมุน และยังช่วยลดแรงเสียดทานที่แกนหมุนของตัวหมุนกระทำกับลูกปืนนั้น ปกติแล้วลูกปืนนี้จะยึดติดอยู่ที่ฝาครอบทั้งสองด้าน ที่จะต้องยึดติดกับเปลือกนอกของเครื่องกำเนิดไฟอีกทีหนึ่ง





(B) FIELD COILS IN A SHUNT WOUND, 50 HP, 850 R/MIN, 230 V MOTOR



(C) ARMATURE

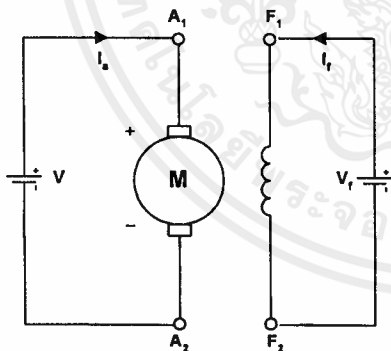
รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบต่างๆ ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.2 ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

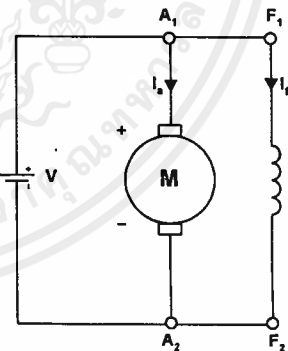
มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบ่งเป็น 4 ชนิด ดังนี้

1. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (Separately Excited DC Motor)
2. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน (Shunt DC Motor)
3. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม (Series DC Motor)
4. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม (Commulative Compound DC Motor)

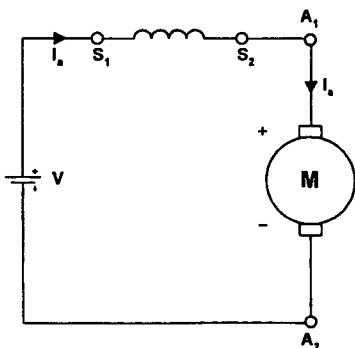
ซึ่งมีวงจรมูลยด์ังรูปที่ 2.2



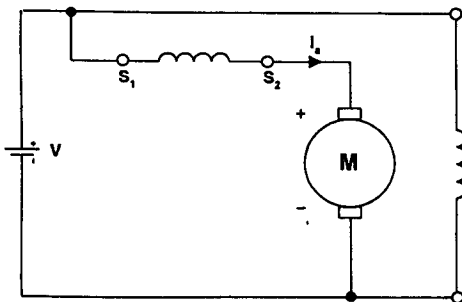
(a) Separately excited



(b) shunt



(c) Series



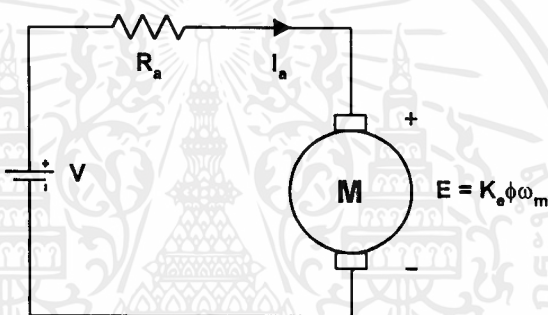
(d) Cumulative compound

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.2 แสดงชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยกการควบคุมสัปดาห์ที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์และขดสนาม (Field) นั้นแยกอิสระต่อกัน ส่วนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน ขดสนามและอาร์เมเจอร์ต่อกับแหล่งจ่ายไฟเดียวกัน การที่จะควบคุมแยกกันทำได้โดยวิธีเดียว คือ การเพิ่มความต้านทาน (R) ภายในวงจร แต่เป็นวิธีการควบคุมที่ไม่มีประสิทธิภาพ

ในกรณีของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรมกระแสที่ไหลผ่านขดสนาม คือ กระแสที่ไหลผ่านอาร์เมเจอร์ ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดสนาม (field flux) จึงขึ้นกับกระแสอาร์เมเจอร์ด้วย ส่วนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม แรงเคลื่อนแม่เหล็ก (magnetomotive force ; mmf) ของขดสนามที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์อยู่ มีผลต่อกระแสอาร์เมเจอร์ด้วยและมีทิศทางเดียวกับแรงเคลื่อนแม่เหล็กของขดสนามที่ต่อขนานกับมอเตอร์

2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่สถานะคงตัว (Steady state speed torque relation)



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ที่สถานะคงตัวของอาร์เมเจอร์

จากรูปที่ 2.3 ความต้านทาน R_a คือ ความต้านทานของวงจรอาร์เมเจอร์ สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก คือ ความต้านทานของขดลวดอาร์เมเจอร์ (armature winding) สมการพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง มีดังนี้

$$E_g = K_a \Phi N \quad (2.1)$$

$$E_a = E_g + I_a R_a \quad (2.2)$$

$$T = K_a \Phi I_a \quad (2.3)$$

ซึ่ง Φ คือ จำนวนเส้นแรงแม่เหล็ก (flux per pole) , Webers

I_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์ (armature current) , A

E_a คือ สัปดาห์ไฟฟ้าตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (armature voltage) , V

R_a คือ ความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (resistance of the armature circuit) , Ω

N คือ ความเร็วของอาร์เมเจอร์ (speed of armature) , rpm

T คือ แรงบิดที่มอเตอร์สร้าง (torque developed by the motor) , N-m

K_a คือ ค่าคงที่ (constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.1) ถึง (2.3) จะได้

$$N = \frac{E_a}{K_a \Phi} - \frac{R_a}{K_a \Phi} I_a \quad (2.4)$$

$$= \frac{E_a}{K_a \Phi} - \frac{R_a}{(K_a \Phi)^2} T \quad (2.5)$$

ในกรณีของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก ถ้าศักดาไฟฟ้าที่ขดสนาม (field voltage) คงที่ เราจะสามารถสมมติให้เส้นแรงแม่เหล็ก (flux) คงที่ ขณะที่แรงบิดเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะได้ว่า

$$K_a \Phi = K \text{ (constant)} \quad (2.6)$$

ดังนั้น จากสมการ (2.1) , (2.3) และ (2.4) ถึง (2.6) จะได้ว่า

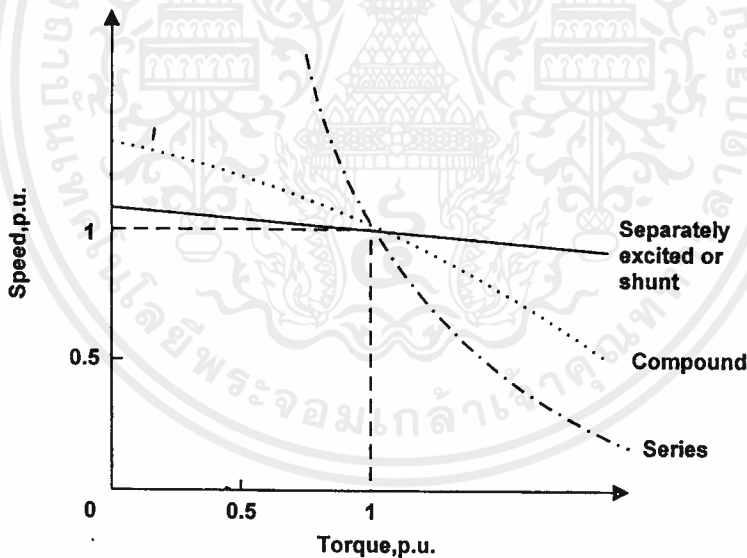
$$T = K I_a \quad (2.7)$$

$$E = K \omega_m \quad (2.8)$$

$$N = \frac{E_a}{K} - \frac{R_a I_a}{K} \quad (2.9)$$

$$= \frac{E_a}{K} - \frac{R_a T}{K^2} \quad (2.10)$$

ดังนั้นจากสมการจะได้กราฟแสดงคุณลักษณะของแรงบิดและความเร็ว (Speed Torque Characteristic) ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกเป็นเส้นตรง ดังรูปที่ 2.4 .



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.4 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor Speed Control)

เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในสมการ (2.5) แสดงว่า สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ 3 วิธี ดังนี้

1. ควบคุมศักดาไฟฟ้าของอาร์เมเจอร์ (Armature Voltage Control)

2. ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดสนาม (Field Flux Control)

3. ควบคุมความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ (Armature Resistance Control)

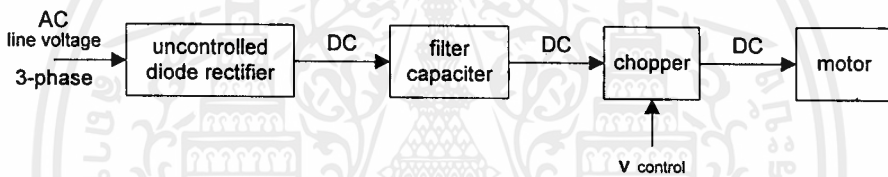
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยทางวิศวกรรมศาสตร์และช่างเทคนิค และผู้ดูแลเนื้อหาของเว็บไซต์นี้ ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาการดำเนินงาน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาแล้วในการควบคุมความเร็ว (N) เราไม่สามารถควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก (Φ) หรือเปลี่ยนแปลงความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ (R_a) ได้ เนื่องจากเป็นคุณลักษณะของมอเตอร์ จึงเลือกใช้วิธีควบคุมศักดาไฟฟ้าของอาร์เมเจอร์ (armature voltage) ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

จากรูปที่ 2.3 ถ้าลดศักดาไฟฟ้าคร่อมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกที่หมุนด้วยความเร็ว ณ สถานะคงตัวลงเพียงเล็กน้อย ทำให้กระแสที่ไหลเข้าอาร์เมเจอร์และแรงบิดของมอเตอร์ลดลง นั่นคือ แรงบิดของมอเตอร์มีค่าน้อยกว่าแรงบิดของโหลด (Load Torque) ทำให้เกิดการหน่วงมอเตอร์ เป็นเหตุให้ความเร็วและแรงดันป้อนกลับ (back emf) ลดลง สุดท้ายเข้าสู่สภาวะที่ความเร็วต่ำกว่าเดิม แต่แรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดของโหลด

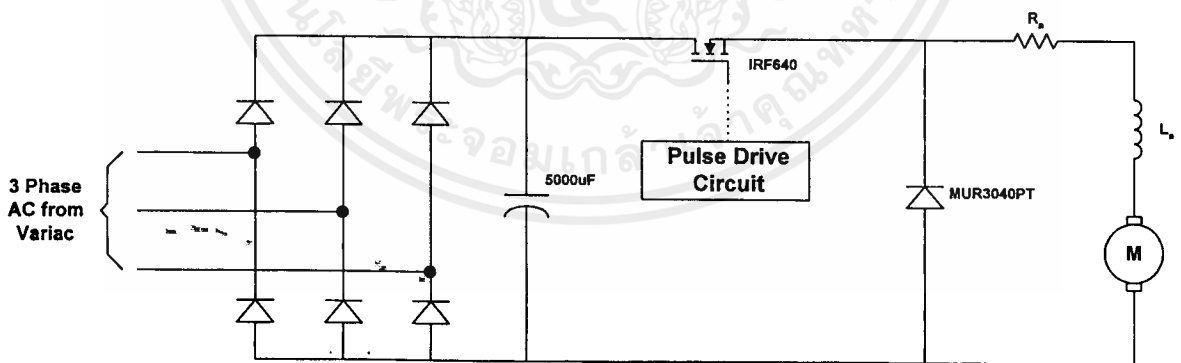
ในทางตรงกันข้าม ถ้าเราเพิ่มศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ จากสมการ (2.2) และ (2.3) กระแสที่ไหลเข้าอาร์เมเจอร์และแรงบิดของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นและเร่งมอเตอร์ เป็นเหตุผลให้ความเร็วของมอเตอร์และแรงดันป้อนกลับเพิ่มขึ้นและจะเข้าสู่สภาวะสุดท้ายที่ความเร็วสูงกว่าเดิม แต่แรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดของโหลด

ในการควบคุมศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ แสดงได้ด้วยแผนผัง ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แผนผังแสดงการควบคุมศักดาที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์

จากรูปที่ 2.5 สามารถแสดงด้วยวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.6



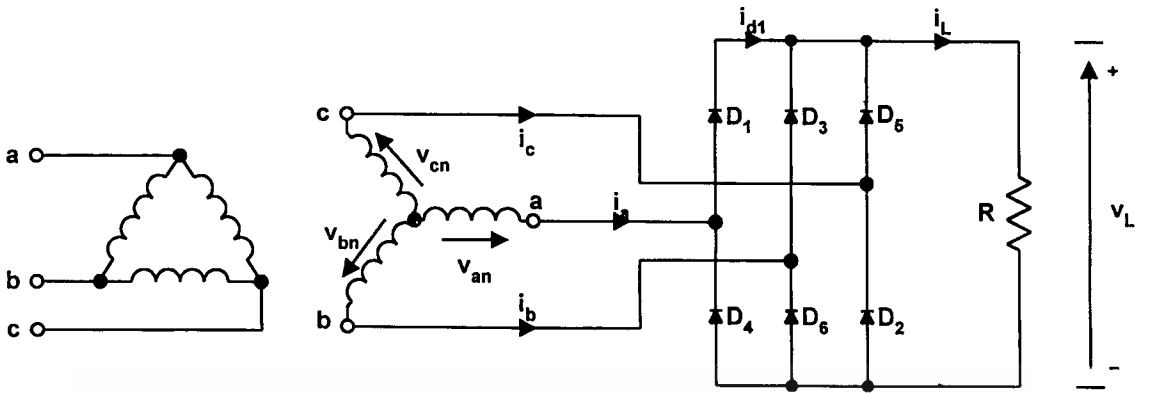
Motor Speed Control Drive By Step down

รูปที่ 2.6 วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยวิธี Step-Down แบบลูปเปิด (Open loop)

จากรูปที่ 2.6 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรเป็น 3 ส่วน ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

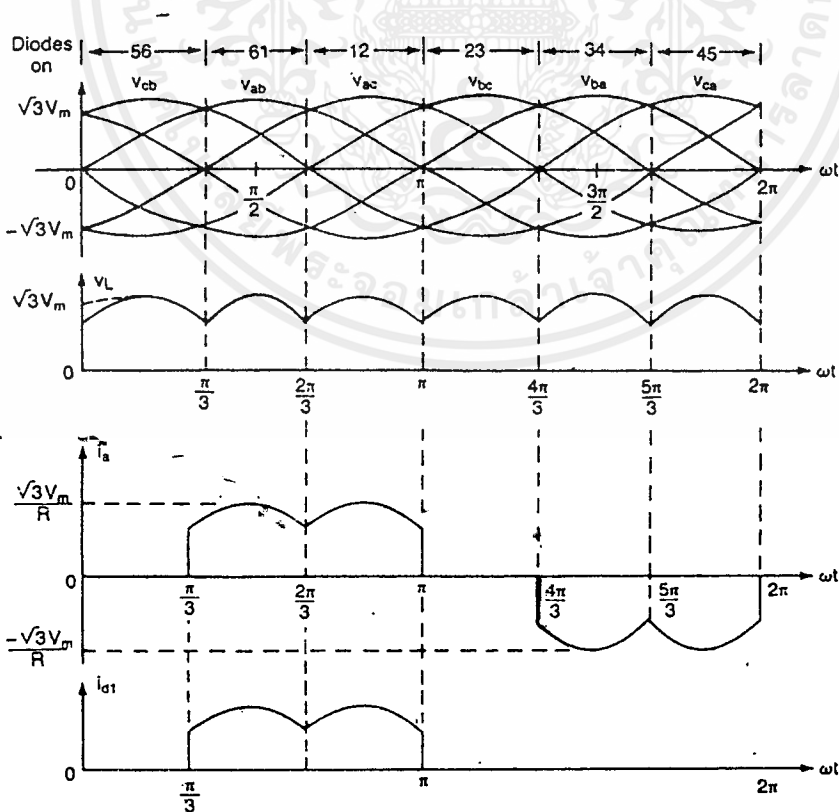
ก. การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส (Three Phase Bridge Rectifiers)



รูปที่ 2.7 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส

จากรูปที่ 2.7 ไดโอดจะร่วมกันนำกระแสเป็นคู่ คือ ไดโอดหมายเลข 12 , 23 , 34 , 45 , 56 และ 61 ไดโอดที่ต่อระหว่างสายที่มีขนาดของแรงดันชั่วขณะที่สูงที่สุดจะนำกระแส เช่น ระหว่างช่วงเวลา 0 ถึง $\pi/2$ ค่าชั่วขณะที่สาย V_{ab} มีค่าสูงสุด (ดูรูปประกอบ) ไดโอด D_5 กับ D_6 หรือ ไดโอดคู่ที่มีหมายเลข 56 จะนำกระแส เป็นต้น

เราทราบว่า $V_{line} = \sqrt{3}V_{phase}$ (เนื่องจากแหล่งจ่าย 3 เฟสต่อขดลวดแบบ Y) ส่วนรูปคลื่นและระยะเวลาในการนำกระแสของไดโอด เป็นดังรูปที่ 2.8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ **รูปที่ 2.8 แสดงรูปคลื่นและระยะเวลาในการนำ กระแสของไดโอด** ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.8 สังเกตว่า รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตประกอบด้วย 6 พัลส์ ดังนั้นจึงหาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต ได้ดังนี้คือ

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi/6} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad (2.11)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.6542 V_m \quad (2.12)$$

เมื่อค่า V_m เป็นค่าสูงสุดของแรงดันที่เฟส

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} 3V_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.13)$$

$$= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_m \quad (2.14)$$

$$= 1.6554 V_m \quad (2.15)$$

ถ้าโหลดเป็นความต้านทาน ค่าสูงสุดของกระแสที่ไดโอดจะเป็น $I_m = \sqrt{3}V_m/R$ และค่า rms ของกระแสที่ไดโอดจะเป็น

$$I_d = \left[\frac{4}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.16)$$

$$= I_m \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \quad (2.17)$$

$$= 0.55181 I_m \quad (2.18)$$

กระแสเฉลี่ยแต่ละตัว มีค่าเป็น

$$I_d = \frac{4}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \quad (2.19)$$

$$= I_m \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0.3184 I_m \quad (2.20)$$

ค่า rms ของกระแสที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง จะเป็น

$$I_s = \left[\frac{8}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.21)$$

$$= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \quad (2.22)$$

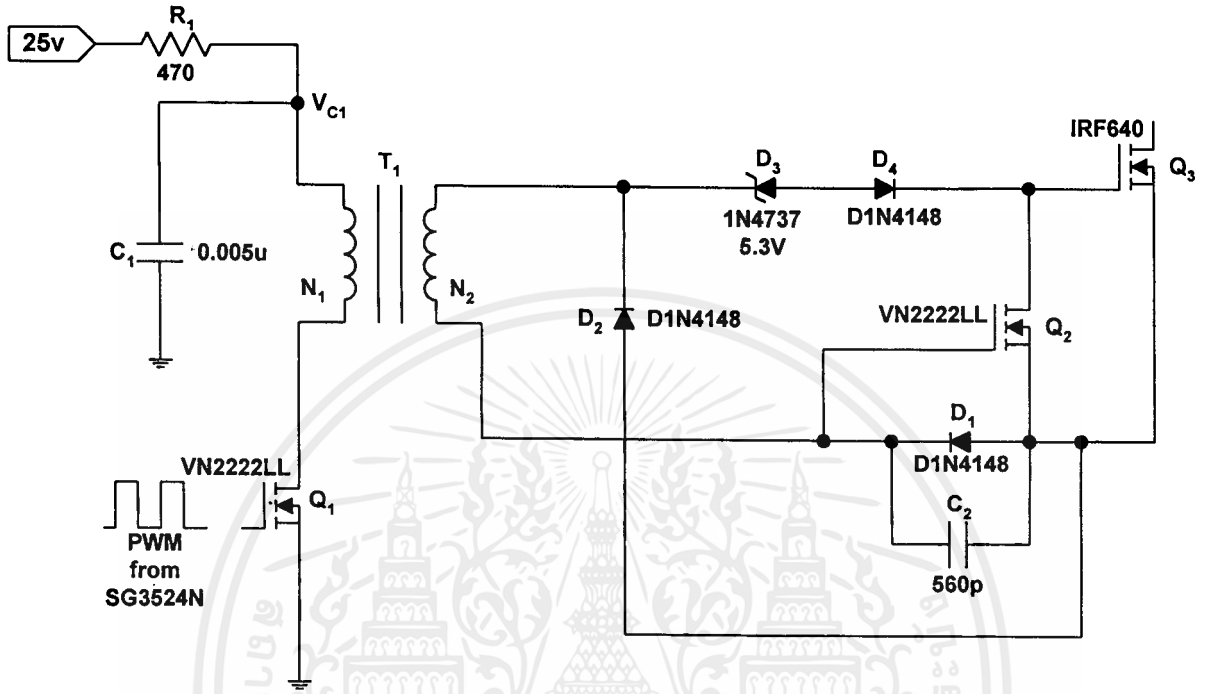
$$= 0.7804 I_m \quad (2.23)$$

เมื่อ I_m เป็นค่ากระแส line สูงสุดทางทุติยภูมิ

ไฟฟ้ากระแสตรงที่ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส จะยังไม่เรียบจึงใส่ Filter Capacitor เพื่อกรองกระแสให้เรียบขึ้น

ข. วงจรขับสัญญาณพัลส์ (Pulse Drive Circuit)

วงจรมี MOSFET Q_3 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ในการ ON-OFF วงจร Step-Down โดยมี MOSFET Q_1 ซึ่งรับสัญญาณ PWM เป็นตัวควบคุมการ ON-OFF MOSFET Q_3 โดยใช้วิธี Pulse Transformer ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรขับสัญญาณพัลส์

การทำงานของวงจรจะอธิบายตามการทำงานของ Q_1 ดังนี้

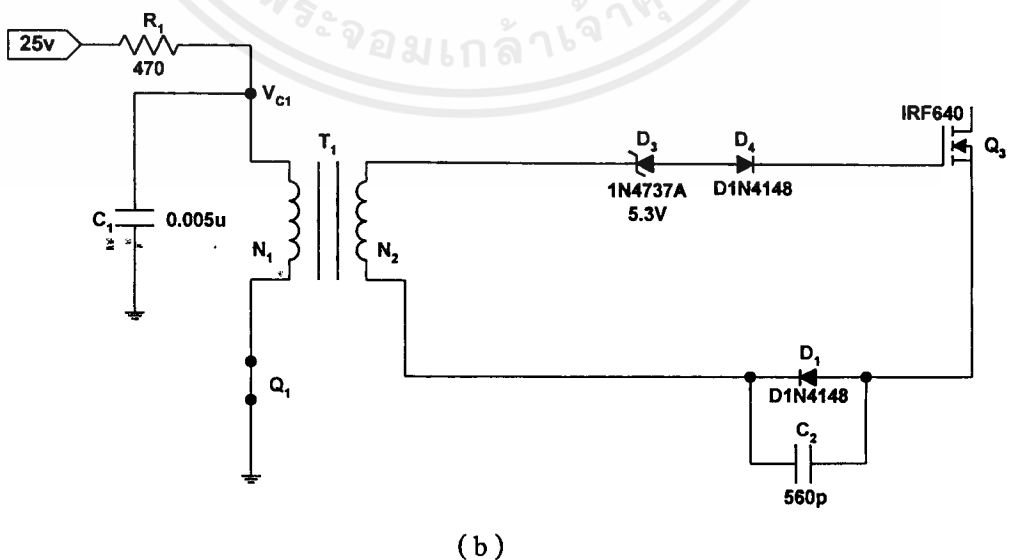
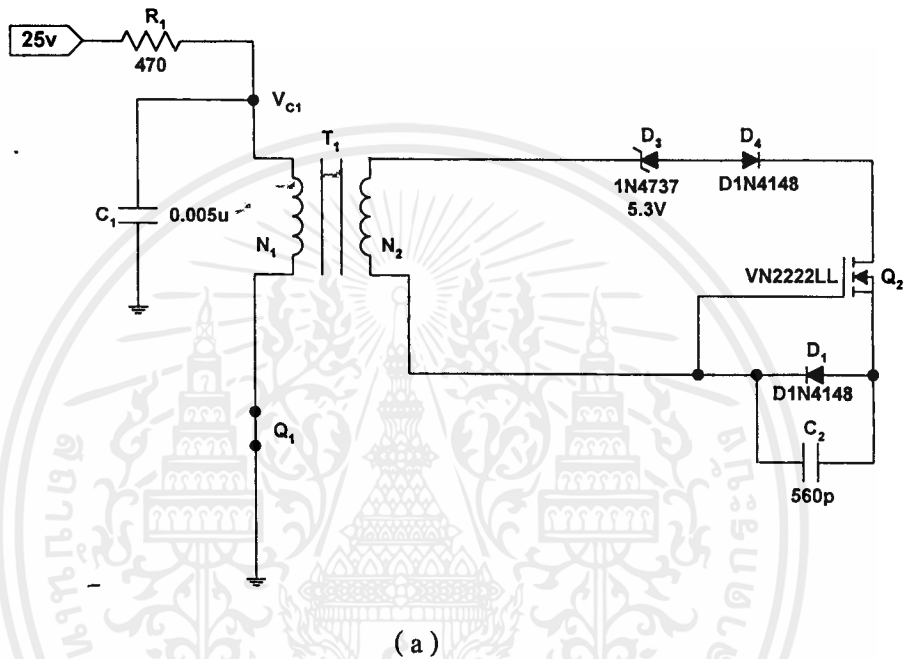
1. Q_1 ON เมื่อ Q_1 ON (การทำงานของ Q_1 จะอธิบายในส่วน of วงจร Step-Down) ทำให้มีศักดาไฟฟ้าตกคร่อม C_1 (V_{C1}) ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง (T_1) จึงเกิดการสะสมพลังงานใน C_1 และถ่ายโอนพลังงานนี้ ไปยังด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสทางด้านทุติยภูมิ (I_{sec}) ซึ่งจะไหลผ่าน C_2 , N_2 , D_3 , D_4 , Q_2 และ C_2 ครบวงจรดังรูปที่ 2.10a โดย I_{sec} ที่ไหลนี้จะทำการคายประจุ (Discharge) ใน C_2 ที่ถูกสะสมประจุ (Charge) ไว้ก่อนแล้ว ทำให้ Q_2 Off เนื่องจากศักดาไฟฟ้าที่คร่อม C_2 มีค่าน้อยกว่า Gate Threshold Voltage ของ Q_2

สังเกตว่า D_1 จะช่วยป้องกันไม่ให้ค่าแรงดันที่เป็นลบที่ขาเกตกับซอทของ Q_2 มีค่ามากจนทำให้ Q_2 เสียหาย

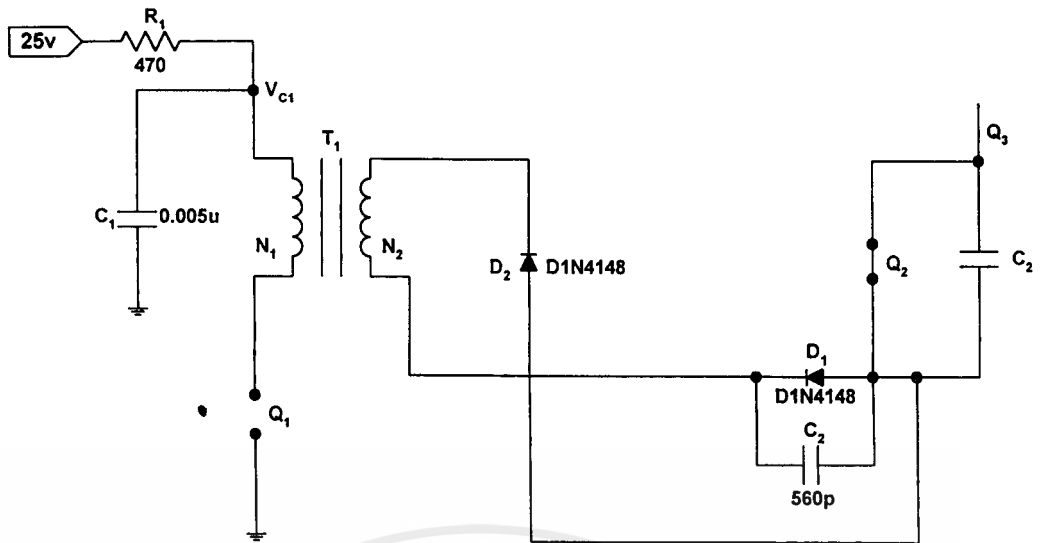
กระแส I_{sec} จะเริ่มสะสมประจุ (Charge) ที่อยู่ภายในมอสเฟต Q_3 ระหว่างขาเกตกับซอท (Input Gate Capacitance Q_3) จนกระทั่งศักดาที่ตกคร่อมขาเกต มีค่ามากกว่า Gate Threshold Voltage ของ Q_3 Q_3 จึงจะเริ่มทำงาน (Q_3 ON) ดังรูปที่ 2.10b Gate Voltage จะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่ง หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัว ทำให้ I_{sec} หยุดไหลและศักดาคร่อมด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงมีค่าเป็นศูนย์

สังเกตว่า D_4 จะ Back Bias ไม่ให้ประจุใน Gate Capacitance ของ Q_3 คายประจุออกมา

2. Q_1 OFF เมื่อ Q_1 OFF ทำให้เกิดการแปลงพลังงานแม่เหล็ก (Magnetizing Energy) ที่สะสมในหม้อแปลงเป็นกระแส I_{sec} และกระแส I_{sec} ที่เกิดขึ้นจะไหลในวงจรที่ประกอบด้วย D_2 , N_2 , C_2 ซึ่งขนานกับ Input Gate Capacitance ของ Q_2 ดังรูปที่ 2.10c เมื่อศักย์ที่ตกคร่อมขาเกตของ Q_2 มีค่ามากกว่า Threshold Voltage ของ Q_2 ทำให้ Q_2 ทำงาน ขณะเดียวกันก็จะทำการคายประจุ (discharge) ที่ Gate Capacitance ของ Q_3 ซึ่งเป็นผลให้ Q_3 หยุดการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

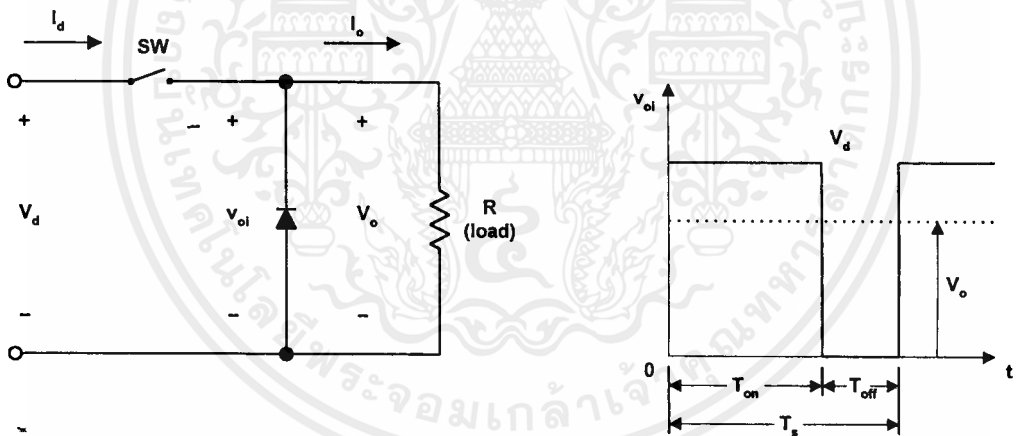


(c)

รูปที่ 2.10 แสดงการทำงานของวงจรขับสัญญาณพัลส์

(a) เมื่อ Q₁ ทำงาน, Q₂ ทำงาน (b) เมื่อ Q₁ ทำงาน, Q₃ ทำงาน (c) เมื่อ Q₂ ทำงาน, Q₃ ทำงาน

ก. Step - Down (Buck) Converter



(a)

(b)

รูปที่ 2.11 แสดงวงจร Step-down

จากรูปที่ 2.11a เป็นวงจรใช้ชิปหลักการแปลงแรงดันให้มีความต่ำลง (แรงดันเอาต์พุต มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต) หลักการทำงาน คือ เมื่อสวิตช์ (SW) เปิด (ON) และปิด (OFF) ด้วยความถี่ค่าหนึ่งซึ่งคาบการทำงาน (Duty Cycle, D)

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \tag{2.24}$$

$$T_s = T_{on} + T_{off} \tag{2.25}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้รูปคลื่นที่มีแรงดันเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นพัลส์ ดังรูปที่ 2.11b สังเกตว่า ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (v_o) มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต V_d

เมื่อเปิดสวิตช์ เป็นเวลา T_{on} จะมีแรงดันอินพุตตกคร่อมโหลด (V_d) และถ้าสวิตช์ปิดเป็นเวลา T_{off} แรงดันตกคร่อมโหลดจะเป็นศูนย์ ซึ่งในปริยญาณิพนธ์นี้ใช้มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ควบคุมคาบการทำงานและความถี่ในการทำงาน

จากรูปที่ 2.11a ไม่คิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตใน 1 คาบเวลาจะหาได้จาก

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{T_{on}}{T_s} V_d = DV_d \quad (2.26)$$

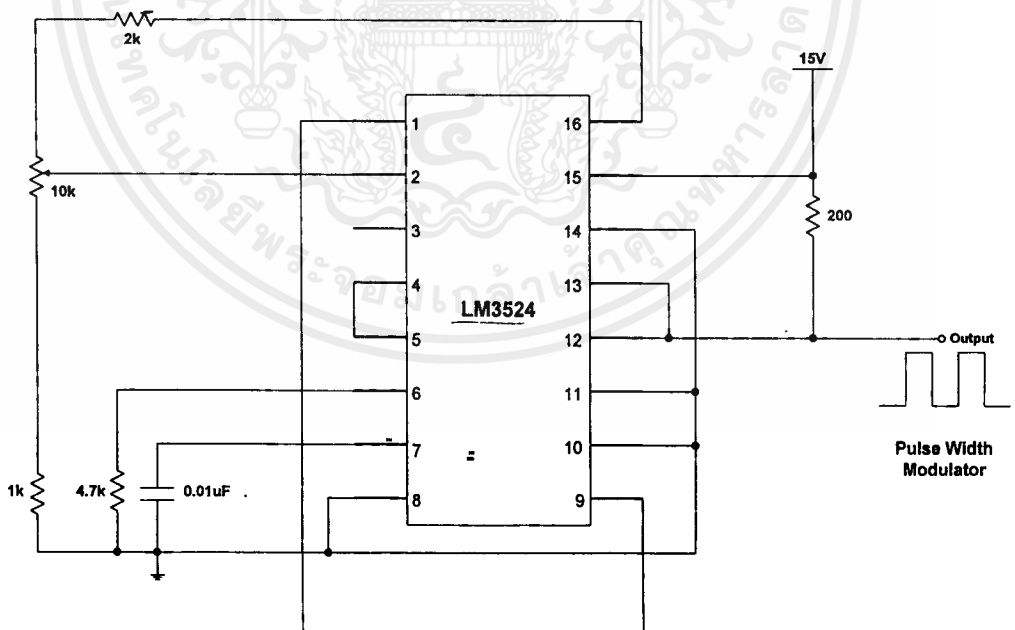
ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต

$$V_o = \left(\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{DV_d} \quad (2.27)$$

ซึ่งจะได้ว่า คาบการทำงาน (D) มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 โดยปรับค่า T_{on} , T_s หรือ f ดังนั้นจึงปรับค่า V_o ได้ตั้งแต่ 0 ถึง V_d โดยการควบคุมคาบการทำงาน

การทำงานของ Step - Down นี้ ทำงานที่ความถี่คงที่ คือ มีคาบเวลา (T_s) คงที่ แต่เวลา T_{on} หรือความกว้างของพัลสนั้นแปรค่าได้ เป็นการควบคุม Pulse Width Modulation (PWM)

วงจรที่ใช้สร้าง PWM ในที่นี้ใช้ SG3254N เป็น Regulating Pulse Width Modulation มิวจร ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรสร้างสัญญาณ PWM

สัญญาณ PWM ที่ออกมานี้จะส่งให้กับ Q_1 (ดูในรูปที่ 2.9) ถ้าสัญญาณที่ส่งมาเป็นช่วง T_{on} จะทำให้ Q_1 ON (Q_1 ทำงาน) ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณเป็นช่วง T_{off} จะทำให้ Q_1 OFF (Q_1 ไม่ทำงาน) ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

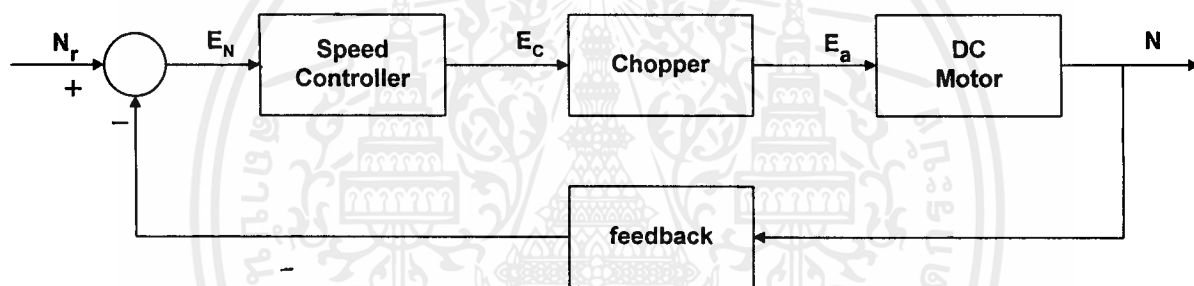
บทที่ 3

ระบบควบคุมความเร็วแบบลูปปิด

(Closed Loop Speed Control)

เนื่องจากในระบบที่ควบคุมความเร็วจะนิยมใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง การควบคุมแบบลูปเปิด (Open Loop) อาจไม่มีประสิทธิภาพเพียงพอในการประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นจึงมีการนำระบบควบคุมแบบลูปปิด (Close Loop) มาใช้ ซึ่งมีข้อดีในเรื่องของความเที่ยงตรงสูง สามารถปรับปรุงผลตอบสนองทางไดนามิกส์ของมอเตอร์และลดผลกระทบจากตัวรบกวน เช่น โหลด เป็นต้น โดยผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบลูปปิดสามารถศึกษาโดยการพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) และจะแสดงรายละเอียดการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบไว้พิจารณาด้วย

การทำงานของระบบควบคุมความเร็วแบบลูปปิดมีแผนผังการทำงานดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงแผนผังพื้นฐานของระบบควบคุมความเร็วแบบลูปปิด

จากรูปที่ 3.1 สามารถอธิบายการทำงานพื้นฐานได้ คือ เมื่อความเร็วลดลงเนื่องจากแรงบิดของโหลด (Load Torque) เพิ่มขึ้น มีผลให้ค่าผิดพลาดของความเร็วนั้น (Speed Error) มีค่ามากขึ้น ทำให้สัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้น จึงสร้างศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์เพิ่มขึ้น ทำให้ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอเตอร์มีค่ามากขึ้น การสร้างแรงบิด (Torque) มากขึ้น สุดท้ายความเร็วของมอเตอร์จะมีค่าเท่าเดิม

3.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ

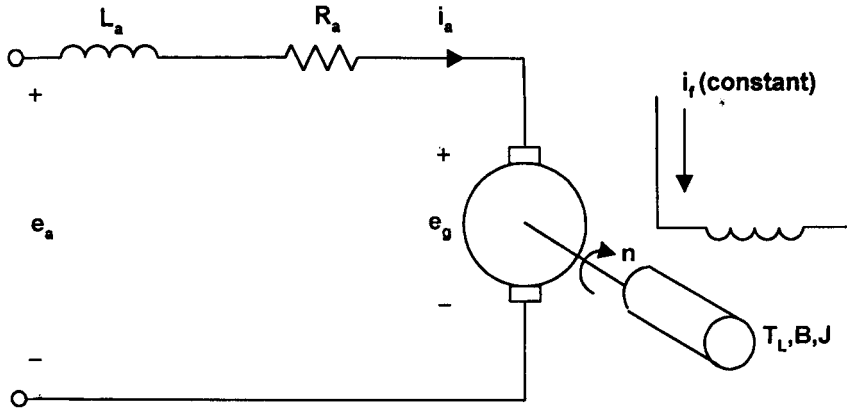
ในการออกแบบระบบควบคุมเราจะต้องหาฟังก์ชันถ่ายโอนของแต่ละบล็อก (Block) ในระบบออกมา เพื่อคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม (Controller) ที่ใช้ควบคุมระบบ

3.1.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก

(Transfer Function of Separately Excited DC Motor)

วงจรแบบไดนามิกส์ (Dynamic Mode) ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก แสดงได้ดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



B = ค่าคงที่ของแรงเสียดทาน (coefficient of viscous friction) , N-m/(rad/sec)

J = polar moment of inertia , kg-m²

n = ความเร็วของอาร์เมเจอร์ (speed of armature) , rpm

K_a = ค่าคงที่ (constant)

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรแบบไดนามิกส์ของมอเตอร์

จากรูปที่ 3.2 จะได้สมการของแรงดัน คือ

$$e_a = e_g + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.1)$$

เมื่อแรงดันของมอเตอร์ คือ

$$e_g = K_a \Phi n \quad (3.2)$$

ส่วนสมการของแรงบิด จะได้

$$t = T_L + Bn + J \frac{dn}{dt} \quad (3.3)$$

เมื่อแรงบิดที่อาร์เมเจอร์ คือ

$$t = K_a \Phi i_a \quad (3.4)$$

ในโดเมนลาปลาซของสมการ (3.1) ถึง (3.4) จะได้

$$E_a(s) = E_g(s) + R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) \quad (3.5)$$

$$E_g(s) = K_a \Phi N(s) \quad (3.6)$$

$$T(s) = T_L(s) + B N(s) + J s N(s) \quad (3.7)$$

$$T(s) = K_a \Phi I_a(s) \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.5) จะได้

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_g(s)}{R_a + sL_a} = \frac{[E_a(s) - E_g(s)]1/R_a}{1 + \tau_a s} \quad (3.9)$$

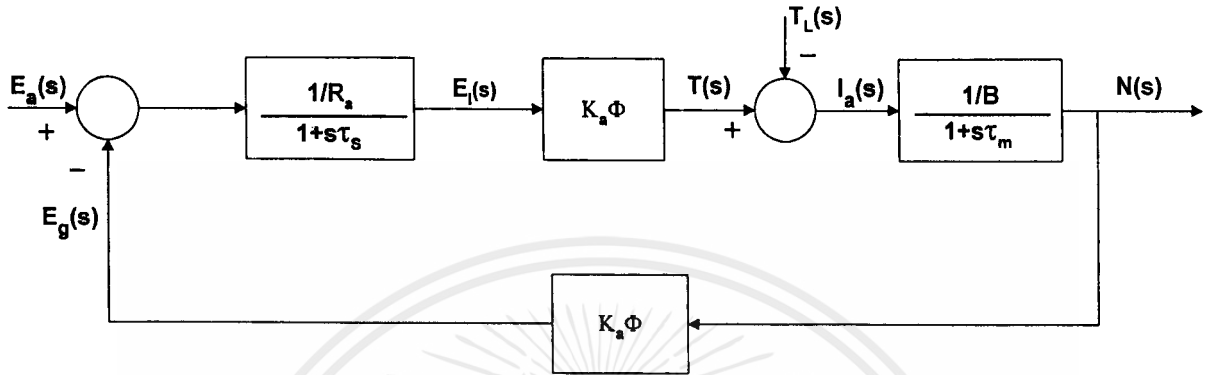
โดยที่ $\tau_a = L_a / R_a$ คือ electrical time constant ของวงจรอาร์เมเจอร์

จากสมการ (3.7) จะได้

$$N(s) = \frac{T(s) - T_L(s)}{B + Js} = \frac{[T(s) - T_L(s)]1/B}{1 + \tau_m s} \quad (3.10)$$

โดยที่ $\tau_m = J/B$ คือ mechanical time constant ของมอเตอร์

จากสมการ (3.4) , (3.10) สามารถแสดงความสัมพันธ์ในแผนผัง ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงแผนผังของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 3.3 สังเกตว่า มีแรงดันย้อนกลับ (back emf) แสดงในส่วนป้อนกลับ ซึ่งแรงดันย้อนกลับนี้เป็นคุณลักษณะประจำตัวของมอเตอร์ที่จะเปลี่ยนแปลงตามความเร็วของมอเตอร์ จึงสามารถนำเอาไปใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของความเร็ว $N(s)$ เนื่องจากแรงดันที่ป้อนให้ (applies voltage) $E_a(s)$ และแรงบิดของโหลด $T_L(s)$ ดังสมการ

$$N(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)H_1(s)} E_a(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s)H_2(s)} T_L(s) \quad (3.11)$$

เมื่อ

$$G_1(s) = \frac{(1/R_a)(K_a\Phi)}{1 + s\tau_m} \frac{(1/B)}{1 + G_2(s)H_2(s)} \quad (3.11a)$$

$$H_1(s) = K_a\Phi \quad (3.11b)$$

$$G_2(s) = \frac{-(1/B)}{1 + s\tau_a} \quad (3.11c)$$

$$H_2(s) = \frac{-(K_a\Phi)^2 / R_a}{1 + s\tau_a} \quad (3.11d)$$

จากสมการ (3.11) ถ้าไม่คิดส่วนแรงบิดของโหลด T_L จะได้

$$\frac{N(s)}{E_a(s)} = \frac{K_a\Phi}{(K_a\Phi)^2 + R_a B(1 + s\tau_a)(1 + s\tau_m)} \quad (3.12)$$

แต่ $\tau_a \ll \tau_m$ เสมอ เราจึงตัดส่วนของ τ_a ได้ นั่นคือ

$$\begin{aligned} \frac{N(s)}{E_a(s)} &= \frac{K_a\Phi}{(K_a\Phi)^2 + R_a B + sR_a B\tau_m} \\ &= \frac{k_m}{1 + s\tau_m} \end{aligned} \quad (3.12a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\tau_{m1} = \frac{R_a B}{(K_a \Phi)^2 + R_a B} \tau_m$ (3.12b)

$$k_m = \frac{K_a \Phi / B}{(K_a \Phi)^2 + R_a B} \quad (3.12c)$$

จะเห็นว่า $\tau_{m1} \ll \tau_m$ (3.12d)

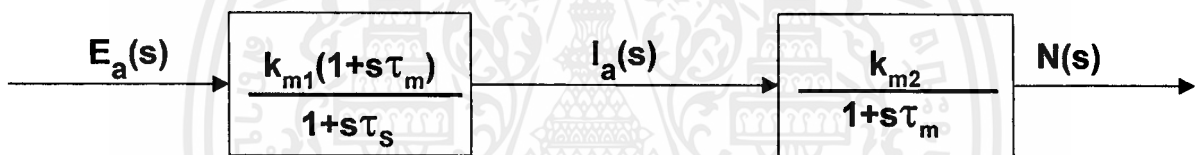
จากรูปที่ 3.3 เมื่อ $T_L = 0$ หา

$$\frac{N(s)}{I_a(s)} = \frac{K_a \Phi / B}{1 + s\tau_m} = \frac{k_{m2}}{1 + s\tau_m} \quad (3.13)$$

ดังนั้นจากสมการ (3.12a) และ (3.13)

$$\begin{aligned} \frac{I_a(s)}{E_a(s)} &= \frac{I_a(s)}{N(s)} \frac{N(s)}{E_a(s)} \\ &= \frac{1 + s\tau_m}{K_a \Phi / B} \frac{k_m}{(1 + s\tau_{m1})} \\ &= \frac{k_{m1}(1 + s\tau_{m1})}{1 + s\tau_m} \end{aligned} \quad (3.14)$$

ดังนั้นสามารถแทนมอเตอร์ด้วยแผนผังได้ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงแผนผังของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงอย่างง่าย

โดยที่ $k_{m1} = \frac{B}{(K_a \Phi)^2 + R_a B} = \frac{k_m}{K_a \Phi / B}$ (3.14a)

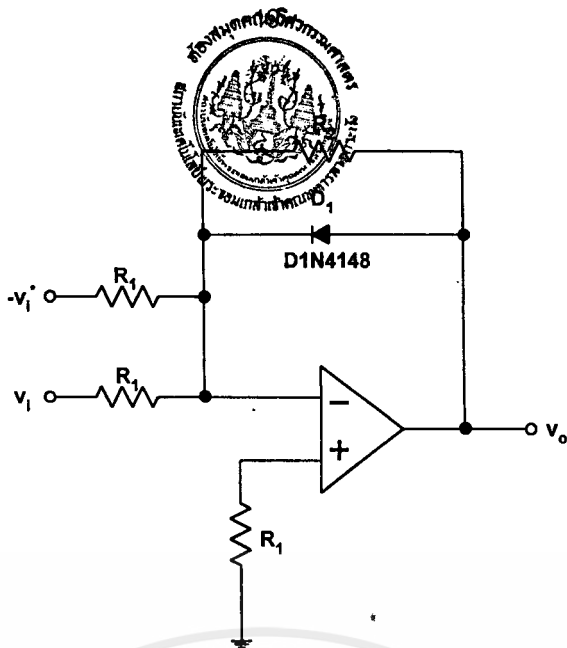
$$k_{m2} = \frac{K_a \Phi}{B} \quad (3.14b)$$

$$k_m = k_{m1} k_{m2} \quad (3.14c)$$

3.1.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวมและควบคุมแบบพี

(Transfer Function of Summing circuit and P Controller)

วงจรมีจะเป็นชุดควบคุมสองที่อยู่ในรูปควบคุมกระแส สามารถอธิบายการทำงานได้ คือ ขาลบจะรับสัญญาณอ้างอิงที่ส่งมาจากชุดควบคุมหนึ่ง ส่วนขาลบรับสัญญาณป้อนกลับจาก Current Transducer วงจรเป็นดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรรวมและควบคุมแบบพี

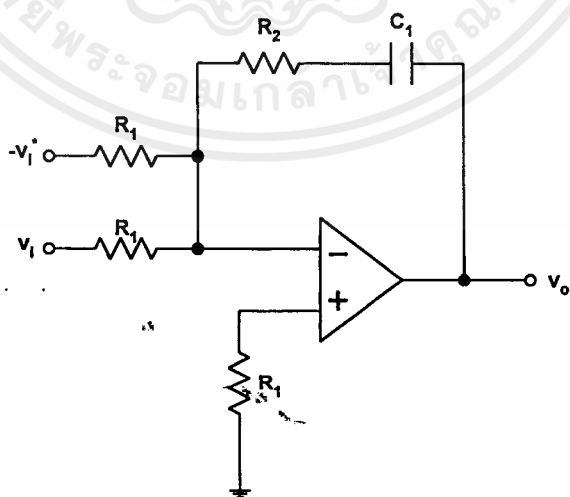
ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร คือ

$$G_c(s) = \frac{v_o}{v_i - v_i^*} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.15)$$

3.1.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวมและควบคุมแบบพีไอ

(Transfer Function of Summing circuit and PI Controller)

วงจรมีจะเป็นชุดควบคุมหนึ่งที่อยู่ในรูปควบคุมความเร็ว สามารถอธิบายการทำงานได้ คือ ขาบวก จะรับสัญญาณอ้างอิงที่เป็นค่าความเร็วที่ต้องการ ส่วนขาลบรับสัญญาณป้อนกลับจาก Tachogenerator วงจรเป็นดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรรวมและควบคุมแบบพีไอ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร คือ

$$G_c(s) = \frac{K_c(1+s\tau_c)}{s} \quad (3.16)$$

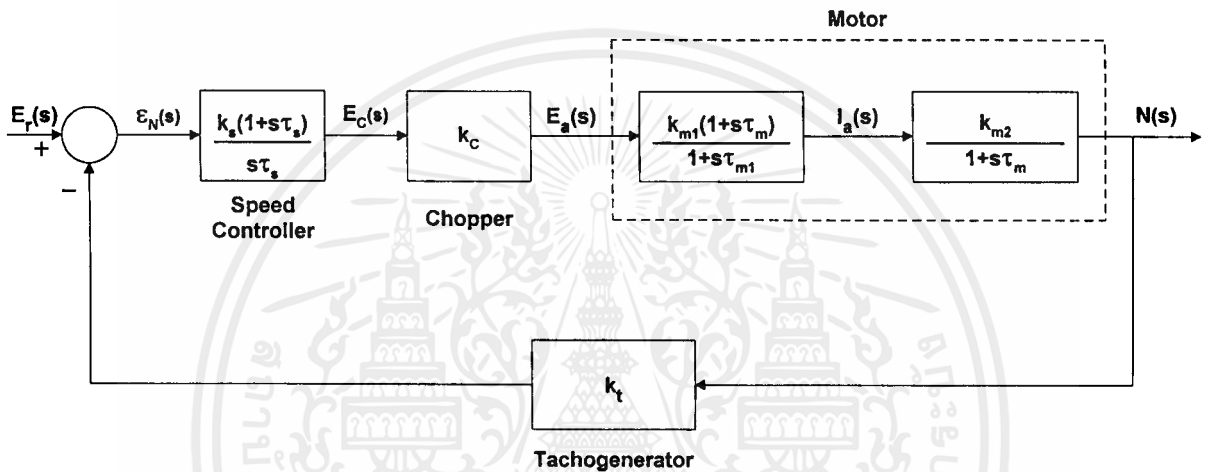
เมื่อ

$$\tau_c = CR_2$$

$$K_c = \frac{1}{R_1 C}$$

3.2 การควบคุมความเร็วแบบลูปปิด (Closed-Loop Speed Control)

เนื่องจาก tachogenerator ที่ต่อกับเพลาของมอเตอร์สามารถส่งสัญญาณความเร็วป้อนกลับได้และใช้ค่าผิดพลาด $\varepsilon_N(s)$ ควบคุมศักดาไฟฟ้าของอาร์เมเจอร์ ตามรูปที่ 3.7

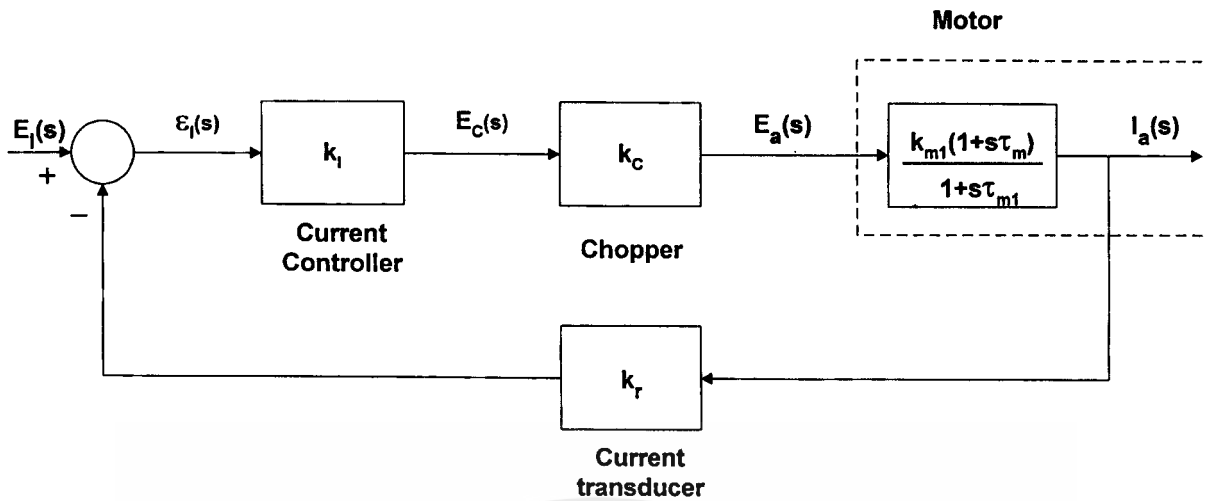


รูปที่ 3.7 แสดงลูปควบคุมความเร็ว

ตัวควบคุมความเร็วมีหลายแบบที่ใช้กัน ที่นิยมใช้กันมี 2 แบบ คือ แบบ Proportional (P) และแบบ Proportional-Integral (PI) ในที่นี้ใช้แบบพีไอ มีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ $(1+s\tau_s)/s\tau_s$ การเพิ่มอินทิกรัลสามารถจำกัดค่าที่ผิดพลาดที่สถานะคงตัว (Steady-State Error) และลดค่าเกนของส่วน Forward

3.3 การควบคุมกระแส (Current control)

ลูปที่ควบคุมกระแสแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงรูปควบคุมกระแส

จากรูป k_r คือ ค่าเกน (gain) ของ current transducer ซึ่งอาจใช้ตัวต้านทานต่อในวงจรอาร์เมเจอร์ เป็น current transducer อย่างง่าย ส่วน k_I คือ ค่าเกนของตัวควบคุมกระแส (current controller) ซึ่งในที่นี้ใช้ตัวควบคุมแบบพี

P - Controller

จากรูปที่ 3.8, หาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ คือ

$$\begin{aligned} \frac{I_a(s)}{E_I(s)} &= \frac{k_I k_C k_{m1} \frac{1+s\tau_m}{1+s\tau_{m1}}}{1 + k_r k_I k_C k_{m1} \frac{(1+s\tau_m)}{(1+s\tau_{m1})}} \\ &= k_{IC} \frac{(1+s\tau_m)}{(1+s\tau_{m2})} \end{aligned} \quad (3.17)$$

เมื่อ

$$k_{IC} = \frac{k_I k_C k_{m1}}{1 + k_r k_I k_C k_{m1}} \quad (3.17a)$$

$$\tau_{m2} = \frac{\tau_m k_r k_I k_C k_{m1} + \tau_{m1}}{1 + k_r k_I k_C k_{m1}} \quad (3.17b)$$

แต่ $k_r k_I k_C k_{m1} \gg 1$

$$\text{จะได้} \quad k_{IC} \cong \frac{1}{k_r} \quad (3.18)$$

$$\text{และ} \quad \tau_{m2} \cong \tau_m + \frac{\tau_{m1}}{k_r k_I k_C k_{m1}} \quad (3.18a)$$

แสดงว่า $\tau_m \gg \tau_{m1}$ ดังนั้นจะได้ว่า

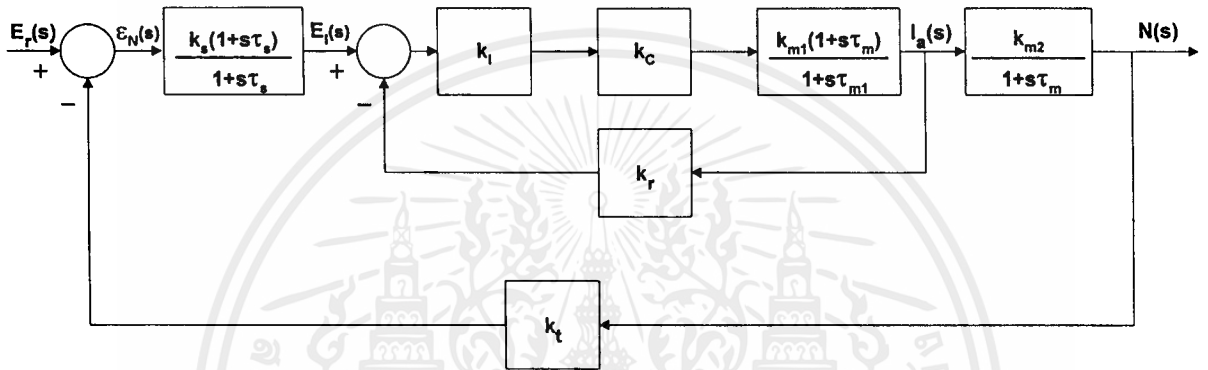
$$\tau_{m2} \cong \tau_m \quad (3.18b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.17) และ (3.18b) ทำให้เกิดการตัดกันของโพล (pole) และซี โร (zero) ผลที่ได้จะไม่เกิด overshoot หรือ time delay ในทางปฏิบัติแล้วจะเกิด delay เนื่องจาก armature-circuit electrical time constant และ converter delay ทั้ง 2 กรณีจะมีค่าน้อยสามารถตัดทิ้งไม่นำมาคิดได้นั้นคือ

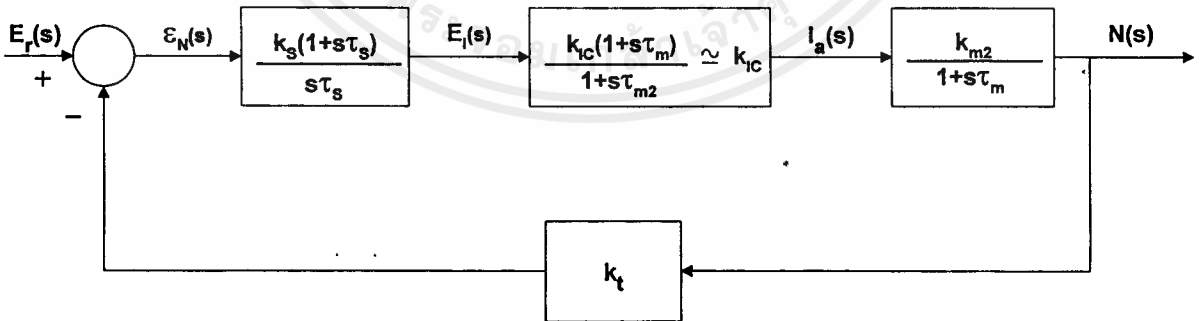
$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = k_{IC} \cong \frac{1}{k_r} \quad (3.19)$$

เพราะ I_a สัมพันธ์โดยตรงกับ E_r การจำกัดค่า E_r จะจำกัดค่ากระแสด้วย ดังนั้นรูปในสามารถรวมกับรูปควบคุมความเร็ว โดยใช้ค่าผิดพลาดความเร็ว (speed error) เป็นค่ากระแสอ้างอิง (current reference) จากที่กล่าวมาสามารถแสดงได้เป็นรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แผนผังแสดงรูปควบคุมความเร็วแบบ PI เมื่อรูปในเป็นรูปควบคุมกระแส

จากรูปที่ 3.9 สามารถแสดงได้อย่างง่าย ๆ โดยใช้สมการ (3.19) และไม่คิดส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นตามรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แผนผังแสดงรูปควบคุมความเร็วเมื่อรวมรูปควบคุมกระแส

จากรูปที่ 3.10 หาฟังก์ชันถ่ายโอนได้

$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{k_s k_{IC} k_{m2} \frac{(1 + \tau_s s)}{(\tau_s s)(1 + \tau_m s)}}{1 + \frac{k_i k_s k_{IC} k_{m2} (1 + \tau_s s)}{(\tau_s s)(1 + \tau_m s)}} \quad (3.20)$$

ให้ $k_i k_s k_{IC} k_{m2} \gg 1$

$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{1}{k_i} \frac{(1 + \tau_s s)}{1 + \tau_s s + \tau_s \tau_2 s^2} \quad (3.21)$$

เมื่อ

$$\tau_2 = \frac{\tau_m}{k_i k_s k_{IC} k_{m2}} \quad (3.21a)$$

จากสมการ (3.21) และ (3.13)

$$\begin{aligned} \frac{I_a(s)}{E_r(s)} &= \left[\frac{N(s)}{E_r(s)} \right] \left[\frac{I_a(s)}{N(s)} \right] \\ &= \left(\frac{1}{k_i k_{m2}} \right) \frac{(1 + \tau_s s)(1 + s \tau_m)}{1 + \tau_s s + \tau_s \tau_2 s^2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะอธิบายการทำงานที่ได้ปฏิบัติมาเป็นขั้นตอนดังต่อไปนี้

4.1 การทดสอบวงจรและผลการทดลองของวงจรขับสัญญาณพัลส์

4.1.1 การออกแบบการผันหม้อแปลงและการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ

จากสมการพื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้า

$$L = \frac{N\Phi}{i}$$

และ
$$\frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} Li^2$$

จากสมการจะพบว่า จำนวนรอบของการผันหม้อแปลง จะมีต่อค่าตัวเหนี่ยวนำซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำนี้จะมีผลต่อการถ่ายโอนพลังงาน จากด้านปฐมภูมิไปยังด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อหม้อแปลงไฟฟ้าเกิดการอิ่มตัว

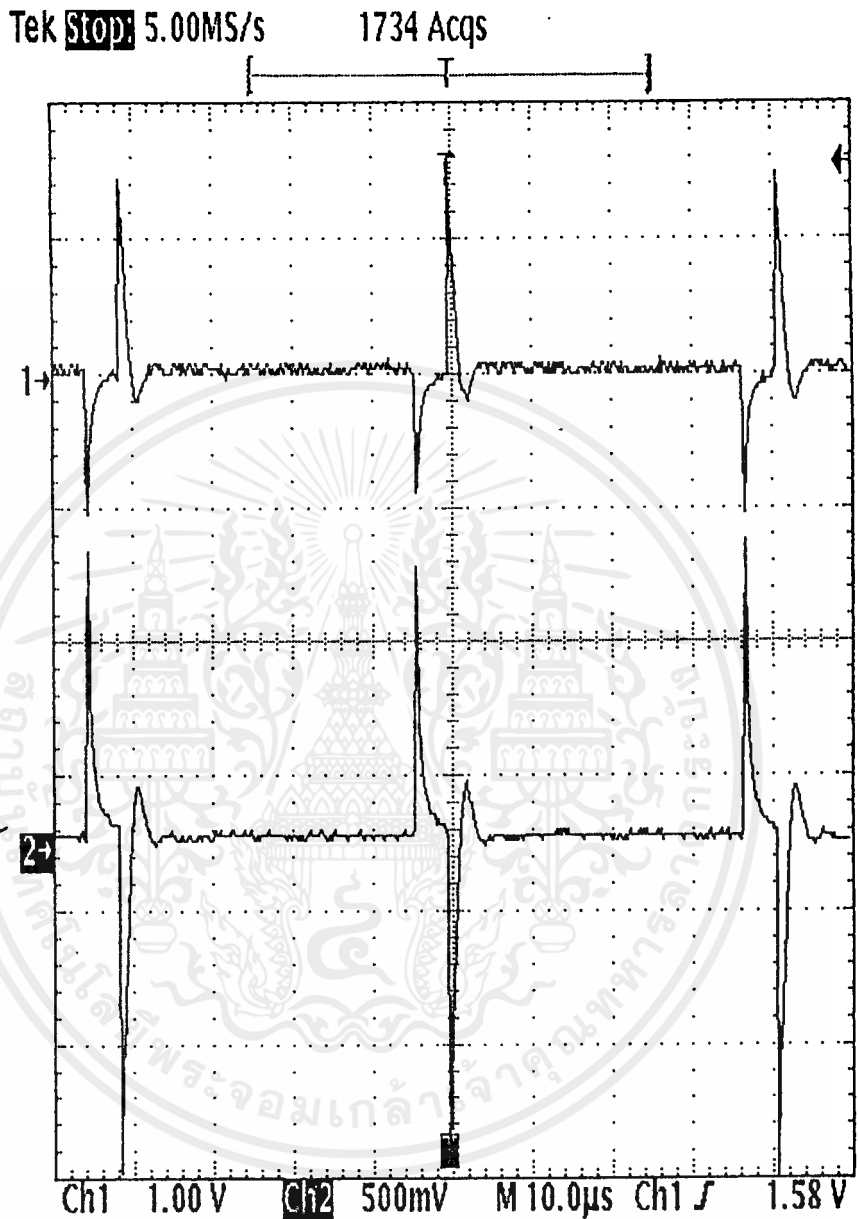
ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับสัญญาณพัลส์ เราต้องคำนวณว่าต้องการพลังงานที่ต่ออินพุตไปมากน้อยแค่ไหน จากนั้นจึงเลือกจำนวนรอบของการผันหม้อแปลงและเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ โดยอาศัยการลองผิดลองถูก

4.1.2 การทดสอบวงจรและผลการทดลอง

4.1.2.1 ทำการวัดศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมทางด้านปฐมภูมิ (Primary) เทียบกับด้านทุติยภูมิ (Secondary) ของหม้อแปลง เพื่อดูการทำงานของวงจรว่าถูกต้องหรือไม่ ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.1

4.1.2.2 ทำการวัดค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{GS}) ของ Q_2 เทียบกับ Q_3 เพื่อดูว่ามอสเฟตทั้งสองสลับกันทำงานหรือไม่ ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.2

4.1.2.3 การวัดค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{GS}) ของ Q_1 เทียบกับ Q_3 เพื่อดูว่ามอสเฟตทั้งสองตัวทำงานพร้อมกันหรือไม่ และดูศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อม V_{GS} ของ Q_3 ว่ามีค่ามากกว่า threshold voltage - ของ Q_3 หรือไม่ ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.3

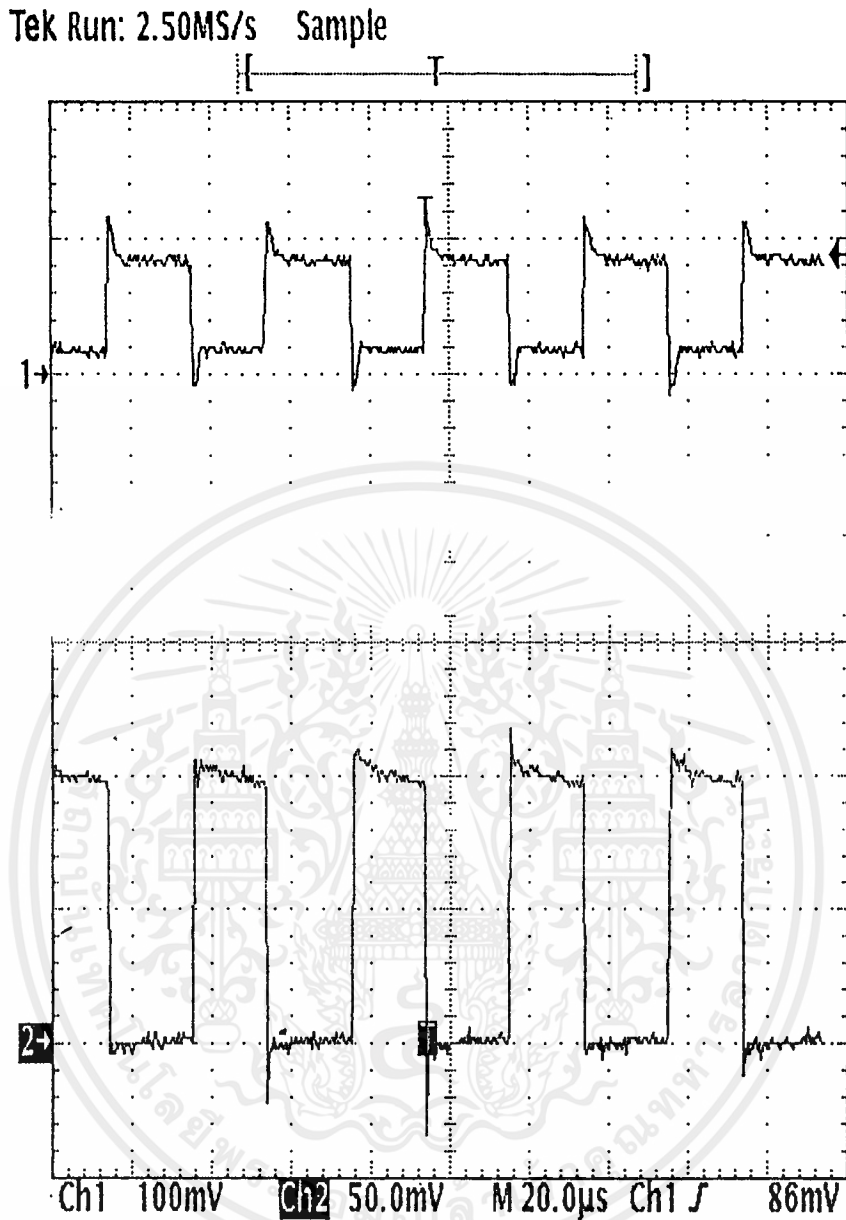


รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างศักคาที่ตกคร่อมด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

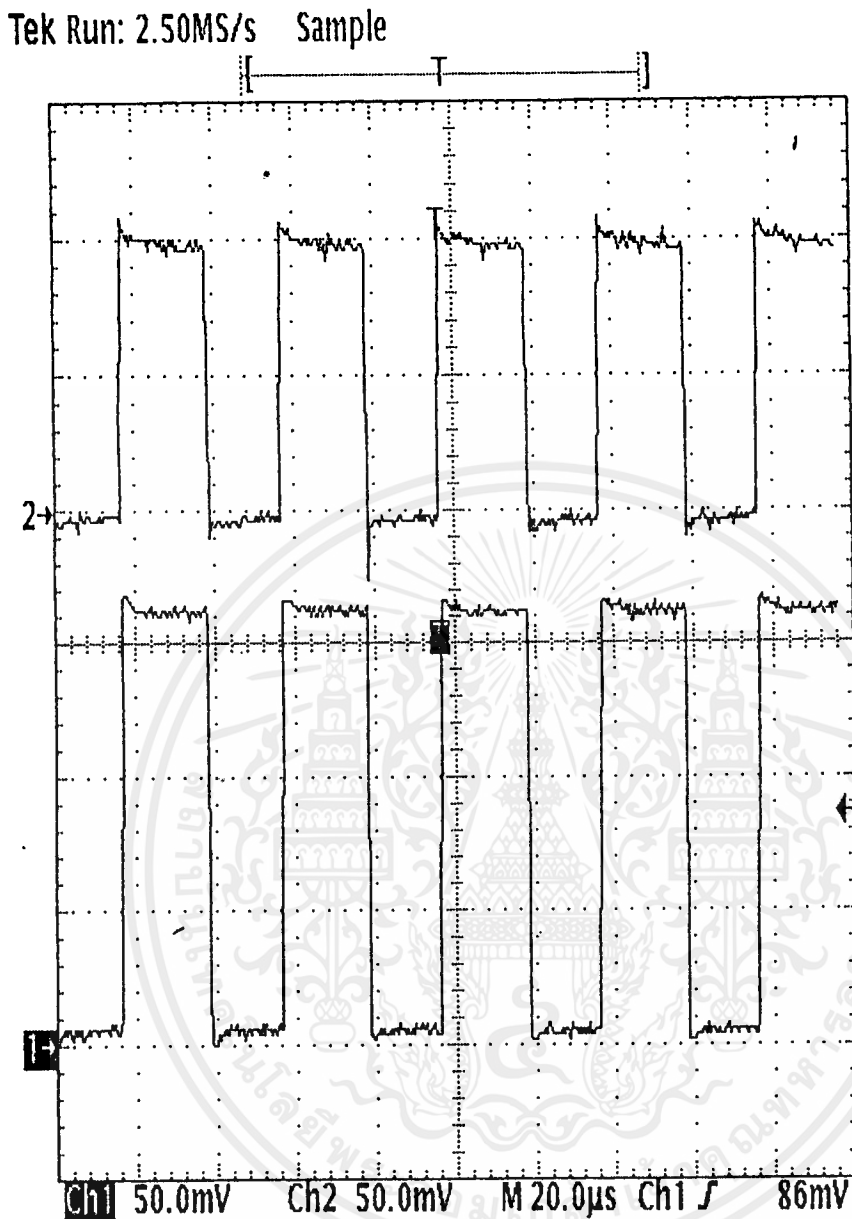
เทียบกับศักคาที่ตกคร่อมด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดศักคาที่ตกคร่อมด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง อัตราส่วน 10 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดศักคาที่ตกคร่อมด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง อัตราส่วน 10 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ



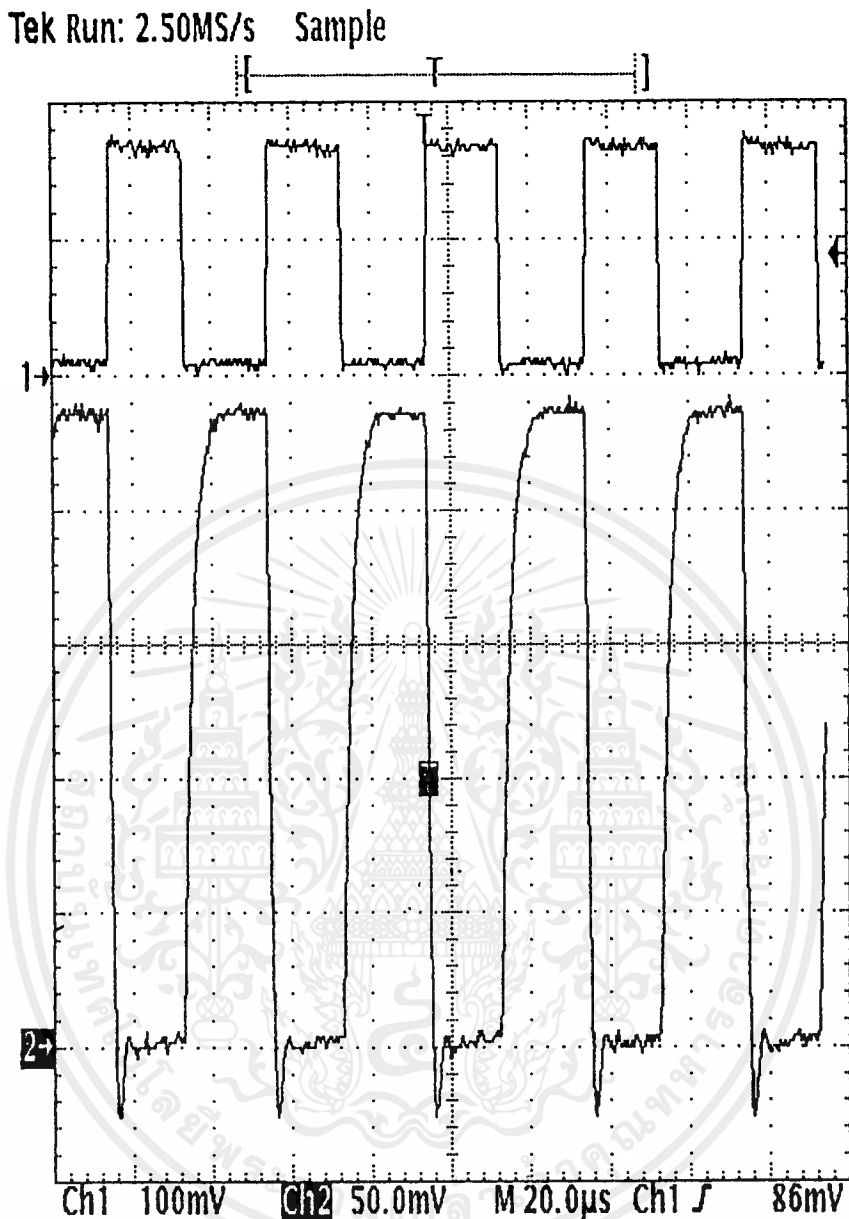
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกรวมมอสเฟต Q_2 และ Q_3 (V_{GS}) ช่องสัญญาณที่ 1 วัดศักดาที่ตกรวมมอสเฟต Q_2 อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณที่ 2 วัดศักดาที่ตกรวมมอสเฟต Q_3 อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมมอสเฟต $Q_3 (V_{GS})$

และสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก LM3524D

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดศักดาที่ตกคร่อมมอสเฟต $Q_3 (V_{GS})$ อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่มาจาก LM3524D อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก LM3524 และคิกคาที่ตกคร่อมหม้อแปลงด้านปฐมภูมิเทียบกับกราวด์

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่มาจาก LM3524 อัตราส่วน 10 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดคิกคาที่ตกคร่อมด้านปฐมภูมิเทียบกับกราวด์ อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

4.2 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ค่าที่พิกัดของมอเตอร์คือ 100V , 10A , 1kW , 1500rpm

จากวงจรสมมูลรูปที่ 3.2 เราสามารถหาค่า R_a และ L_a ได้ จากสมการพื้นฐานของมอเตอร์ คือ

$$e_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_a \Phi n \quad (4.1)$$

จากสมการ (4.1) เมื่อลือคมอเตอร์ทำให้โรเตอร์ไม่หมุน ($n = 0$) ก็จะไม่เกิดแรงดันย้อนกลับ (e_g) ดังนั้นจะได้ว่า

$$e_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (4.2)$$

จากนั้นให้กระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์มีค่าคงที่ จะทำให้ $\frac{di_a}{dt} = 0$ ดังนั้นจากสมการ (4.2) จะได้ว่า

$$e_a = i_a R_a$$

ดังนั้น จะได้

$$R_a = \frac{e_a}{i_a} \quad (4.3)$$

ต่อไปจะหาค่า L_a จากสมการ (4.2) ทำการแปลงลาปลาซ จะได้

$$E_a(s) = I_a(s) R_a + L_a s I_a(s)$$

$$I_a(s) = \frac{E_a(s)/R_a}{1 + \frac{L_a}{R_a} s}$$

เมื่อเราป้อน $E_a(s)$ เป็น unit step ผลตอบสนองของ $I_a(s)$ จะอยู่ในรูป first order delay ซึ่งมีค่า time constant คือ

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (4.4)$$

4.2.1 การทดลองและการคำนวณหาค่าความต้านทาน (R_a)

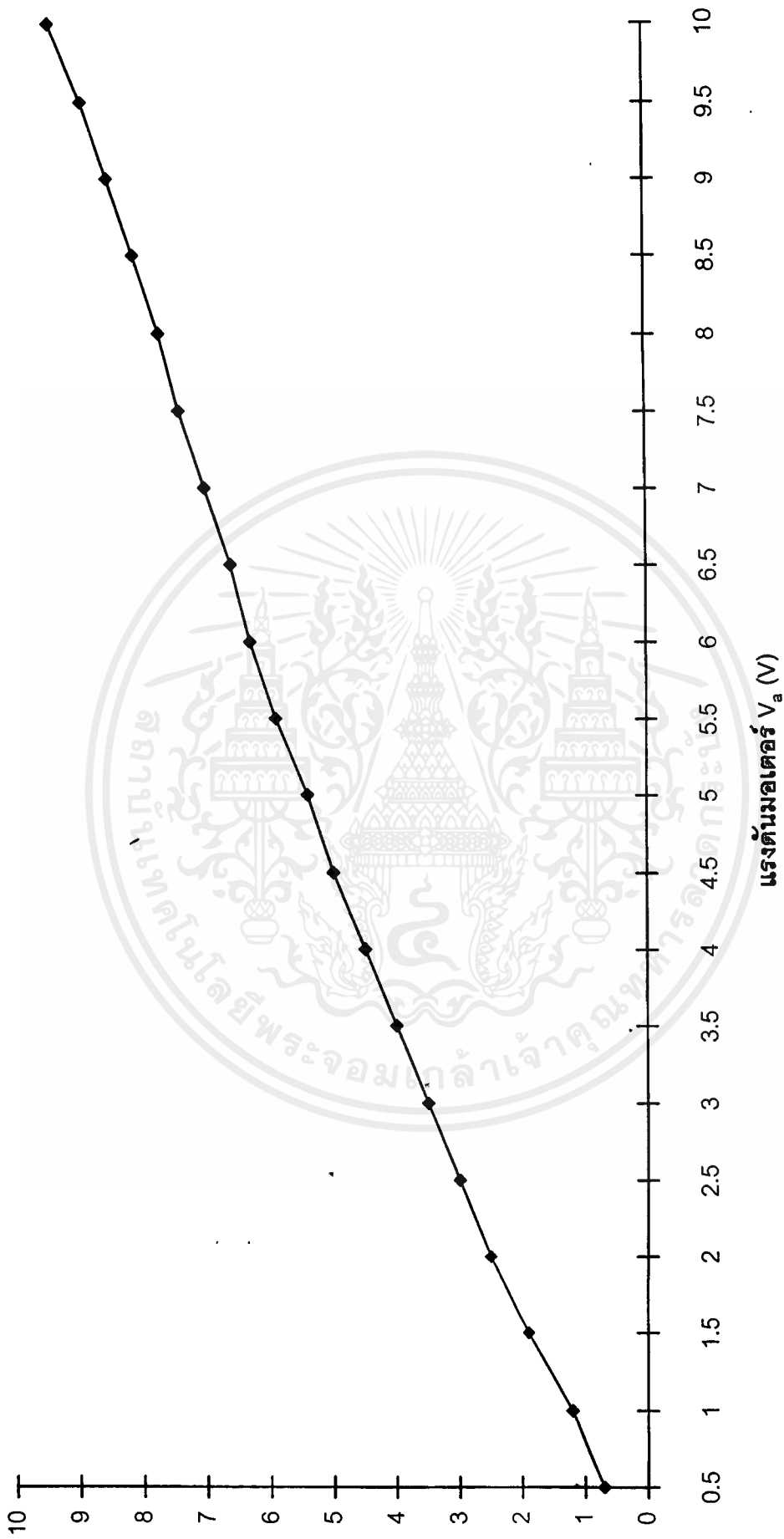
4.2.1.1 การทดลองหาค่าความต้านทาน

ทำการลือคมอเตอร์ จากนั้นป้อนศักดาไฟฟ้าให้แก่มอเตอร์แล้วบันทึกค่าระหว่างศักดาไฟฟ้า (V) และกระแสไฟฟ้า (I) ที่เปลี่ยนแปลง แล้วนำค่าที่ได้มาวาดกราฟดังรูปที่ 4.5

4.2.2 การคำนวณหาค่าความต้านทาน

จากกราฟรูปที่ 4.5 เลือกช่วงศักดาไฟฟ้าระหว่าง 3 ถึง 4.5 โวลต์ จะได้ค่ากระแสไฟฟ้า 3.5 ถึง 5 A แทนค่าที่ได้ลงในสมการ (4.3) จะได้

$$R_a = \frac{e_a}{i_a} = \frac{4.5 - 3}{5 - 3.5} = \frac{1.5}{1.5} = 1 \Omega$$



รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบแรงดันขดเตอร์กับกระแสขดเตอร์ขณะลัดวงจรเพื่อหา R_a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การทดลองและการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ (L_a)

4.2.2.1 การทดลองเพื่อหาค่าความเหนี่ยวนำ

ทำการลือคมอเตอร์ จากนั้นก็ป้อนศักดาไฟฟ้าเป็นรูปสัญญาณพัลส์ (ใช้แทน Unit Step) แล้วดูรูปกราฟกระแสที่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.6

4.2.2.2 การคำนวณเพื่อหาค่าความเหนี่ยวนำ

เราสามารถหาค่า time constant จากกราฟ โดยคิดที่ 63.2% ก่อนที่ระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว (steady state) นั่นคือ จากกราฟรูปที่ 4.6 ที่แกน y เราจะพบว่า

$$\begin{aligned} & 100 \% \text{ คิดเป็น } 2.4 \text{ ชอง} && \text{หรือ } 4.8 \text{ A} \\ \text{ดังนั้น } & 63.2 \% \text{ คิดเป็น } \frac{(63.2) \cdot (2.4)}{100} \\ & = 1.5168 \cong 1.52 \text{ ชอง หรือ } \frac{1.52(4.8)}{2.4} = 3.04 \text{ A} \end{aligned}$$

เมื่อลากเส้นจากจุดที่ 63.2 % ของกราฟมาตัดขงแกน x คิดเป็น 2.4 ชอง

$$1 \text{ ชอง} \text{ คิดเป็น } 500 \mu\text{s}$$

$$2.1 \text{ ชอง} \text{ คิดเป็น } 2.1 * 500 \mu\text{s} = 1050 \mu\text{s} = 1.05 \text{ ms}$$

นั่นคือกระแสจะมีค่าเท่ากับ 3.04 A คิดเป็น 63.2 % เมื่อเวลาผ่านไป 1.05 ms

ดังนั้นจากสมการ (4.4) จะได้

$$L_a = \tau_e R_a = 1.05 * 1 = 1.05 \text{ mH}$$

เราสามารถหาค่า B และ J ได้ จากสมการพื้นฐานของมอเตอร์ คือ

$$t = T_L + Bn + J \frac{dn}{dt} \quad (4.5)$$

จากสมการ (4.5) ถ้าเราทำการหมุนมอเตอร์ด้วยความเร็วรอบที่คงจะทำให้ $\frac{dn}{dt} = 0$ ดังนั้นจะได้

$$t = T_L + Bn \quad (4.6)$$

เนื่องจากไม่สามารถวัดหาค่า t และ T_L ได้โดยตรง แต่จากสมการ (3.4) $t = K_a \Phi i_a$ เราสามารถเปลี่ยนไปใช้ค่า i_a แทนได้ นั่นคือ เราจะหาความสัมพันธ์ระหว่าง i_a และ n แทน ดังนั้นจากสมการ (4.6) เราจึงสามารถกำจัดพจน์ T_L ได้โดยการคิดแบบผลต่าง เพราะว่า T_L มีค่าคงที่ จะได้

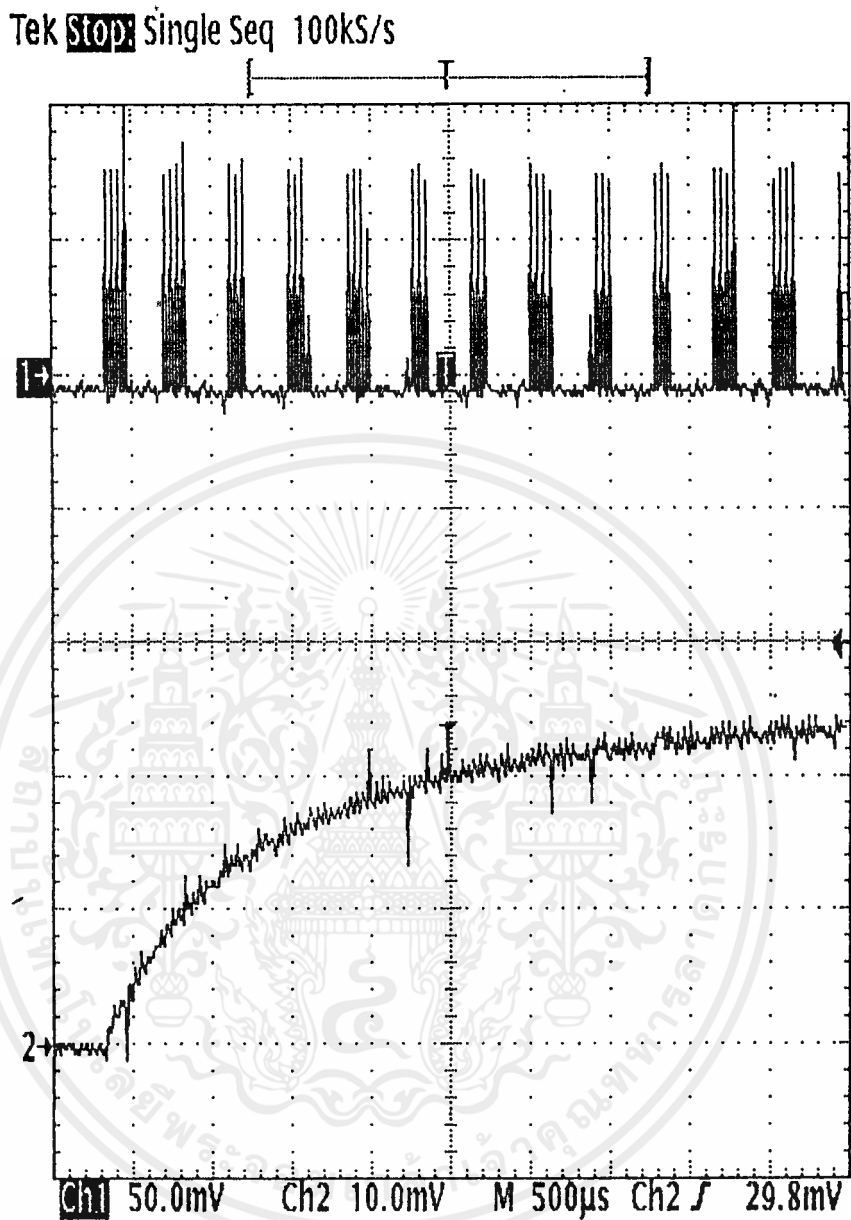
$$\Delta t = B \Delta n = K_a \Phi \Delta i_a$$

$$\text{ดังนั้น} \quad B = K_a \Phi \frac{\Delta i_a}{\Delta n} \quad (4.7)$$

ต่อไปจะหาค่า J จากสมการ (4.5) ทำการแปลงลาปลาซ จะได้

$$T(s) = T_L(s) + BN(s) + JsN(s)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์และศักดาที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์
 ช่องสัญญาณที่ 1 วัดกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ อัตราส่วน 2 แอมแปร์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดศักดาที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ อัตราส่วน 50 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ถ้าไม่คิดส่วนแรงบิดของโหลด

$$N(s) = \frac{T(s)/B}{1 + \frac{J}{B}s} \quad (4.8)$$

จากสมการ (3.4) ทำการแปลงลาปลาซ จะได้

$$T(s) = K_a \Phi I_a(s) \quad (4.9)$$

แทนสมการ (4.9) ลงในสมการ (4.8) จะได้

$$N(s) = \frac{K_a \Phi I_a(s)/B}{1 + \frac{J}{B}s}$$

เมื่อเราป้อน I_a เป็น unit step ผลตอบสนองที่ได้จะอยู่ในรูป first order delay ซึ่งมีค่า time constant อยู่ในรูป

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (4.10)$$

4.2.3 การทดลองและการคำนวณหาค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B)

4.2.3.1 การทดลองเพื่อหาค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก

ทำการหมุนมอเตอร์แล้วปรับความเร็วรอบเพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มคาบการทำงาน บันทึกค่ากระแสมอเตอร์, ความเร็วรอบและศักดาที่ตกคร่อมมอเตอร์ จากนั้นนำค่าไปวาดกราฟดังรูปที่ 4.7

4.2.3.2 การคำนวณเพื่อหาค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก

จากสมการ

$$\Delta e_a = K_a \Phi \Delta \omega + \Delta i_a R_a$$

ดังนั้นเราสามารถหาค่า $K_a \Phi$ ได้จาก

$$K_a \Phi = \frac{\Delta e_a - \Delta i_a R_a}{\Delta \omega} \quad (4.11)$$

เมื่อ $\omega = \frac{2\pi n}{60}$, rad/s

จากกราฟรูปที่ 4.7 เลือกค่า I_a ในช่วง 0.81 ถึง 1.04 A ซึ่งจะได้ช่วงการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์คือ 153.3 ถึง 649.7 rpm

ณ ความเร็วรอบ 153.3 rpm มีศักดาตกคร่อมมอเตอร์ 15.6 V มีกระแสมอเตอร์ 0.81 A

ความเร็วรอบ 649.7 rpm มีศักดาตกคร่อมมอเตอร์ 57.6 V มีกระแสมอเตอร์ 1.04 A

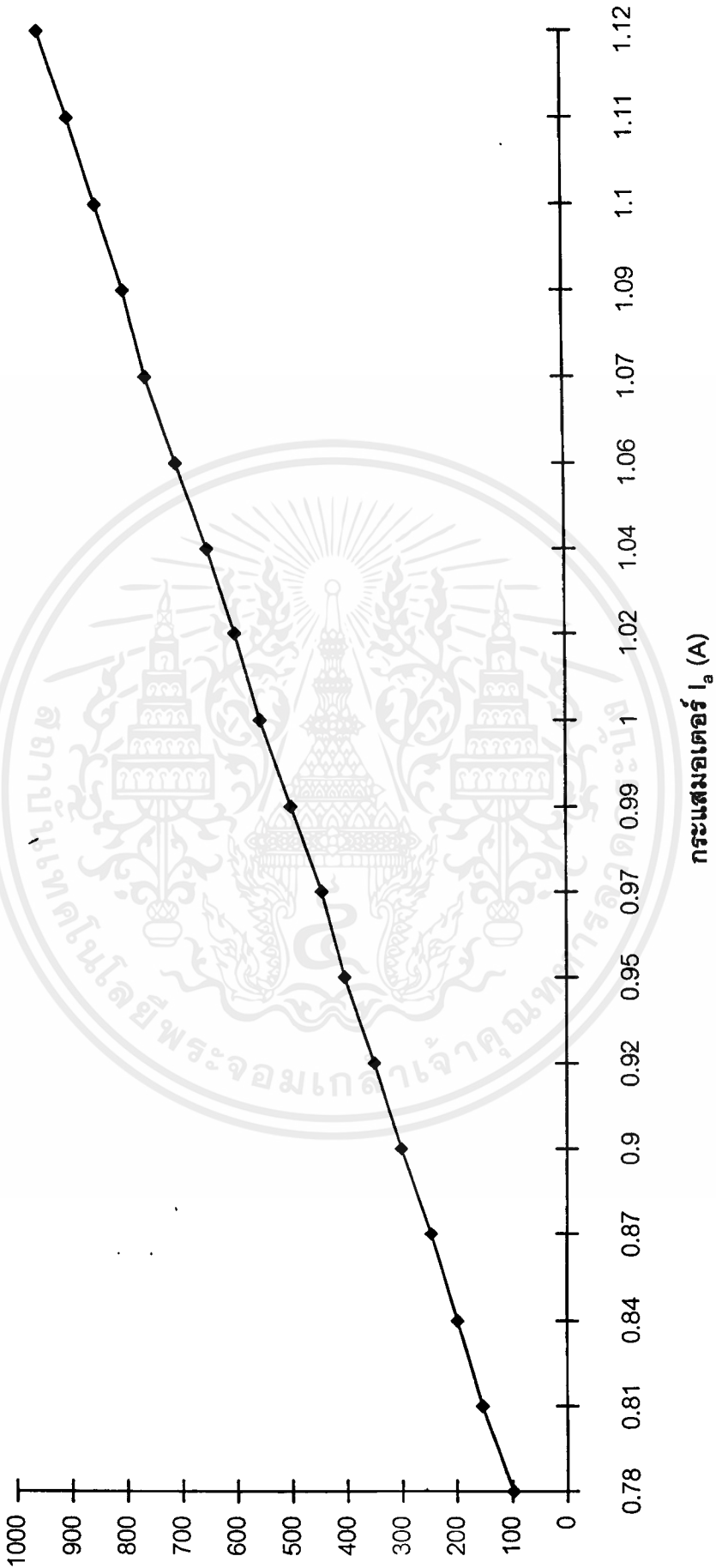
แทนค่าที่ได้ในสมการ (4.11) จะได้

$$K_a \Phi = \frac{(57.6 - 15.6) - (1.04 - 0.81)(1)}{(649.7 - 153.3) \frac{2\pi}{60}} = 0.8035 \text{ V}\cdot\text{sec}/\text{rad}$$

จากนั้นหาค่า B จากการแทนค่าลงในสมการ (4.7) จะได้

$$\begin{aligned} B &= K_a \Phi \frac{\Delta i_a}{\Delta \omega} \\ &= 0.8035 * \frac{(1.04 - 0.81)}{(649.7 - 153.3) \frac{2\pi}{60}} = 0.003555 \text{ N}\cdot\text{m}/(\text{rad}/\text{sec}) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 กราฟเปรียบเทียบกระแสและเอาเมเจอร์กับความเร็วมอเตอร์เพื่อหาค่า B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 การทดลองและการคำนวณหาค่า polar moment of inertia (J)

4.2.4.1 การทดลองเพื่อหาค่า polar moment of inertia

วัดค่าศักดาที่ตกคร่อมทาโคเจนเปรียบเทียบกับแกนเวลาจะได้กราฟดังรูปที่ 4.8

4.2.4.2 การคำนวณเพื่อหาค่า polar moment of inertia

จากกราฟคิดที่ 63.2% ของสัญญาณก่อนเข้าสู่สถานะคงตัว (steady state) เราจะสามารถหาค่า time constant ได้จากกราฟรูปที่ 4.8

ที่แกน y เราจะพบว่า 100 % คิดเป็น 5.9 ช่อง คิดเป็น 5.9 V
 ดังนั้น 63.2 % คิดเป็น $\frac{(63.2) \cdot (5.9)}{100} = 3.73$ ช่อง คิดเป็น 3.73 V

เมื่อลากเส้นจากจุดที่ 63.2 % ของกราฟทางแกน y มาตัดยังแกน x คิดเป็น 3.5 ช่อง

1 ช่อง คิดเป็น 50 ms

3.5 ช่อง คิดเป็น $3.5 * 50 \text{ ms} = 175 \text{ ms} = 0.175 \text{ s}$

นั่นคือศักดาที่ตกคร่อมทาโคเจนจะมีค่า 3.73 V ซึ่งคิดเป็น 63.2 % เมื่อเวลาผ่านไป 175 ms ดังจากสมการ (4.10) แทนค่าจะได้

$$J = \tau_m B = (0.175) * (0.003555) = 0.00062 \text{ kg m}^2$$

4.3 การทดลองและการคำนวณการหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function)

4.3.1 การทดลองและการคำนวณการหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของทาโคเจน (k_t)

จากแผนผังรูปที่ 3.8 จะพบว่า ทาโคเจนทำหน้าที่ส่งสัญญาณป้อนกลับจากมอเตอร์มา ยังตัวควบคุมแบบพีไอ (PI Controller) ซึ่งแปลงสัญญาณอินพุทจากความเร็วรอบของมอเตอร์ (n , rpm) มาเป็นศักดาไฟฟ้า (Voltage) ดังนั้นเราสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนโดยหาการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าต่อการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบของมอเตอร์

4.3.1.1 การทดลองเพื่อหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของทาโคเจน

ทำการหมุนมอเตอร์แล้วบันทึกค่าการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์เปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้าที่เปลี่ยนไปแล้วนำไปบันทึกกราฟดังรูปที่ 4.9

4.3.1.2 การคำนวณหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของทาโคเจน

จากกราฟรูปที่ 4.9 เลือกช่วงแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมทาโคเจนระหว่าง 1.2 ถึง 6.4 โวลต์ จะได้ว่าความเร็วรอบของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 191 ถึง 657.4 rpm

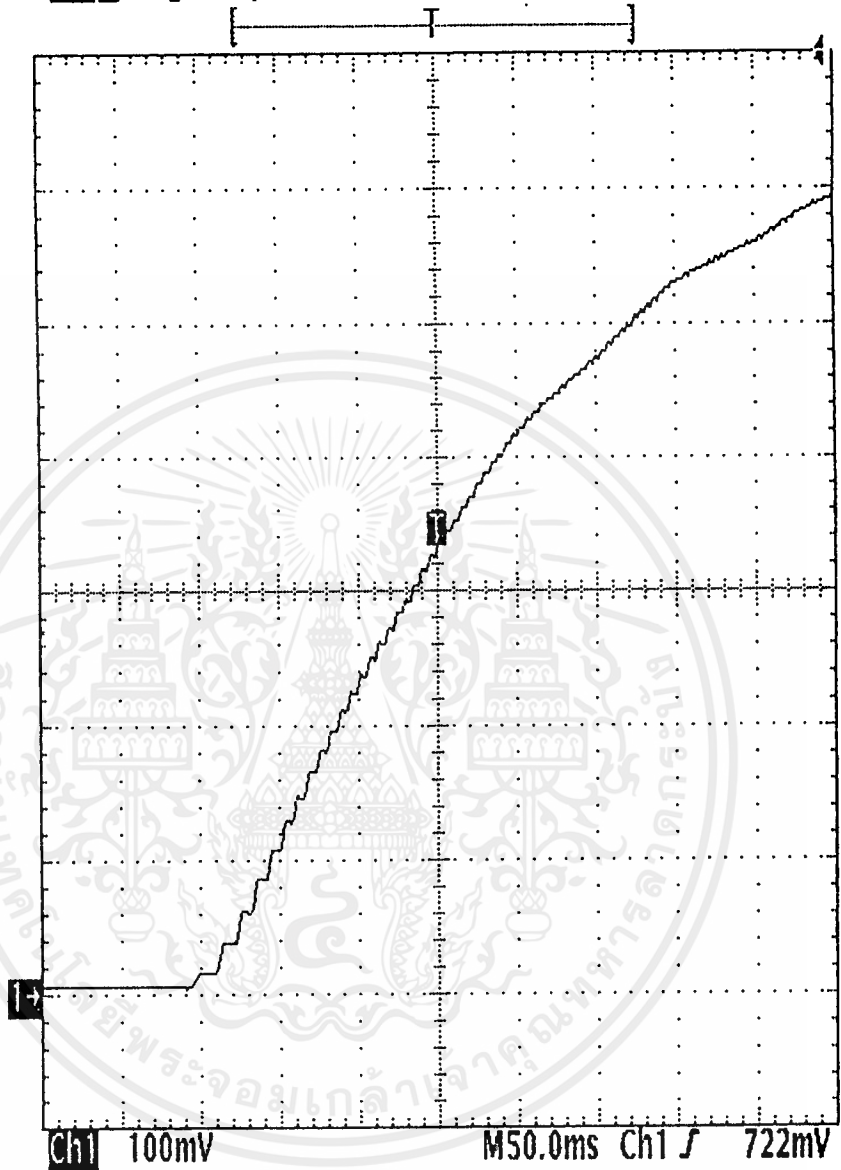
จากฟังก์ชันถ่ายโอนของทาโคเจนคือ $k_t = \frac{\Delta e}{\Delta \omega}$ V sec/rad

เมื่อ $\omega = \frac{2\pi n}{60}$

$$k_t = \frac{(6.4 - 1.2)}{\frac{2\pi}{60}(657.4 - 191)} = 0.1065 \text{ V sec/rad}$$

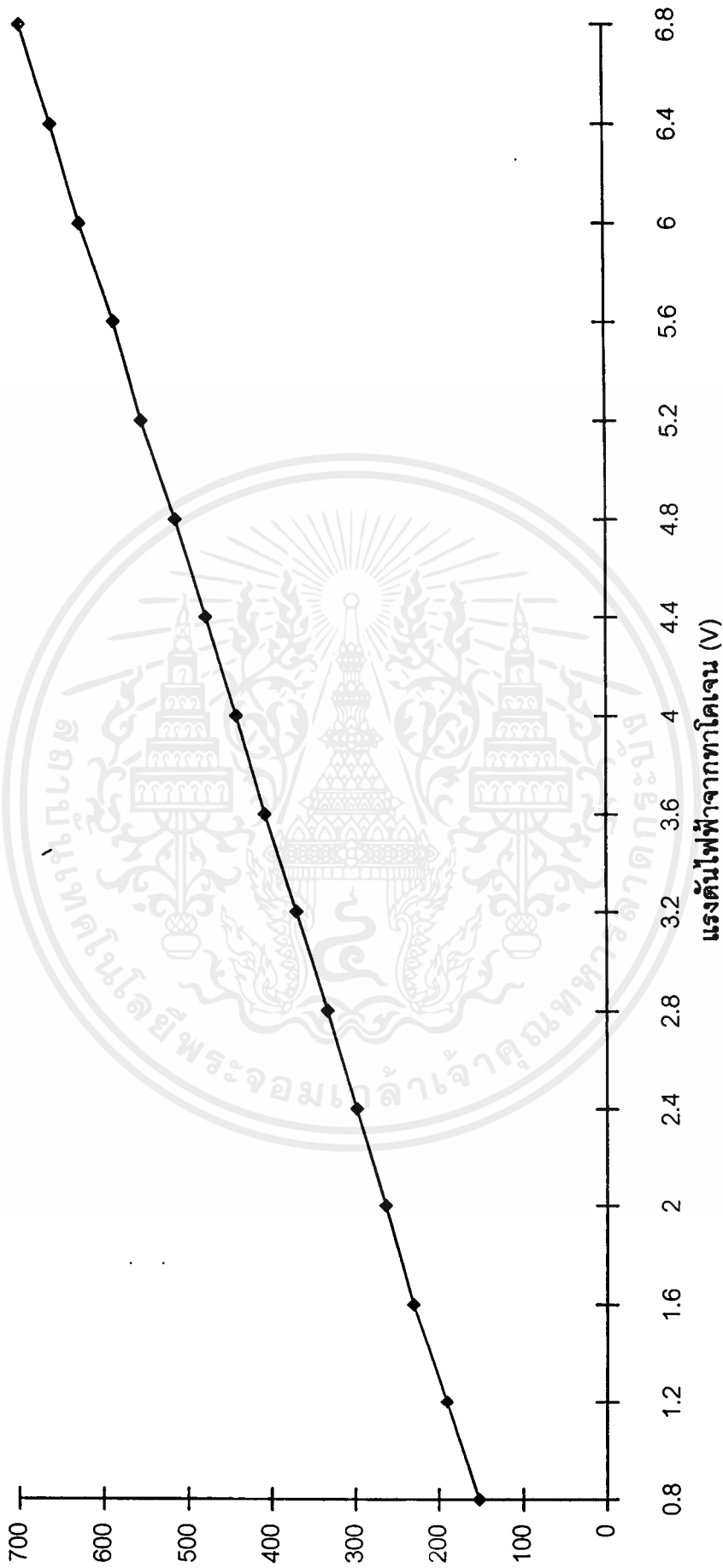
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: Single Seq 1.00kS/s



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงปริมาณศักคาที่คกคร่อมทาโคเจน
อัตราส่วน 1 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 กราฟเปรียบเทียบแรงดันจากทากโคเจนกับความเร็วรอบเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของทากโคเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การคำนวณหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร Chopper (k_c)

จากแผนผังรูปที่ 3.8 จะเห็นว่า วงจรชอปเปอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันซึ่งรับมาจากชุดควบคุมแบบพี ดั้งนั้นแรงดันที่ออกมาจึงเป็นช่วงคาบการทำงานของวงจร ส่วนแรงดันที่รับมาจากชุดควบคุมพี จะมียุคแรงดันระหว่าง 0.6 ถึง 3.4 โวลต์ นั่นคือ

$$k_c = \frac{v_o}{v_i} = \frac{80 - 0}{3.4 - 0.6} = 28.57$$

4.3.3 การคำนวณหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของ Current Transducer (k_r)

จากแผนผังรูปที่ 3.8 จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ Current Transducer ได้จาก

$$k_r = \frac{v}{i} = R = 0.2 \Omega$$

4.4 การออกแบบ ทดสอบและผลการทดลองวงจรควบคุมชนิดพี และพีโอ

4.4.1 การออกแบบตัวควบคุม

4.4.1.1 การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

จากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 100 V , 1500 rpm , 1 kW และค่าอื่น ๆ ดังนี้

$$R_a = 1.00 \Omega$$

$$L_a = 1.05 \text{ mH}$$

$$J = 0.00062 \text{ kg.m}^2$$

$$B = 0.00356 \text{ N.m.sec/rad}$$

$$I_a = 10 \text{ A}$$

$$K_a \Phi = 0.8035 \text{ V.sec/rad}$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = 1.05 \text{ msec}$$

$$\tau_m = \frac{J}{B} = 0.175 \text{ sec}$$

$$\text{จากสมการ (3.12b)} \quad \tau_{m1} = \frac{\tau_m R_a B}{(K_a \Phi)^2 + R_a B} = 0.00096 \text{ sec}$$

$$\text{จากสมการ (3.14a)} \quad k_{m1} = \frac{B}{(K_a \Phi)^2 + R_a B} = 0.0055 \text{ A/V}$$

$$\text{จากสมการ (3.14b)} \quad k_{m2} = \frac{K_a \Phi}{B} = 226.02 \text{ rad/sec.A}$$

$$\text{จากสมการ (3.19)} \quad k_{IC} \cong \frac{1}{k_r} = 5 \text{ A/V}$$

4.4.1.2 การคำนวณหาค่า Current Controller Gain , k_I

ค่าเกณฑ์พิจารณาที่ค่าผิดพลาดคงตัว (Steady-State Error) จากสมการ

$$\varepsilon_I(\infty) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \Big|_{s=0}$$

จากรูปที่ 3.8 เป็นรูปควบคุมกระแส จะได้

$$G(s) \Big|_{s=0} = k_I k_c k_m$$

และ

$$H(s) \Big|_{s=0} = k_r$$

ดังนั้น

$$\varepsilon_I(\infty) = \frac{1}{1 + k_I k_c k_m k_r}$$

$$k_I = \frac{1}{\varepsilon_I(\infty) - 1} \frac{1}{k_c k_m k_r}$$

เมื่อ $\varepsilon_I(\infty)$ คือค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัว (steady state error) ที่เราต้องการในการออกแบบนี้เลือกใช้ที่ 10% จะได้ $\varepsilon_I(\infty) = 0.1$

$$k_I = \frac{10 - 1}{(28.57) \cdot (0.0055) \cdot (0.2)} = 286.38$$

เมื่อได้ค่า k_I แล้วจึงนำมาหาค่า R_2 เมื่อกำหนด $R_1 = 2\text{k}\Omega$ จากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในสมการ (3.15) จะได้

$$G_c(s) = \frac{R_2}{R_1} = k_I$$

$$R_2 = k_I R_1 = 572.76 \text{ k}\Omega \cong 580 \text{ k}\Omega$$

4.4.1.3 การคำนวณหาค่าตัวควบคุมแบบพีโอ

ในทางอุดมคติจะไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัว (steady state error = 0) โดยมีค่าเกณฑ์ k_s และ โพล $1/\tau_s$ โดยออกแบบจาก damping ratio และ natural frequency

สมการคุณลักษณะของระบบ จากสมการ (3.26) คือ

$$1 + s\tau_s + s^2\tau_s\tau_2 = 0$$

หรือ

$$\frac{1}{\tau_s\tau_2} + \frac{s}{\tau_2} + s^2 = 0$$

มีโพลคือ

$$s = \frac{1}{2\tau_2} \left[-1 \pm j \sqrt{\frac{4\tau_2}{\tau_s} - 1} \right]$$

เมื่อเทียบกับสมการคุณลักษณะของระบบ

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

จะได้

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_2} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$\omega_n^2 = \frac{1}{\tau_s \tau_2} \quad (4.12)$$

เพราะว่าเราต้องการผลตอบสนองเป็น undamped ซึ่งค่าโพลที่ค่านั้นมีค่าอยู่ระหว่าง 0.4 ถึง 0.8 เราจึงทำการเลือกค่า damping ratio = $1/\sqrt{2}$ ซึ่งเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป แล้วแทนค่าลงในสมการ (4.11)

เมื่อแทนค่าแล้วจะได้
$$\tau_s = 2\tau_2 \quad (4.13)$$

แทน τ_s ลงใน (4.12) จะได้

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{2}\tau_2} \quad (4.14)$$

จากสมการ (3.26a) เราจะได้ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุม คือ

$$k_s = \frac{\tau_m}{k_1 k_{IC} k_{m2} \tau_2}$$

และเมื่อเราเลือกความถี่ธรรมชาติคือ $\omega_n = 10$ rad/sec จากสมการ (4.13) และ (4.14) จะได้

$$\tau_2 = \frac{1}{(\sqrt{2})(10)} = 0.071 \text{ sec}$$

$$\tau_s = 2\tau_2 = 2(0.071) = 0.142 \text{ sec}$$

แทนค่าจากตัวแปรที่ได้มาเพื่อหาค่า k_s จะได้

$$k_s \cong \frac{0.175}{(0.1065)(5)(226.02)(0.071)} \cong 0.02$$

เมื่อได้ค่า k_s และ τ_s แล้วเราสามารถคำนวณหาค่า R_2 และ C ได้ จากสมการ (3.16)

$$G_c(s) = K_c \frac{(1+s\tau_c)}{s}$$

เมื่อ $K_c = \frac{1}{R_1 C}$ และ $\tau_c = CR_2$

จากนั้นเปรียบเทียบกับสมการของตัวควบคุม $k_s \frac{(1+s\tau_s)}{s\tau_s}$

$$K_c = \frac{k_s}{\tau_s} = \frac{1}{R_1 C}$$

กำหนด $R_1 = 140 \text{ k}\Omega$ และแทนค่า k_s และ τ_s ที่หามาจะได้

$$\frac{0.0205}{0.142} = \frac{1}{(140k)C}$$

ดังนั้น

$$C = 49.5 \text{ }\mu\text{F}$$

และจาก

$$\tau_c = \tau_s = CR_2$$

แทนค่า τ_s และ C จะได้

$$0.142 = (49.5 \text{ }\mu)R_2$$

ดังนั้น

$$R_2 = 2.9 \text{ k}\Omega \cong 3 \text{ k}\Omega$$

4.4.2 การทดลองวงจรควบคุมชนิดพี (P Controller)

ทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) ที่มีทั้งบวกและลบเข้าทางขา Input ของวงจรควบคุมชนิดพี แล้วทำการวัด Output ของวงจรเทียบกับสัญญาณ Input ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.10

4.4.3 การทดลองวงจรควบคุมชนิดพีไอ (PI Controller)

ทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) ที่มีทั้งบวกและลบเข้าทางขา Input ของวงจรควบคุมชนิดพีไอ แล้วทำการวัด Output ของวงจรเทียบกับสัญญาณ Input ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.11

4.5 ผลการทดลองวงจรการควบคุมแบบเปิด (Open-Loop Control)

ทำการหมุนมอเตอร์โดยการป้อนศักดาไฟฟ้าให้กับมอเตอร์ แล้ววัดค่าการเปลี่ยนแปลงของความเร็วมอเตอร์เทียบกับค่าศักดาไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป บันทึกค่าแล้วนำมาวาดกราฟดังรูปที่ 4.12

4.6 ผลการทดลองวงจรการควบคุมแบบปิด (Closed-Loop Control)

4.6.1 ผลการทดลองการควบคุมลูประแสด้วยตัวควบคุมแบบพี

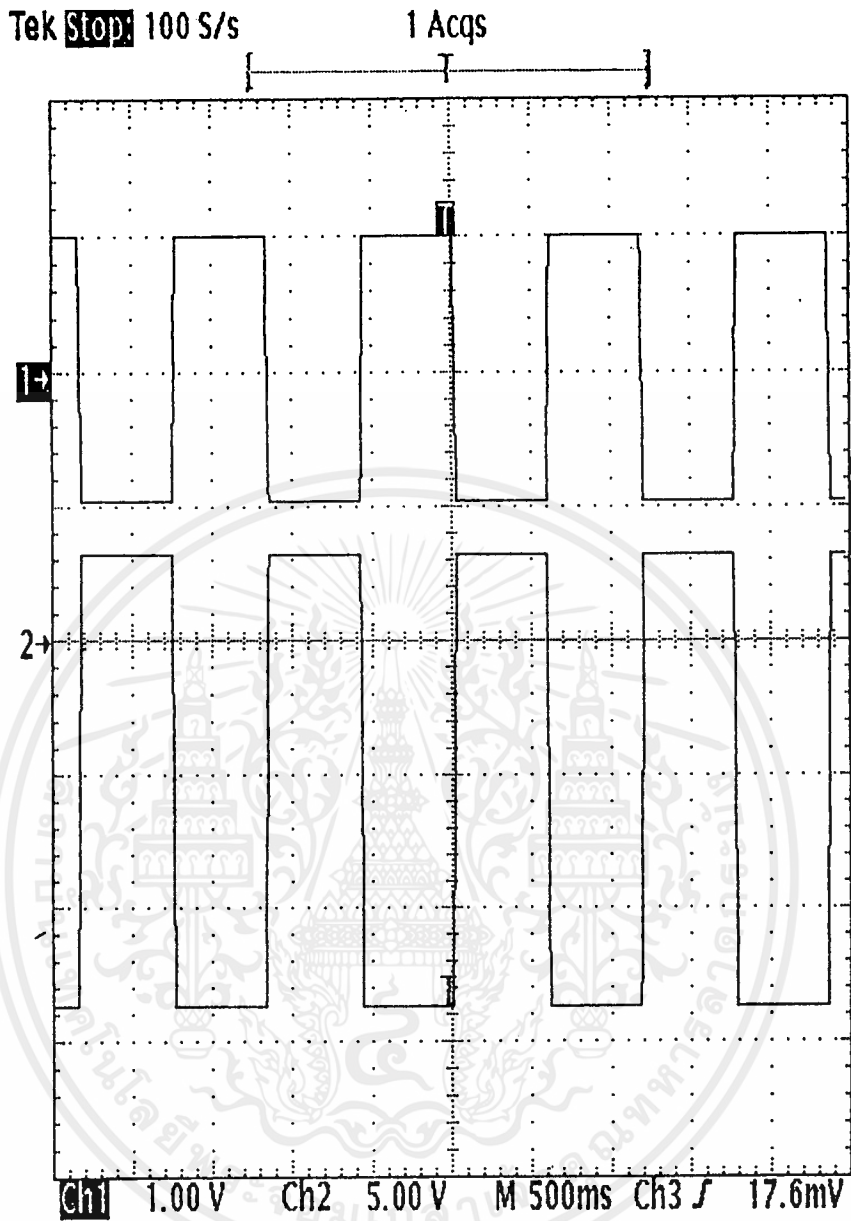
ทดสอบการทำงานของวงจร โดยการเพิ่มคำสั่งอย่างรวดเร็ว (Step Command) แล้วสังเกตการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอเตอร์และทำการจับรูปสัญญาณ ดังกราฟรูปที่ 4.13

4.6.2 ผลการทดลองการควบคุมลูประแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

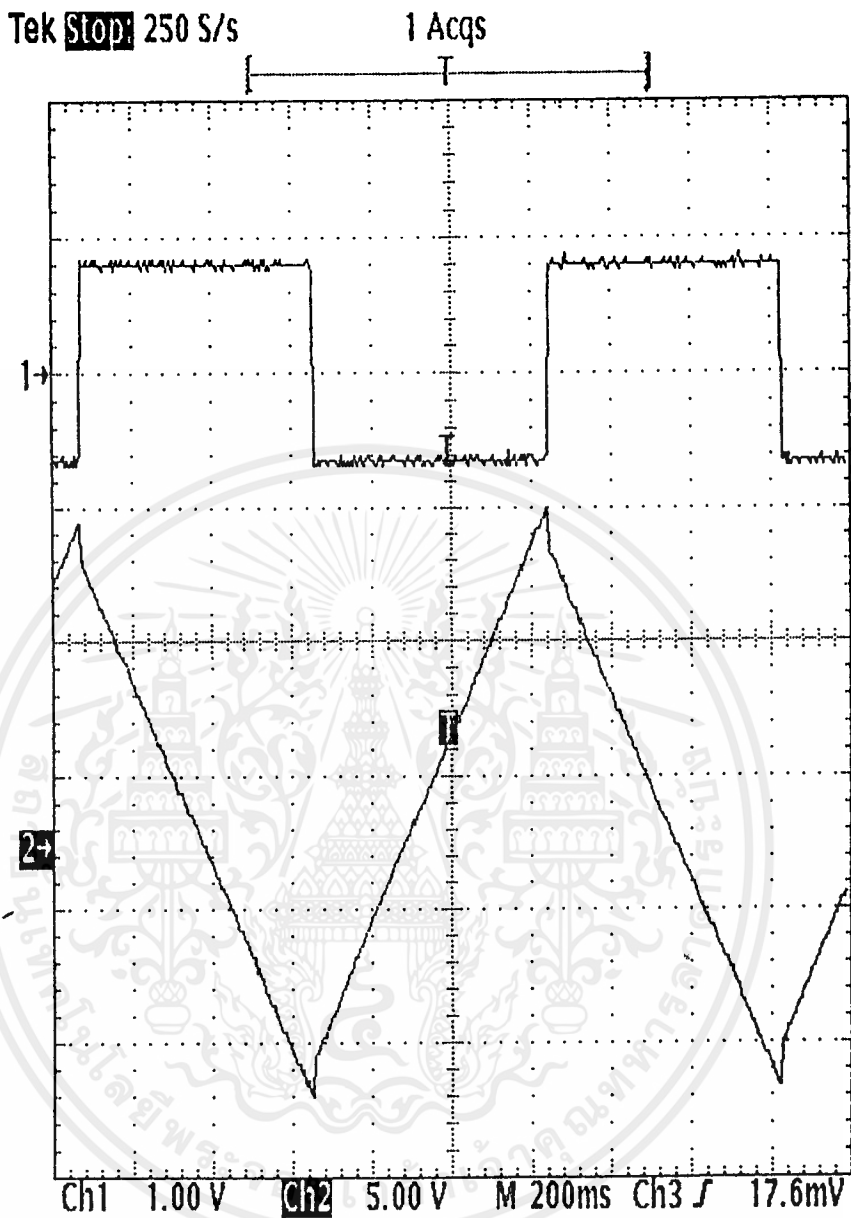
4.6.2.1 ทำการทดลองหาค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงของโหลด บันทึกค่าแล้วนำมาวาดกราฟดังรูปที่ 4.14

4.6.2.2 ทำการทดลองการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างรวดเร็ว (Step Load) จับรูปสัญญาณของโหลดและความเร็วรอบของมอเตอร์ ได้กราฟดังรูปที่ 4.15

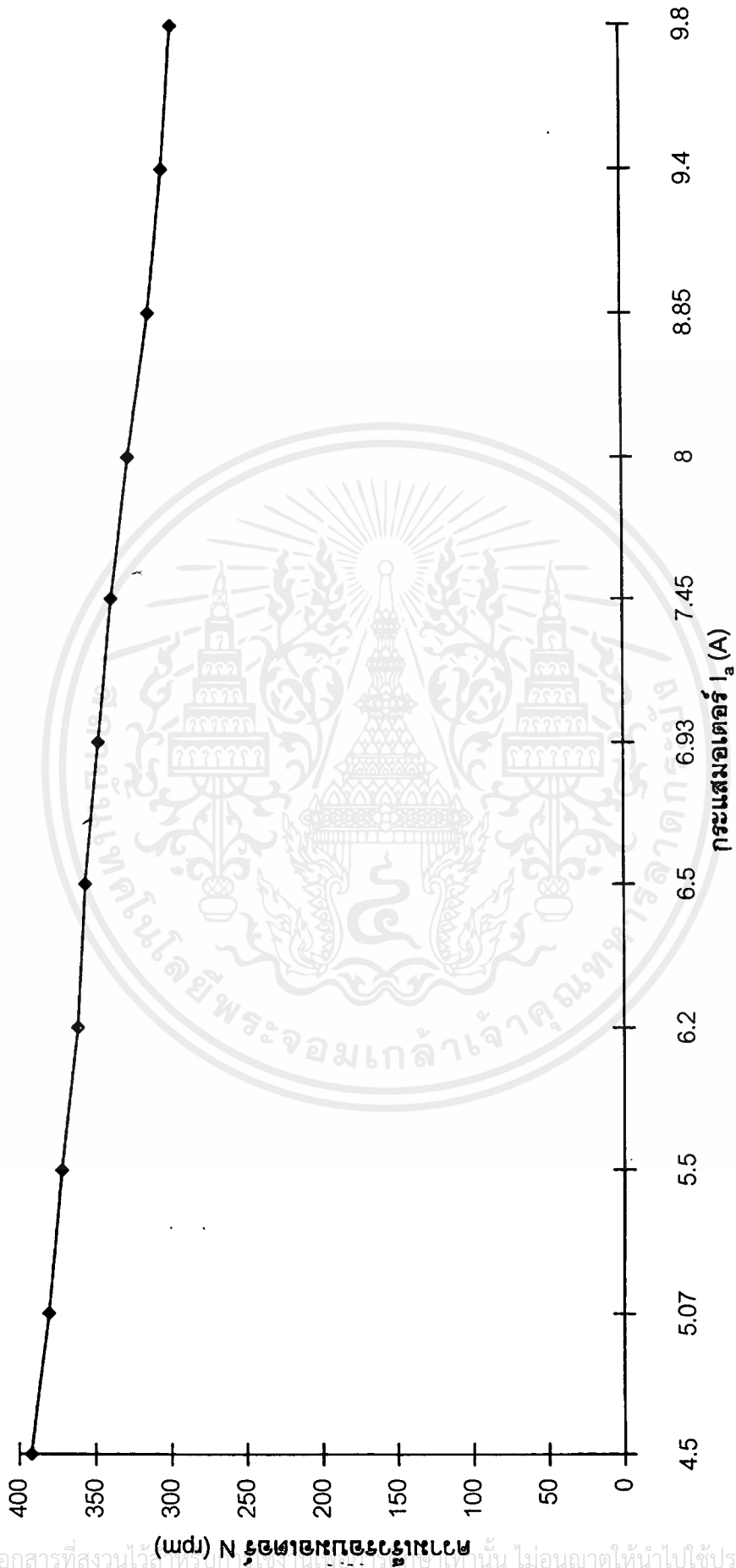
4.6.2.3 ทำการทดลองเปลี่ยนแปลงคำสั่ง (Command) อย่างรวดเร็ว แล้วทำการจับรูปสัญญาณระหว่างคำสั่งและความเร็วรอบมอเตอร์ ได้กราฟดังรูปที่ 4.16



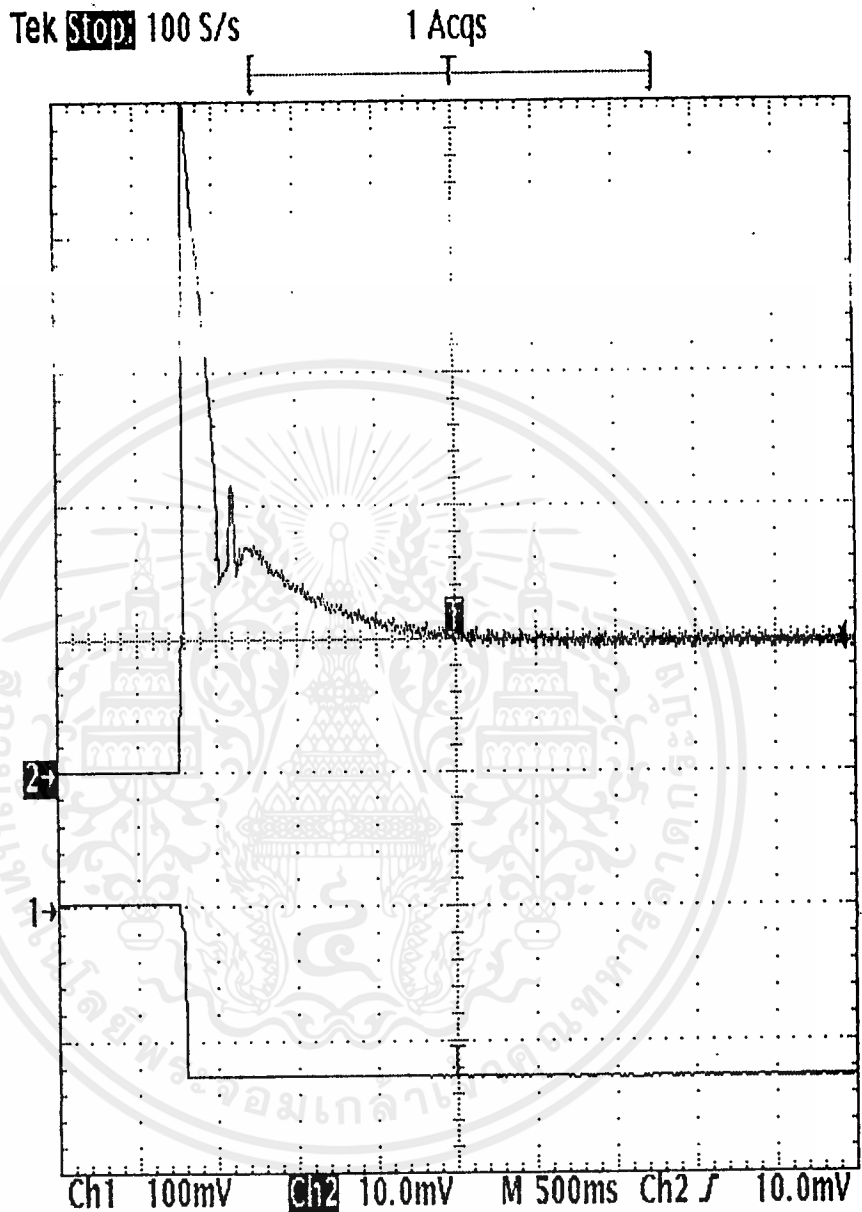
รูปที่ 4.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรควบคุมชนิดพี
 ช่องสัญญาณที่ 1 วัดค่าที่อินพุต อัตราส่วน 1 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดค่าที่เอาต์พุต อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรควบคุมชนิดพีไอ
 ช่องสัญญาณที่ 1 วัดศักดาที่อินพุต อัตราส่วน 1 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดศักดาที่เอาต์พุต อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ



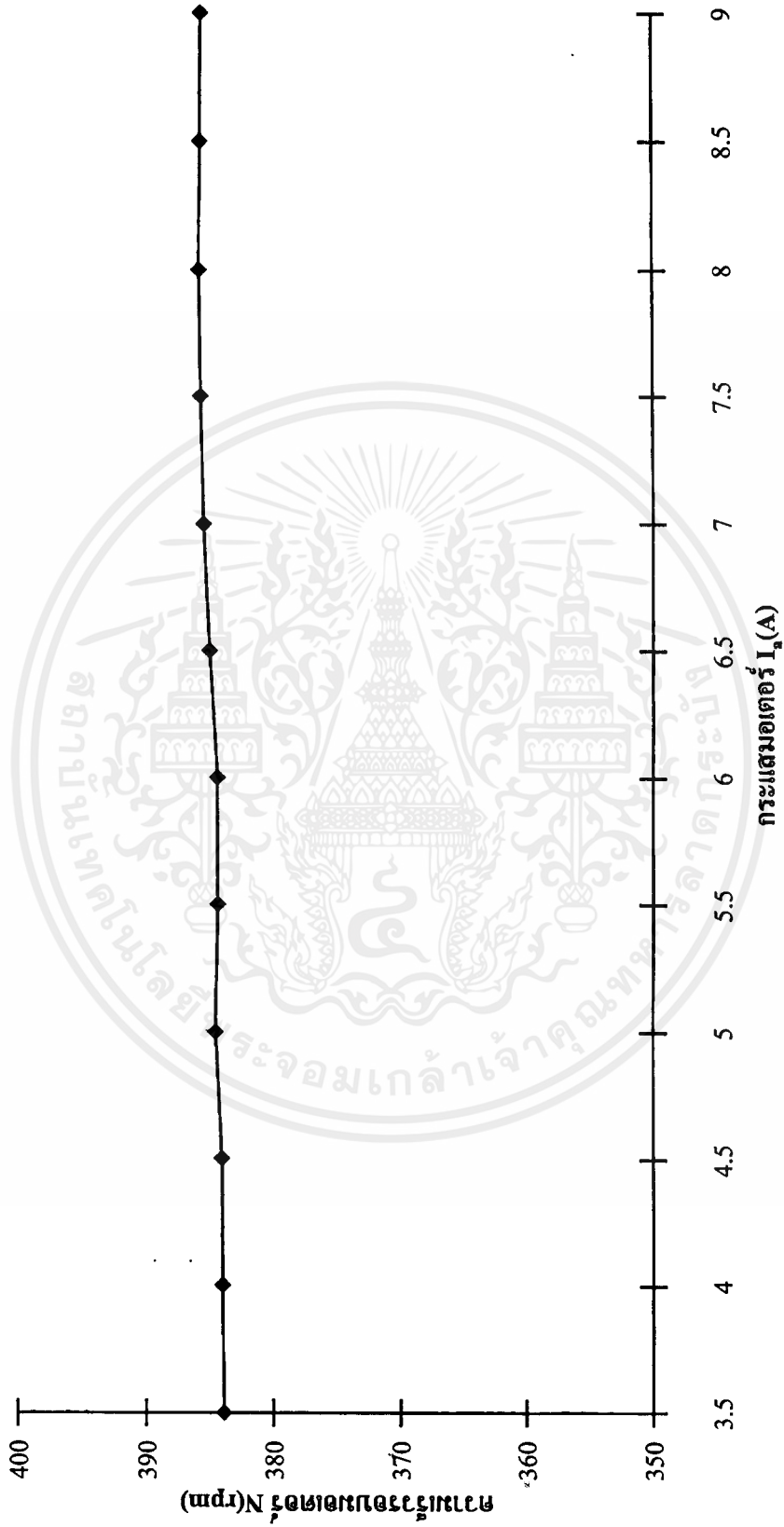
รูปที่ 4.12 กราฟเปรียบเทียบกระแสความเร็วยกกับความเร็วขณะเพิ่มโหลดให้มอเตอร์โดยควบคุมแบบเปิด



รูปที่ 4.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเพิ่มคำสั่งอย่างรวดเร็ว (Step Command)

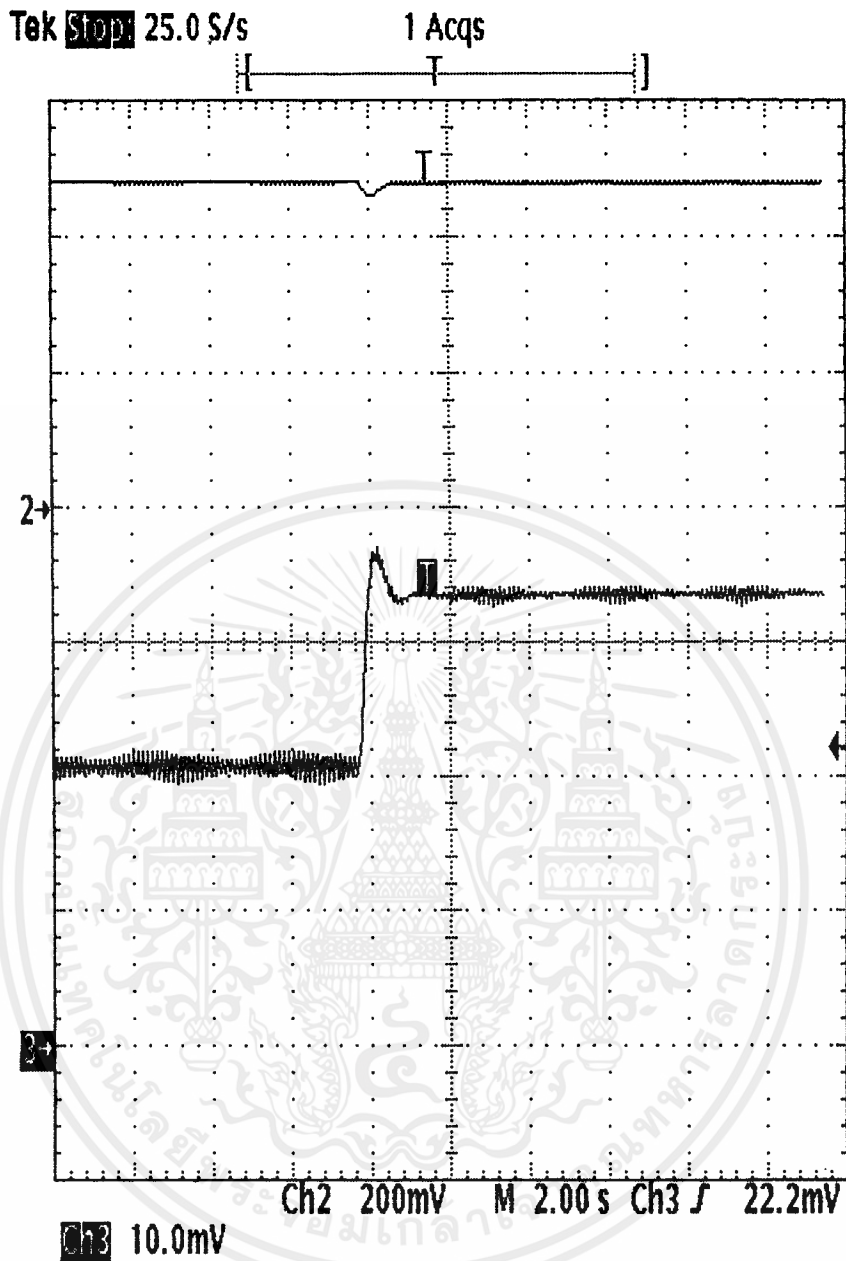
และกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ ขณะทำการควบคุมแบบวงปิด

- ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณของกระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ อัตราส่วน 1 แอมแปร์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณของคำสั่งที่เปลี่ยนไป อัตราส่วน 5 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

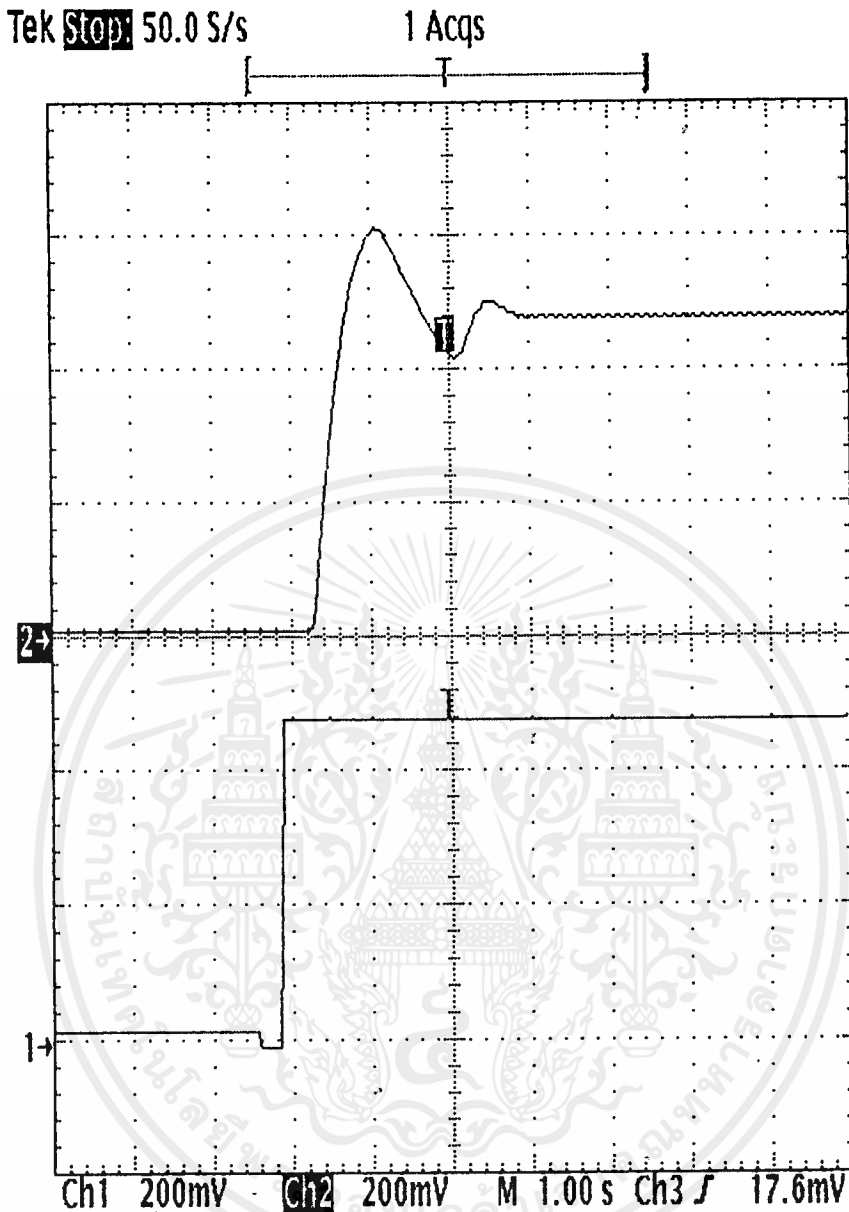


รูปที่ 4.14 กราฟเปรียบเทียบกระแสขดลวด กับ ความเร็วรอบมอเตอร์ ขณะเพิ่มโหลดแกมมอเตอร์ที่ลูปปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด (Step Load) กับความเร็วรอบของมอเตอร์ ขณะทำการควบคุมแบบวงปิด
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ ได้ที่ 500 rpm
 ช่องสัญญาณที่ 3 วัดค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงจาก 4.3 ถึง 7 A



รูปที่ 4.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงคำสั่งอย่างทันทีทันใด (Step command)
 กับความเร็วรอบของมอเตอร์ ขณะทำการควบคุมแบบวงปิด
 ช่องสัญญาณที่ 1 วัดค่าคำสั่งขนาด 2 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ
 ช่องสัญญาณที่ 2 วัดค่าความเร็วรอบ ได้ 500 pm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองเราให้วงจรขับสัญญาณพัลส์ ทำหน้าที่เป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลัง (IRF 640) เพื่อให้ทำงานในลักษณะของสวิตช์ โดยสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟต Q1 (VN2222LL) นั้นรับมาจากไอซี LM3524D ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ Pulse Width Modulation

ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ เราสามารถแบ่งการควบคุมออกเป็น 2 รูป คือ รูปกระแสและรูปความเร็ว ในการทำงานของรูปกระแสนั้นเราใช้ตัวควบคุมแบบพี (P Controller) และในรูปของความเร็วนั้น เราใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI Controller)

ผลการทดสอบวงจรควบคุมชนิดพี เมื่อเราป้อนสัญญาณที่ขาเข้าเป็นบวก สัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมจะมีค่าเป็นลบ และเมื่อเราป้อนสัญญาณที่ขาเข้าเป็นลบ สัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมจะมีค่าเป็นบวก โดยค่าเอาต์พุตที่อ่านค่าได้ต้องมีค่าไม่เกินศักดาไฟฟ้าที่อ้างอิงคือ ระหว่าง - 15 จนถึง ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด ประมาณ 3.4 โวลต์ สำหรับวงจรควบคุมพีไอก็เช่นเดียวกัน ต่างกันตรงที่ศักดาไฟฟ้ามากที่สุดที่สามารถอ่านค่าได้คือ 15 โวลต์

จากการทดลอง ในรูปของกระแสนั้นจะพบว่า เมื่อเราทำการเพิ่มคาบการทำงาน กระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้นตาม แต่ ณ คาบการทำงานใด ๆ เมื่อเราเพิ่มภาระ (Load) กระแสจะคงที่ตลอดไม่มีการเปลี่ยนแปลง ส่วนรูปของความเร็วนั้น ความเร็วรอบของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับคาบการทำงานและเมื่อเราทำการเพิ่มภาระ ความเร็วรอบของมอเตอร์ก็ยังคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

วงจรขับสัญญาณพัลส์ สิ่งที่ยากในการให้ได้ผลการทดลองตามที่ต้องการ คือ การปรับจำนวนรอบของหม้อแปลงและการเลือกค่าตัวเก็บประจุให้ได้ค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต Q_3 (V_{GS}) มีค่ามากกว่า threshold voltage นอกจากนี้ก่อนการทดสอบวงจร ควรตรวจสอบให้ดีกว่า วงจรต่อถูกต้องและคงทนหรือไม่ เพราะว่า VN2222LL นั้นตอบสนองการทำงานได้รวดเร็วมาก

สำหรับวงจรควบคุมชนิดพีและพีไอนั้น (P , PI Controller) ค่าที่ได้จากการคำนวณนั้นอาจจะผิดพลาดได้ ดังนั้นค่ากำลังขยาย (Gain) ที่คำนวณได้ จึงมีการปรับเปลี่ยนไปเพื่อให้ได้ผลการทดลองออกมาอย่างที่ต้องการ

ความผิดพลาดต่าง ๆ ที่เกิดในการทดลอง อาจเกิดได้จากหลายสาเหตุอันได้แก่

1. ความผิดพลาดจากการอ่านค่าตัวผู้ทดสอบเอง
2. ความผิดพลาดจากการอ่านค่าของอุปกรณ์วัด
3. ความผิดพลาดจากวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

4. ความผิดพลาดจากการต่อวงจร

5.3 ข้อเสนอนะในการทดลอง

5.1 ในการทดสอบวงจรขับสัญญาณพัลส์นั้น ควรเริ่มจากการทดสอบการทำงานของวงจรว่าทำงานได้ถูกต้องหรือไม่ จากนั้นจึงทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสม ถ้าได้ค่าที่เหมาะสมแล้วแต่ศักค่าไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต Q_3 (V_{GS}) ยังไม่มากกว่าค่า threshold voltage ให้ทำการเลือกรอบของหม้อแปลงใหม่

หมายเหตุ ถ้าเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุแล้ว พบว่ามอสเฟต Q_2 และ Q_3 ทำงานเปลี่ยนไป คือ Q_2 ไม่มีช่วง Turn Off , Q_3 ไม่มีช่วง Turn On แสดงว่าค่าตัวเก็บประจุที่เลือกใช้มีค่ามากเกินไป

5.2 ในการทดสอบวงจรควบคุม ถ้าผลการทดลองไม่ตรงตามทฤษฎี ให้ทำการตรวจสอบสัญญาณไฟเลี้ยงวงจรว่าปกติหรือไม่

5.4 แนวทางพัฒนาในขั้นต่อไป

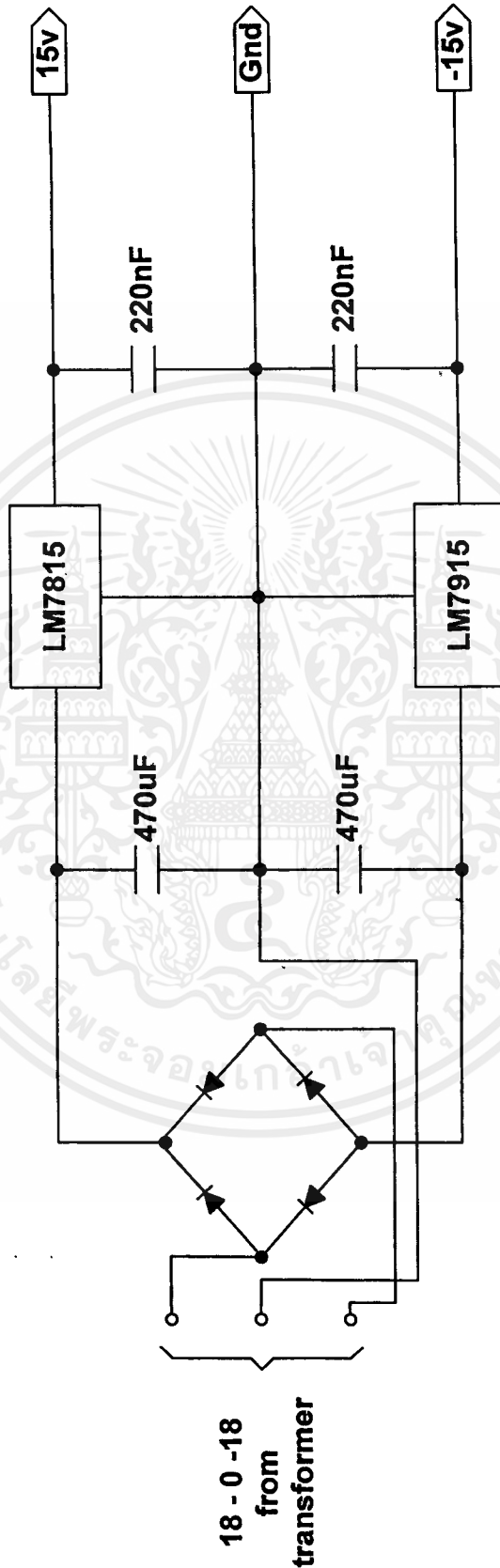
เราสามารถพัฒนาการควบคุมมอเตอร์ด้วยวงจร Chopper ให้สามารถควบคุมการทำงานของมอเตอร์ให้ได้ทั้ง 4 ควอดแรนต์ คือ Forward , Forward Breaking , Reverse และ Reverse Breaking



ภาคผนวก ก-1

วงจรไฟเลี้ยง +15, -15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

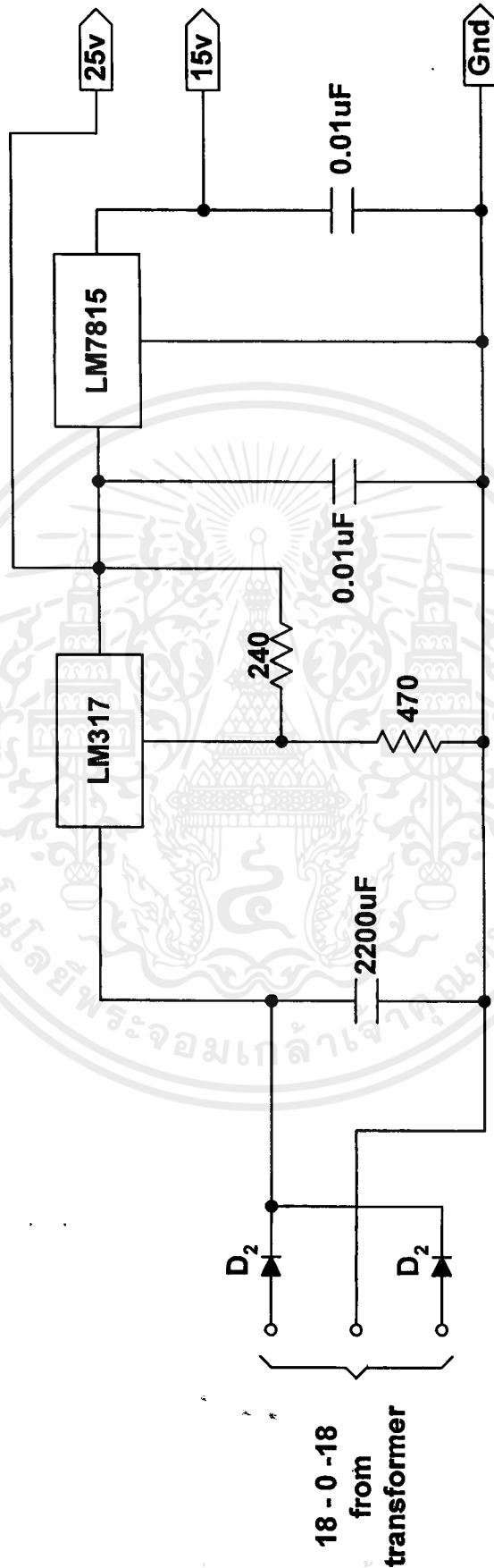


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก-2
วงจรไฟเลี้ยง +15, +25

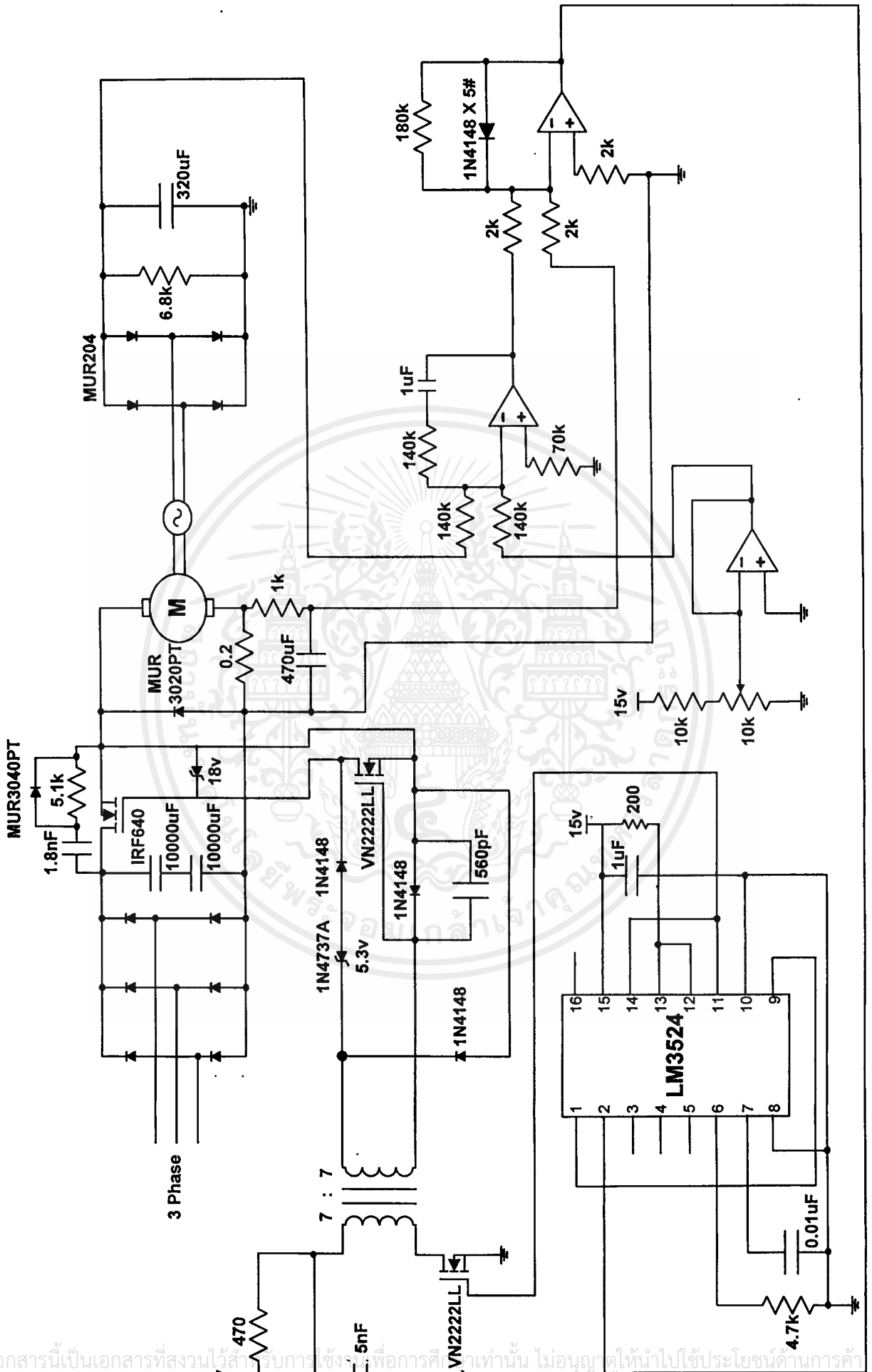
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้จริง เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเพื่อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



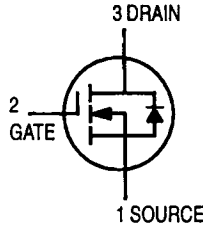
ภาคผนวก ข-1

VN2222LL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

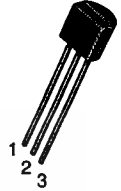
TMOS FET Transistor

N-Channel — Enhancement



VN2222LL

Motorola Preferred Device



CASE 29-04, STYLE 22
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	60	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1.0 \text{ M}\Omega$)	V_{DGR}	60	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS} V_{GSM}	± 20	Vdc
— Continuous — Non-repetitive ($t_p \leq 50 \mu s$)		± 40	Vpk
Drain Current	I_D I_{DM}	150	mAdc
— Continuous — Pulsed		1000	
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	400	mW
Derate above 25°C		3.2	
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	312.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from case for 10 seconds	T_L	300	$^\circ\text{C}$

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 100 \mu\text{Adc}$)	$V_{(BR)DSS}$	60	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = 48 \text{ Vdc}, V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 48 \text{ Vdc}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	10 500	μAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF} = 30 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSF}	—	-100	nAdc

ON CHARACTERISTICS(1)

Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1.0 \text{ mAdc}$)	$V_{GS(th)}$	0.6	2.5	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 0.5 \text{ Adc}$) ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 0.5 \text{ Vdc}, T_C = 125^\circ\text{C}$)	$r_{DS(on)}$	—	7.5 13.5	Ω

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

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

REV 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หรือการอื่นๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

VN2222LL**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS(1) (Continued)				
Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_D = 200\text{ mAdc}$) ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $I_D = 500\text{ mAdc}$)	$V_{DS(on)}$	—	1.5 3.75	Vdc
On-State Drain Current ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $V_{DS} \geq 2.0\text{ V}_{DS(on)}$)	$I_{D(on)}$	750	—	mA
Forward Transconductance ($V_{DS} = 10\text{ Vdc}$, $I_D = 500\text{ mAdc}$)	g_{fs}	100	—	μmhos

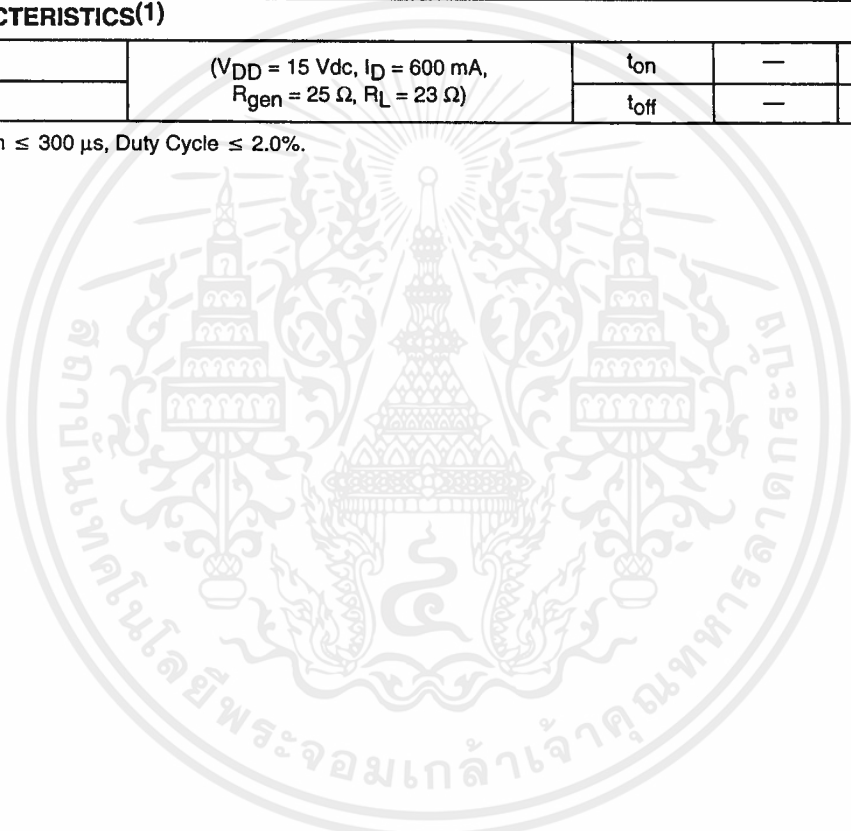
DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	$(V_{DS} = 25\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{iss}	—	60	pF
Output Capacitance		C_{oss}	—	25	
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}	—	5.0	

SWITCHING CHARACTERISTICS(1)

Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 600\text{ mA}$, $R_{gen} = 25\ \Omega$, $R_L = 23\ \Omega$)	t_{on}	—	10	ns
Turn-Off Delay Time		t_{off}	—	10	

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



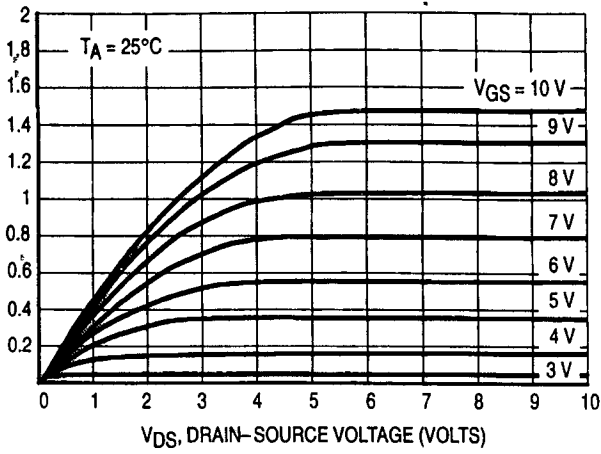


Figure 1. Ohmic Region

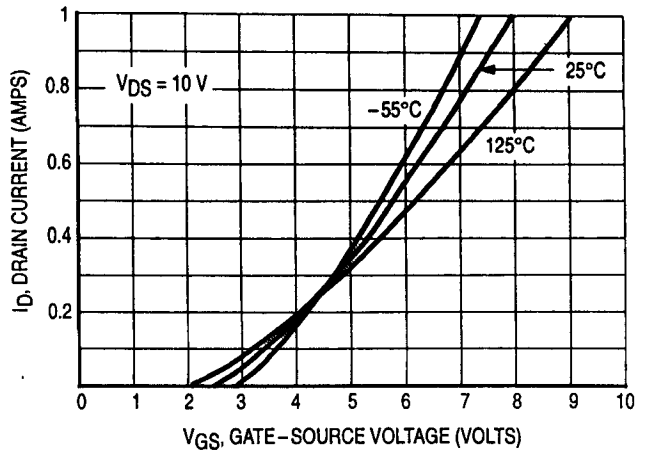


Figure 2. Transfer Characteristics

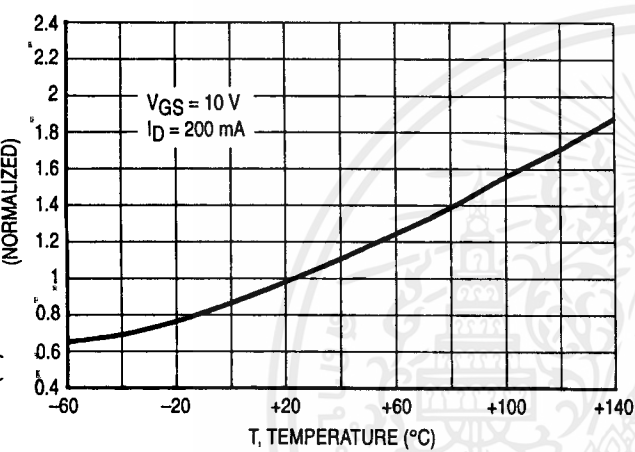


Figure 3. Temperature versus Static Drain-Source On-Resistance

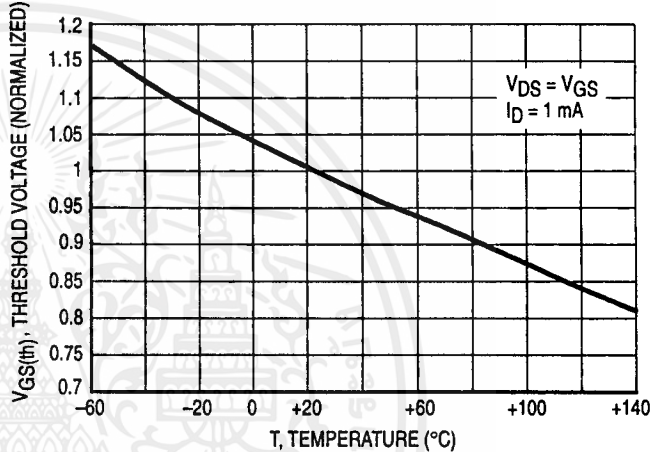
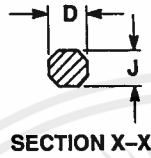
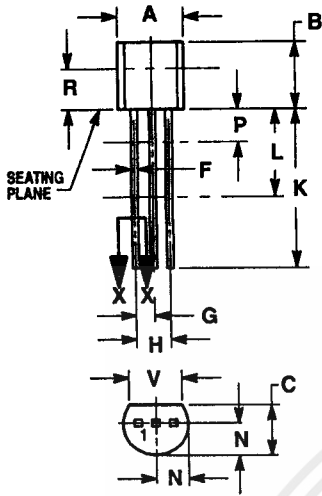


Figure 4. Temperature versus Gate Threshold Voltage

PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
4. DIMENSION F APPLIES BETWEEN P AND L. DIMENSION D AND J APPLY BETWEEN L AND K. MINIMUM LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.022	0.41	0.55
F	0.016	0.019	0.41	0.48
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	—	12.70	—
L	0.250	—	6.35	—
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	—	0.100	—	2.54
R	0.115	—	2.93	—
V	0.135	—	3.43	—

CASE 029-04
(TO-226AA)
ISSUE AD

STYLE 22:
PIN 1. SOURCE
2. GATE
3. DRAIN

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 81-3-3521-8315

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298





ภาคผนวก ข-2

LM3524D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM2524D/LM3524D Regulating Pulse Width Modulator

General Description

The LM3524D family is an improved version of the industry standard LM3524. It has improved specifications and additional features yet is pin for pin compatible with existing 3524 families. New features reduce the need for additional external circuitry often required in the original version.

The LM3524D has a $\pm 1\%$ precision 5V reference. The current carrying capability of the output drive transistors has been raised to 200 mA while reducing V_{CEsat} and increasing V_{CE} breakdown to 60V. The common mode voltage range of the error-amp has been raised to 5.5V to eliminate the need for a resistive divider from the 5V reference.

In the LM3524D the circuit bias line has been isolated from the shut-down pin. This prevents the oscillator pulse amplitude and frequency from being disturbed by shut-down. Also at high frequencies (≈ 300 kHz) the max. duty cycle per output has been improved to 44% compared to 35% max. duty cycle in other 3524s.

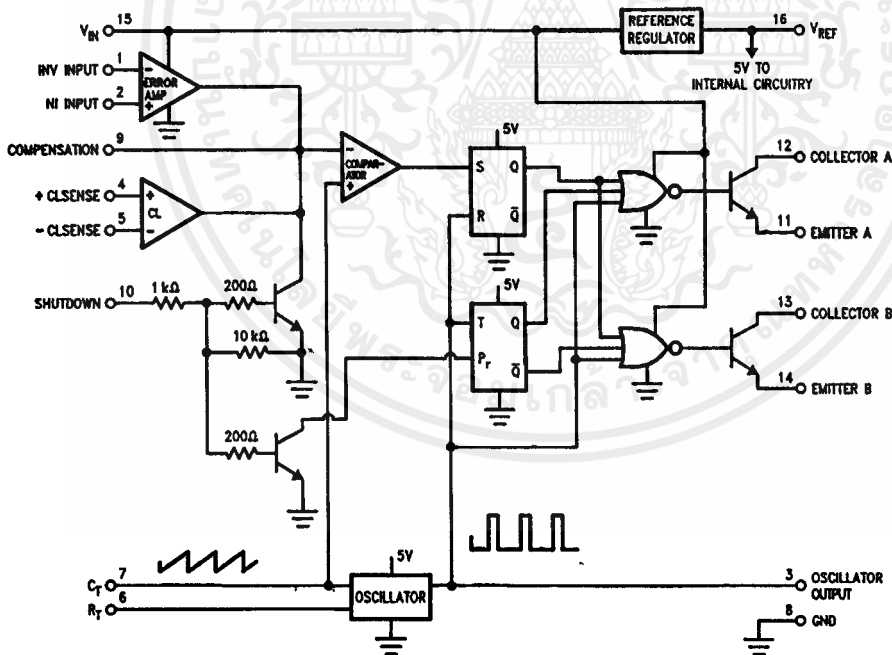
In addition, the LM3524D can now be synchronized externally, through pin 3. Also a latch has been added to insure

one pulse per period even in noisy environments. The LM3524D includes double pulse suppression logic that insures when a shut-down condition is removed the state of the T-flip-flop will change only after the first clock pulse has arrived. This feature prevents the same output from being pulsed twice in a row, thus reducing the possibility of core saturation in push-pull designs.

Features

- Fully interchangeable with standard LM3524 family
- $\pm 1\%$ precision 5V reference with thermal shut-down
- Output current to 200 mA DC
- 60V output capability
- Wide common mode input range for error-amp
- One pulse per period (noise suppression)
- Improved max. duty cycle at high frequencies
- Double pulse suppression
- Synchronize through pin 3

Block Diagram



TL/H/8650-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 5)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	40V
Collector Supply Voltage (LM2524D)	55V
(LM3524D)	40V
Output Current DC (each)	200 mA
Oscillator Charging Current (Pin 7)	5 mA
Internal Power Dissipation	1W

Operating Junction Temperature Range (Note 2)

LM2524D	-40°C to +125°C
LM3524D	0°C to +125°C

Maximum Junction Temperature 150°

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering 4 sec.) M, N Pkg. 260°C

Electrical Characteristics (Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	LM2524D			LM3524D			Units
			Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	

REFERENCE SECTION

V _{REF}	Output Voltage		5	4.85	4.80	5	4.75		V _{Min}
				5.15	5.20		5.25		V _{Max}
V _{RLine}	Line Regulation	V _{IN} = 8V to 40V	10	15	30	10	25	50	mV _{Max}
V _{RLoad}	Load Regulation	I _L = 0 mA to 20 mA	10	15	25	10	25	50	mV _{Max}
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{REF}}$	Ripple Rejection	f = 120 Hz	66			66			dB
I _{OS}	Short Circuit Current	V _{REF} = 0	50	25		50	25		mA Min
				180		200		mA Max	
NO	Output Noise	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz	40		100	40		100	μV _{rms} Max
									20

OSCILLATOR SECTION

f _{OSC}	Max. Freq.	R _T = 1k, C _T = 0.001 μF (Note 7)	550		500	350			kHz _{Min}
f _{OSC}	Initial Accuracy	R _T = 5.6k, C _T = 0.01 μF (Note 7)	20			20		17.5	kHz _{Min}
							22.5	kHz _{Max}	
		R _T = 2.7k, C _T = 0.01 μF (Note 7)	38			38		30	kHz _{Min}
							46		kHz _{Max}
Δf _{OSC}	Freq. Change with V _{IN}	V _{IN} = 8 to 40V	0.5	1		0.5	1.0	% _{Max}	
Δf _{OSC}	Freq. Change with Temp.	T _A = -55°C to +125°C at 20 kHz R _T = 5.6k, C _T = 0.01 μF	5			5		%	
V _{OSC}	Output Amplitude (Pin 3) (Note 8)	R _T = 5.6k, C _T = 0.01 μF	3	2.4		3	2.4		V _{Min}
t _{PW}	Output Pulse Width (Pin 3)	R _T = 5.6k, C _T = 0.01 μF	0.5	1.5		0.5	1.5		μS _{Max}

Electrical Characteristics (Continued)									
Symbol	Parameter	Conditions	LM2524D			LM3524D			Units
			Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	
OSCILLATOR SECTION (Continued)									
	Sawtooth Peak Voltage	$R_T = 5.6k, C_T = 0.01 \mu F$	3.4	3.6	3.8		3.8		V_{Max}
	Sawtooth Valley Voltage	$R_T = 5.6k, C_T = 0.01 \mu F$	1.1	0.8	0.6		0.6		V_{Min}
ERROR-AMP SECTION									
V_{IO}	Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5V$	2	8	10	2	10		mV_{Max}
I_{IB}	Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5V$	1	8	10	1	10		μA_{Max}
I_{IO}	Input Offset Current	$V_{CM} = 2.5V$	0.5	1.0	1	0.5	1		μA_{Max}
I_{COSI}	Compensation Current (Sink)	$V_{IN(I)} - V_{IN(NI)} = 150 mV$		65		95	65		μA_{Min}
				125		125	μA_{Max}		
I_{COSO}	Compensation Current (Source)	$V_{IN(NI)} - V_{IN(I)} = 150 mV$		-125		-95	-125		μA_{Min}
				-65		-65	μA_{Max}		
A_{VOL}	Open Loop Gain	$R_L = \infty, V_{CM} = 2.5 V$	80	74	60	80	70	60	dB_{Min}
$VCMR$	Common Mode Input Voltage Range			1.5	1.4		1.5		V_{Min}
				5.5	5.4		5.5		V_{Max}
$CMRR$	Common Mode Rejection Ratio		90	80		90	80		dB_{Min}
G_{BW}	Unity Gain Bandwidth	$A_{VOL} = 0 dB, V_{CM} = 2.5V$	3			2			MHz
V_O	Output Voltage Swing	$R_L = \infty$		0.5			0.5		V_{Min}
				5.5			5.5		V_{Max}
$PSRR$	Power Supply Rejection Ratio	$V_{IN} = 8 \text{ to } 40V$	80		70	80	65		dB_{Min}
COMPARATOR SECTION									
$\frac{t_{ON}}{t_{OSC}}$	Minimum Duty Cycle	Pin 9 = 0.8V, $[R_T = 5.6k, C_T = 0.01 \mu F]$	0	0		0	0		%Max
$\frac{t_{ON}}{t_{OSC}}$	Maximum Duty Cycle	Pin 9 = 3.9V, $[R_T = 5.6k, C_T = 0.01 \mu F]$	49	45		49	45		%Min
$\frac{t_{ON}}{t_{OSC}}$	Maximum Duty Cycle	Pin 9 = 3.9V, $[R_T = 1k, C_T = 0.001 \mu F]$	44	35		44	35		%Min
V_{COMPZ}	Input Threshold (Pin 9)	Zero Duty Cycle	1			1			V
V_{COMPM}	Input Threshold (Pin 9)	Maximum Duty Cycle	3.5			3.5			V
I_{IB}	Input Bias Current		-1			-1			μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	LM2524D			LM3524D			Units
			Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	
CURRENT LIMIT SECTION									
V _{SEN}	Sense Voltage	V _(Pin 2) - V _(Pin 1) ≥ 150 mV	200	180		200	180		mV _{Min}
				220			220		mV _{Max}
TC-V _{sense}	Sense Voltage T.C.		0.2			0.2			mV/°C
	Common Mode Voltage Range	V ₅ - V ₄ = 300 mV	-0.7 1			-0.7 1			V _{Min} V _{Max}
SHUT DOWN SECTION									
V _{SD}	High Input Voltage	V _(Pin 2) - V _(Pin 1) ≥ 150 mV	1	0.5 1.5		1	0.5 1.5		V _{Min} V _{Max}
I _{SD}	High Input Current	I _(pin 10)	1			1			mA
OUTPUT SECTION (EACH OUTPUT)									
V _{CES}	Collector Emitter Voltage Breakdown	I _C ≤ 100 μA		55			40		V _{Min}
I _{CES}	Collector Leakage Current	V _{CE} = 60V							
		V _{CE} = 55V	0.1	50					μA _{Max}
		V _{CE} = 40V				0.1	50		
V _{CESAT}	Saturation Voltage	I _E = 20 mA	0.2	0.5		0.2	0.7		V _{Max}
		I _E = 200 mA	1.5	2.2		1.5	2.5		
V _{EO}	Emitter Output Voltage	I _E = 50 mA	18	17		18	17		V _{Min}
t _R	Rise Time	V _{IN} = 20V, I _E = -250 μA R _C = 2k	200			200			ns
t _F	Fall Time	R _C = 2k	100			100			ns
SUPPLY CHARACTERISTICS SECTION									
V _{IN}	Input Voltage Range	After Turn-on		8 40			8 40		V _{Min} V _{Max}
T	Thermal Shutdown Temp.	(Note 2)	160			160			°C
I _{IN}	Stand By Current	V _{IN} = 40V (Note 6)	5	10		5	10		mA

Note 1: Unless otherwise stated, these specifications apply for T_A = T_J = 25°C. Boldface numbers apply over the rated temperature range: LM2524D is -40° to 85°C and LM3524D is 0°C to 70°C. V_{IN} = 20V and f_{OSC} = 20 kHz.

Note 2: For operation at elevated temperatures, devices in the N package must be derated based on a thermal resistance of 86°C/W, junction to ambient. Devices in the M package must be derated at 125°C/W, junction to ambient.

Note 3: Tested limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 4: Design limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage range. These limits are not used to calculate outgoing quality level.

Note 5: Absolute maximum ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions.

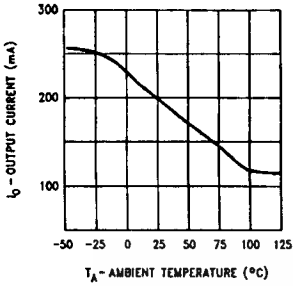
Note 6: Pins 1, 4, 7, 8, 11, and 14 are grounded; Pin 2 = 2V. All other inputs and outputs open.

Note 7: The value of a C₁ capacitor can vary with frequency. Careful selection of this capacitor must be made for high frequency operation. Polystyrene was used in this test. NPO ceramic or polypropylene can also be used.

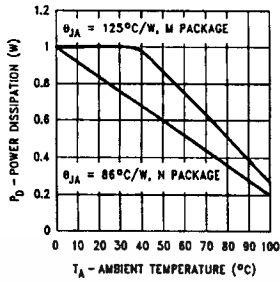
Note 8: OSC amplitude is measured open circuit. Available current is limited to 1 mA so care must be exercised to limit capacitive loading of fast pulses.

Typical Performance Characteristics

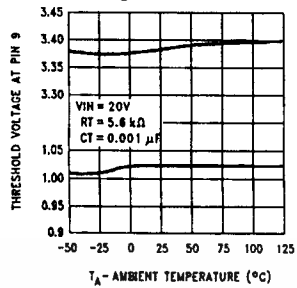
Switching Transistor Peak Output Current vs Temperature



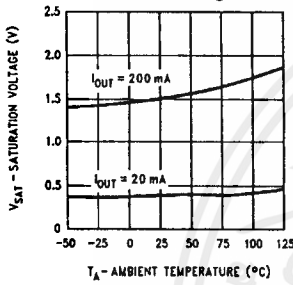
Maximum Average Power Dissipation (N, M Packages)



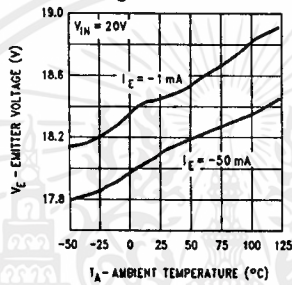
Maximum & Minimum Duty Cycle Threshold Voltage



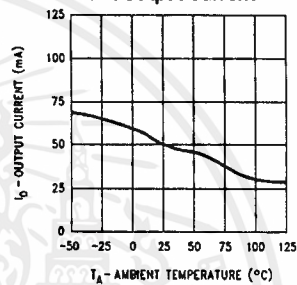
Output Transistor Saturation Voltage



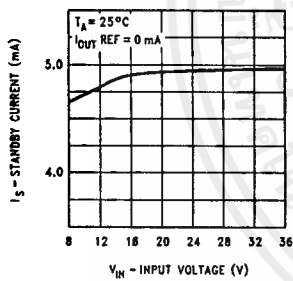
Output Transistor Emitter Voltage



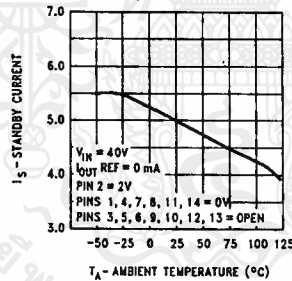
Reference Transistor Peak Output Current



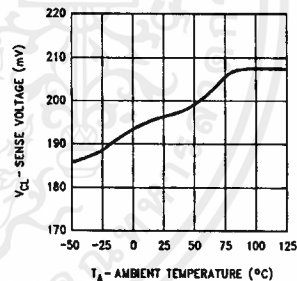
Standby Current vs Voltage



Standby Current vs Temperature

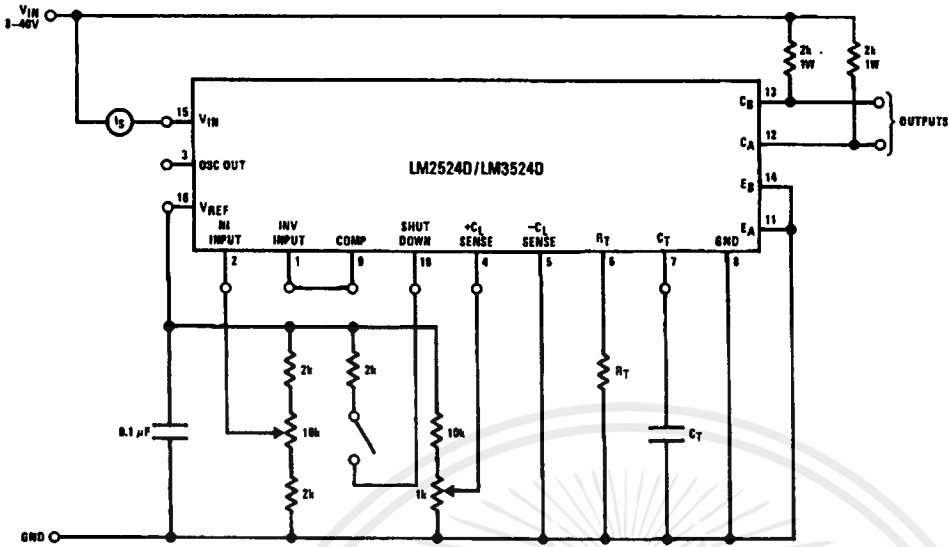


Current Limit Sense Voltage



TL/H/8650-3

Test Circuit



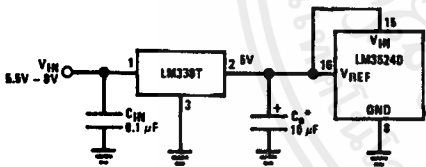
TL/H/8650-4

Functional Description

INTERNAL VOLTAGE REGULATOR

The LM3524D has an on-chip 5V, 50 mA, short circuit protected voltage regulator. This voltage regulator provides a supply for all internal circuitry of the device and can be used as an external reference.

For input voltages of less than 8V the 5V output should be shorted to pin 15, V_{IN} , which disables the 5V regulator. With these pins shorted the input voltage must be limited to a maximum of 6V. If input voltages of 6V-8V are to be used, a pre-regulator, as shown in Figure 1, must be added.



TL/H/8650-10

If two or more LM3524D's must be synchronized together, the easiest method is to interconnect all pin 3 terminals, tie all pin 7's (together) to a single C_T , and leave all pin 6's open except one which is connected to a single R_T . This method works well unless the LM3524D's are more than 6" apart.

A second synchronization method is appropriate for any circuit layout. One LM3524D, designated as master, must have its $R_T C_T$ set for the correct period. The other slave LM3524D(s) should each have an $R_T C_T$ set for a 10% longer period. All pin 3's must then be interconnected to allow the master to properly reset the slave units.

The oscillator may be synchronized to an external clock source by setting the internal free-running oscillator frequency 10% slower than the external clock and driving pin 3 with a pulse train (approx. 3V) from the clock. Pulse width should be greater than 50 ns to insure full synchronization.

*Minimum C_O of 10 μF required for stability.

FIGURE 1

OSCILLATOR

The LM3524D provides a stable on-board oscillator. Its frequency is set by an external resistor, R_T and capacitor, C_T . A graph of R_T, C_T vs oscillator frequency is shown in Figure 2. The oscillator's output provides the signals for triggering an internal flip-flop, which directs the PWM information to the outputs, and a blanking pulse to turn off both outputs during transitions to ensure that cross conduction does not occur. The width of the blanking pulse, or dead time, is controlled by the value of C_T , as shown in Figure 3. The recommended values of R_T are 1.8 k Ω to 100 k Ω , and for C_T , 0.001 μF to 0.1 μF .

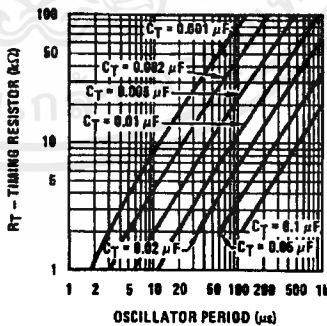


FIGURE 2

TL/H/8650-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description (Continued)

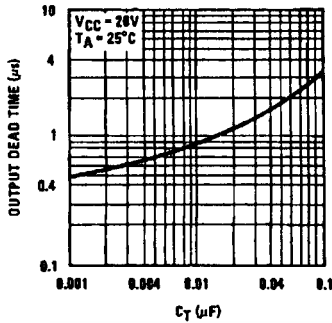


FIGURE 3

TL/H/8650-6

ERROR AMPLIFIER

The error amplifier is a differential input, transconductance amplifier. Its gain, nominally 86 dB, is set by either feedback or output loading. This output loading can be done with either purely resistive or a combination of resistive and reactive components. A graph of the amplifier's gain vs output load resistance is shown in Figure 4.

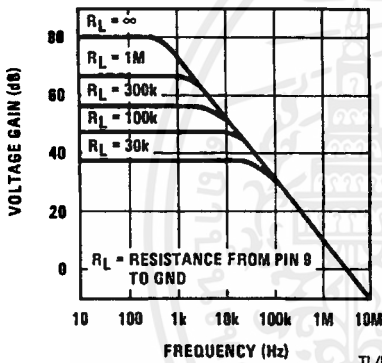


FIGURE 4

TL/H/8650-7

The output of the amplifier, or input to the pulse width modulator, can be overridden easily as its output impedance is very high ($Z_O \approx 5 M\Omega$). For this reason a DC voltage can be applied to pin 9 which will override the error amplifier and force a particular duty cycle to the outputs. An example of this could be a non-regulating motor speed control where a variable voltage was applied to pin 9 to control motor speed. A graph of the output duty cycle vs the voltage on pin 9 is shown in Figure 5.

The duty cycle is calculated as the percentage ratio of each output's ON-time to the oscillator period. Paralleling the outputs doubles the observed duty cycle.

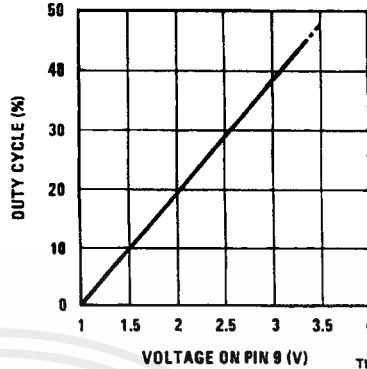


FIGURE 5

TL/H/8650-8

The amplifier's inputs have a common-mode input range of 1.5V-5.5V. The on board regulator is useful for biasing the inputs to within this range.

CURRENT LIMITING

The function of the current limit amplifier is to override the error amplifier's output and take control of the pulse width. The output duty cycle drops to about 25% when a current limit sense voltage of 200 mV is applied between the $+C_L$ and $-C_L$ sense terminals. Increasing the sense voltage approximately 5% results in a 0% output duty cycle. Care should be taken to ensure the $-0.7V$ to $+1.0V$ input common-mode range is not exceeded.

In most applications, the current limit sense voltage is produced by a current through a sense resistor. The accuracy of this measurement is limited by the accuracy of the sense resistor, and by a small offset current, typically $100 \mu A$, flowing from $+CL$ to $-CL$.

OUTPUT STAGES

The outputs of the LM3524D are NPN transistors, capable of a maximum current of 200 mA. These transistors are driven 180° out of phase and have non-committed open collectors and emitters as shown in Figure 6.

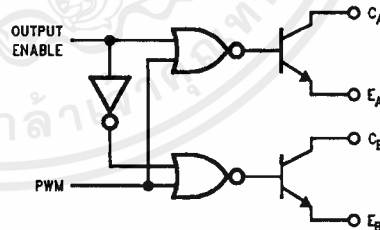


FIGURE 6

TL/H/8650-9

Typical Applications

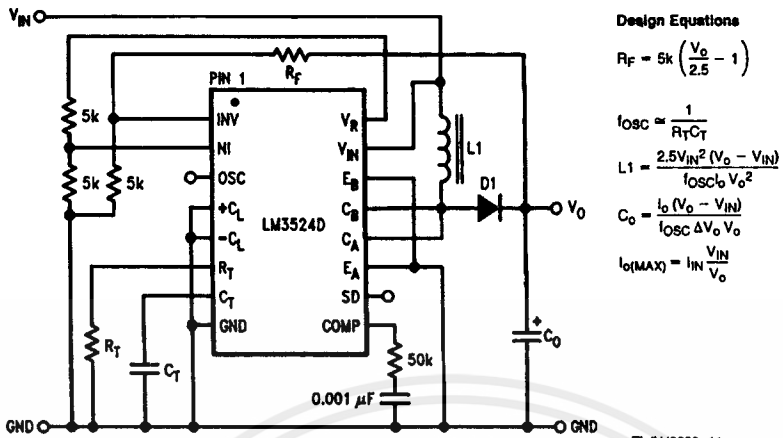


FIGURE 7. Positive Regulator, Step-Up Basic Configuration ($I_{IN(MAX)} = 80 \text{ mA}$)

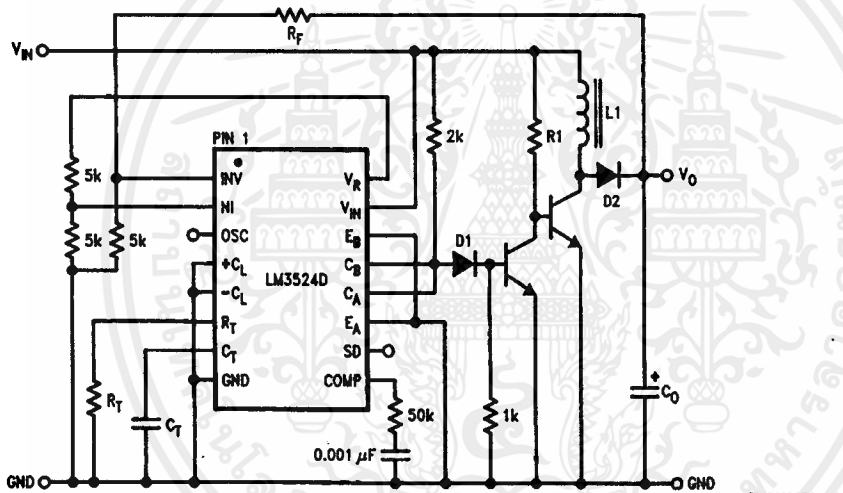
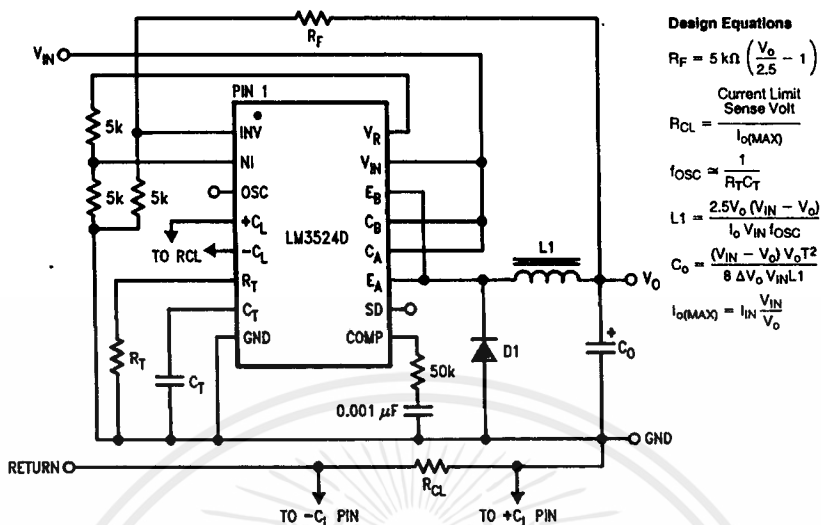


FIGURE 8. Positive Regulator, Step-Up Boosted Current Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



Design Equations

$$R_F = 5 \text{ k}\Omega \left(\frac{V_O}{2.5} - 1 \right)$$

$$R_{CL} = \frac{\text{Current Limit Sense Volt}}{I_{O(\text{MAX})}}$$

$$f_{\text{OSC}} \approx \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L1 = \frac{2.5 V_O (V_{IN} - V_O)}{I_O V_{IN} f_{\text{OSC}}}$$

$$C_O = \frac{(V_{IN} - V_O) V_O T^2}{8 \Delta V_O V_{IN} L1}$$

$$I_{O(\text{MAX})} = I_{IN} \frac{V_{IN}}{V_O}$$

FIGURE 9. Positive Regulator, Step-Down Basic Configuration ($I_{IN(\text{MAX})} = 80 \text{ mA}$)

TL/H/8650-13

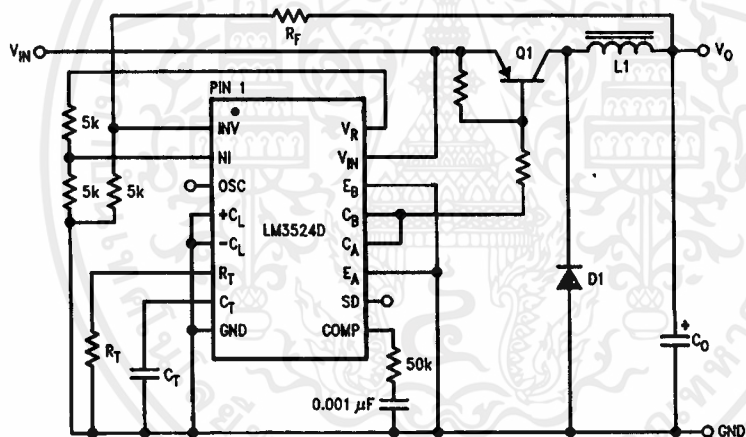


FIGURE 10. Positive Regulator, Step-Down Boosted Current Configuration

TL/H/8650-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

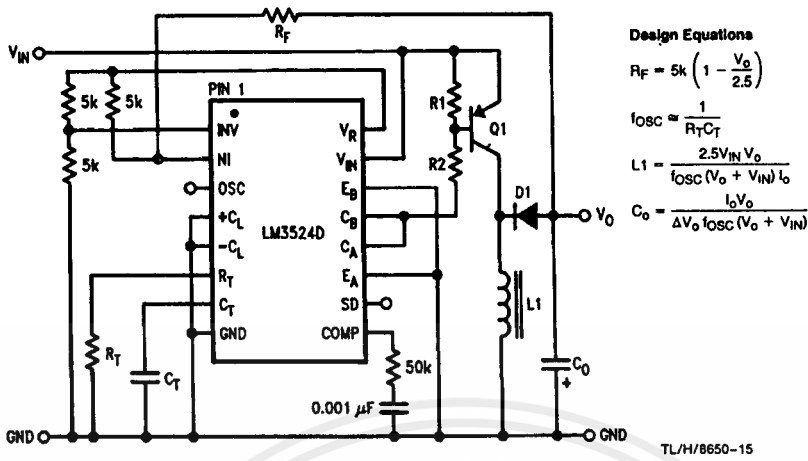


FIGURE 11. Boosted Current Polarity Inverter

TL/H/8650-15

BASIC SWITCHING REGULATOR THEORY AND APPLICATIONS

The basic circuit of a step-down switching regulator circuit is shown in Figure 12, along with a practical circuit design using the LM3524D in Figure 15.

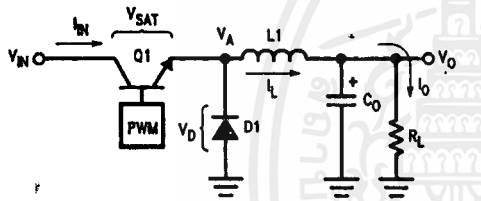


FIGURE 12. Basic Step-Down Switching Regulator

TL/H/8650-16

The circuit works as follows: Q1 is used as a switch, which has ON and OFF times controlled by the pulse width modulator. When Q1 is ON, power is drawn from VIN and supplied to the load through L1; VA is at approximately VIN, D1 is reverse biased, and C0 is charging. When Q1 turns OFF the inductor L1 will force VA negative to keep the current flowing in it, D1 will start conducting and the load current will flow through D1 and L1. The voltage at VA is smoothed by the L1, C0 filter giving a clean DC output. The current flowing through L1 is equal to the nominal DC load current plus some ΔIL which is due to the changing voltage across it. A good rule of thumb is to set ΔILP.P ≈ 40% × IO.

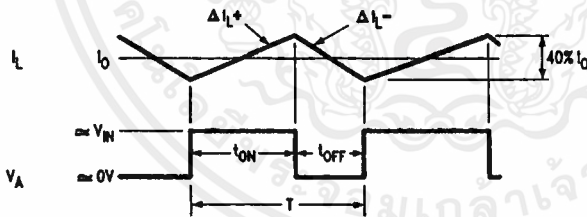


FIGURE 13

TL/H/8650-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

From the relation $V_L = L \frac{di}{dt}$, $\Delta I_L \approx \frac{V_L T}{L1}$

$$\Delta I_L^+ = \frac{(V_{IN} - V_o) t_{ON}}{L1}, \Delta I_L^- = \frac{V_o t_{OFF}}{L1}$$

Neglecting V_{SAT} , V_D , and setting $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$;

$$V_o \approx V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}} \right) = V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{T} \right);$$

where T = Total Period

The above shows the relation between V_{IN} , V_o and duty cycle.

$$I_{IN(DC)} = I_{OUT(DC)} \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right),$$

as Q1 only conducts during t_{ON} .

$$P_{IN} = I_{IN(DC)} V_{IN} = (I_o(DC)) \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right) V_{IN}$$

$$P_o = I_o V_o$$

The efficiency, η , of the circuit is:

$$\eta_{MAX} = \frac{P_o}{P_{IN}} = \frac{I_o V_o}{I_o \left(\frac{t_{ON}}{T} \right) V_{IN} + \frac{(V_{SAT} t_{ON} + V_{D1} t_{OFF})}{T} I_o}$$

$$= \frac{V_o}{V_o + 1} \text{ for } V_{SAT} = V_{D1} = 1V.$$

η_{MAX} will be further decreased due to switching losses in Q1. For this reason Q1 should be selected to have the maximum possible f_T , which implies very fast rise and fall times.

CALCULATING INDUCTOR L1

$$t_{ON} \approx \frac{(\Delta I_L^+) \times L1}{(V_{IN} - V_o)}, t_{OFF} = \frac{(\Delta I_L^-) \times L1}{V_o}$$

$$t_{ON} + t_{OFF} = T = \frac{(\Delta I_L^+) \times L1}{(V_{IN} - V_o)} + \frac{(\Delta I_L^-) \times L1}{V_o}$$

$$= \frac{0.4 I_o L1}{(V_{IN} - V_o)} + \frac{0.4 I_o L1}{V_o}$$

Since $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- = 0.4 I_o$

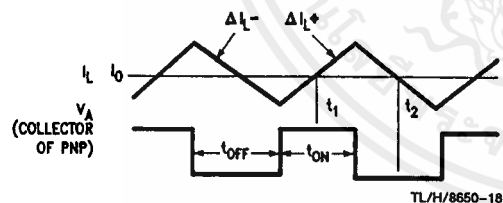


FIGURE 14

TL/H/8650-18

Solving the above for L1

$$L1 = \frac{2.5 V_o (V_{IN} - V_o)}{I_o V_{IN} f}$$

where: L1 is in Henrys

f is switching frequency in Hz

Also, see LM1578 data sheet for graphical methods of inductor selection.

CALCULATING OUTPUT FILTER CAPACITOR C_o:

Figure 14 shows L1's current with respect to Q1's t_{ON} and t_{OFF} times. This current must flow to the load and C_o . C_o 's current will then be the difference between I_L and I_o .

$$I_{C_o} = I_L - I_o$$

From Figure 14 it can be seen that current will be flowing into C_o for the second half of t_{ON} through the first half of t_{OFF} , or a time, $t_{ON}/2 + t_{OFF}/2$. The current flowing for this time is $\Delta I_L/4$. The resulting ΔV_c or ΔV_o is described by:

$$\Delta V_{op-p} = \frac{1}{C} \times \frac{\Delta I_L}{4} \times \left(\frac{t_{ON}}{2} + \frac{t_{OFF}}{2} \right)$$

$$= \frac{\Delta I_L}{4C} \left(\frac{t_{ON} + t_{OFF}}{2} \right)$$

Since $\Delta I_L = \frac{V_o(T - t_{ON})}{L1}$ and $t_{ON} = \frac{V_o T}{V_{IN}}$

$$\Delta V_{op-p} = \frac{V_o \left(T - \frac{V_o T}{V_{IN}} \right)}{4C L1} \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{(V_{IN} - V_o) V_o T^2}{8V_{IN} C_o L1} \text{ or}$$

$$C_o = \frac{(V_{IN} - V_o) V_o T^2}{8 \Delta V_o V_{IN} L1}$$

where: C is in farads, T is $\frac{1}{\text{switching frequency}}$

ΔV_o is p-p output ripple

For best regulation, the inductor's current cannot be allowed to fall to zero. Some minimum load current I_o , and thus inductor current, is required as shown below:

$$I_o(MIN) = \frac{(V_{IN} - V_o) t_{ON}}{2L1} = \frac{(V_{IN} - V_o) V_o}{2f V_{IN} L1}$$

$$\Delta I_L^+ = \frac{(V_{IN} - V_o) t_{ON}}{L1}$$



TL/H/8650-19

Typical Applications (Continued)

A complete step-down switching regulator schematic, using the LM3524D, is illustrated in Figure 15. Transistors Q1 and Q2 have been added to boost the output to 1A. The 5V regulator of the LM3524D has been divided in half to bias the error amplifier's non-inverting input to within its common-mode range. Since each output transistor is on for half the period, actually 45%, they have been paralleled to allow longer possible duty cycle, up to 90%. This makes a lower possible input voltage. The output voltage is set by:

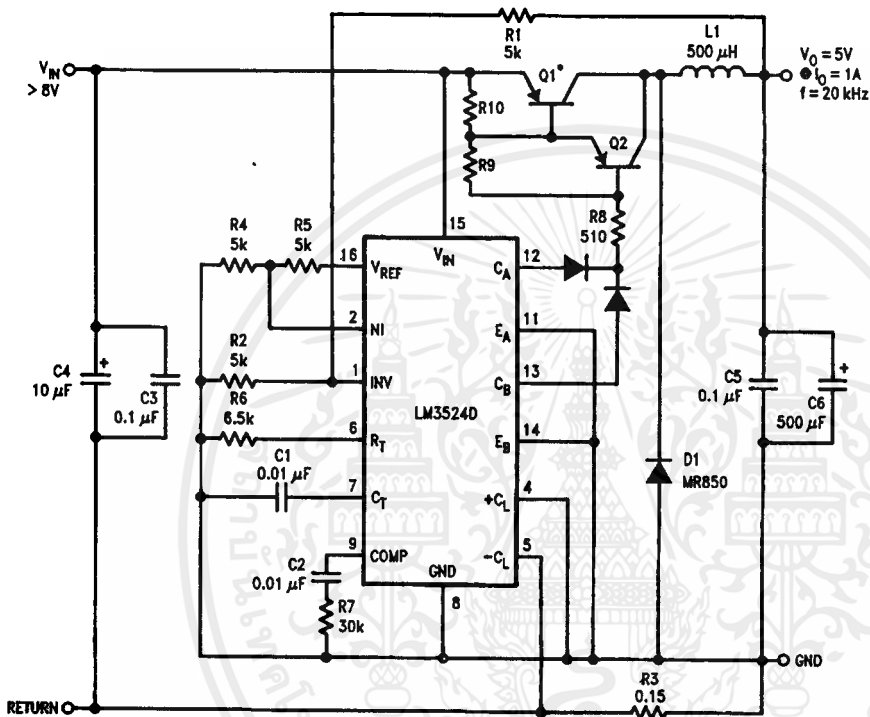
$$V_o = V_{NI} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

where V_{NI} is the voltage at the error amplifier's non-inverting input.

Resistor R3 sets the current limit to:

$$\frac{200 \text{ mV}}{R3} = \frac{200 \text{ mV}}{0.15} = 1.3\text{A.}$$

Figure 16 and 17 show a PC board layout and stuffing diagram for the 5V, 1A regulator of Figure 15. The regulator's performance is listed in Table I.



TL/H/8850-20

*Mounted to Staver Heatsink No. V5-1.

Q1 = BD344

Q2 = 2N5023

L1 = >40 turns No. 22 wire on Ferroxcube No. K300502 Toroid core.

FIGURE 15. 5V, 1 Amp Step-Down Switching Regulator

Typical Applications (Continued)

TABLE I

Parameter	Conditions	Typical Characteristics
Output Voltage	$V_{IN} = 10V, I_o = 1A$	5V
Switching Frequency	$V_{IN} = 10V, I_o = 1A$	20 kHz
Short Circuit Current Limit	$V_{IN} = 10V$	1.3A
Load Regulation	$V_{IN} = 10V$ $I_o = 0.2 - 1A$	3 mV
Line Regulation	$\Delta V_{IN} = 10 - 20V,$ $I_o = 1A$	6 mV
Efficiency	$V_{IN} = 10V, I_o = 1A$	80%
Output Ripple	$V_{IN} = 10V, I_o = 1A$	10 mVp-p

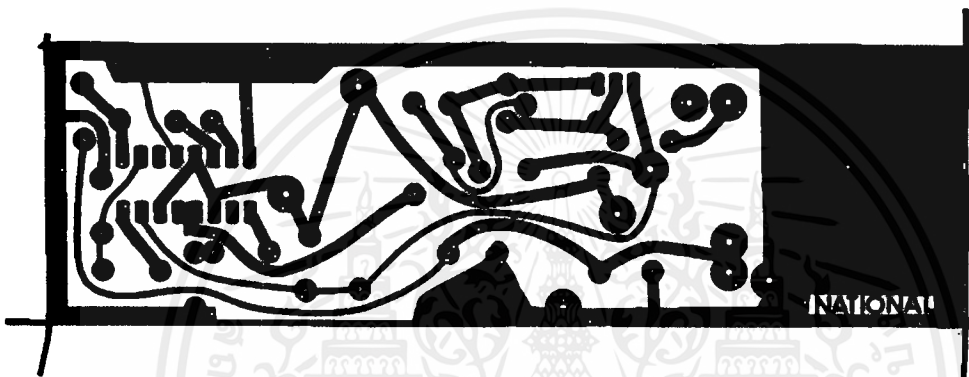


FIGURE 16. 5V, 1 Amp Switching Regulator, Foil Side

TL/H/8650-21

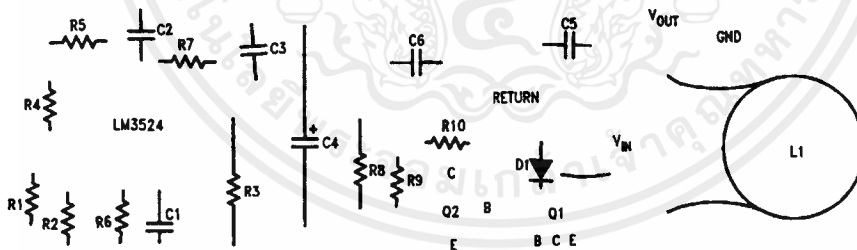


FIGURE 17. Stuffing Diagram, Component Side

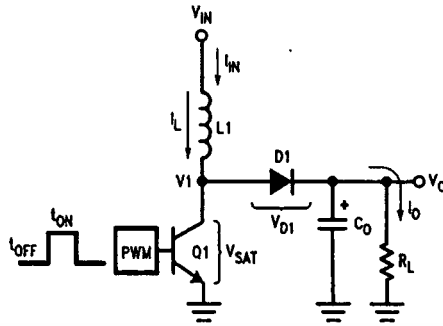
TL/H/8650-22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

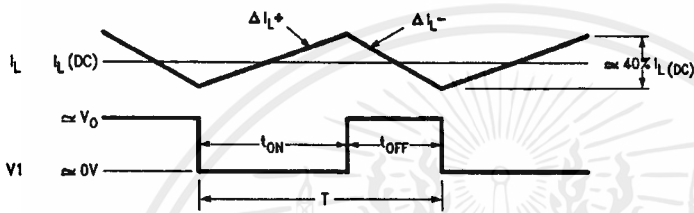
THE STEP-UP SWITCHING REGULATOR

Figure 18 shows the basic circuit for a step-up switching regulator. In this circuit Q1 is used as a switch to alternately apply V_{IN} across inductor L1. During the time, t_{ON} , Q1 is ON and energy is drawn from V_{IN} and stored in L1; D1 is reverse biased and I_o is supplied from the charge stored in C_o . When Q1 opens, t_{OFF} , voltage V1 will rise positively to the point where D1 turns ON. The output current is now supplied through L1, D1 to the load and any charge lost from C_o during t_{ON} is replenished. Here also, as in the step-down regulator, the current through L1 has a DC component plus some ΔI_L . ΔI_L is again selected to be approximately 40% of I_L . Figure 19 shows the inductor's current in relation to Q1's ON and OFF times.



TL/H/8650-23

FIGURE 18. Basic Step-Up Switching Regulator



TL/H/8650-24

FIGURE 19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

$$\text{From } \Delta I_L^+ = \frac{V_L T}{L}, \Delta I_L^+ \approx \frac{V_{IN} t_{ON}}{L1}$$

$$\text{and } \Delta I_L^- \approx \frac{(V_o - V_{IN}) t_{OFF}}{L1}$$

Since $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$, $V_{IN} t_{ON} = V_o t_{OFF} - V_{IN} t_{OFF}$,
and neglecting V_{SAT} and V_{D1}

$$V_o \approx V_{IN} \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

The above equation shows the relationship between V_{IN} , V_o and duty cycle.

In calculating input current $I_{IN(DC)}$, which equals the inductor's DC current, assume first 100% efficiency:

$$P_{IN} = I_{IN(DC)} V_{IN}$$

$$P_{OUT} = I_o V_o = I_o V_{IN} \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

for $\eta = 100\%$, $P_{OUT} = P_{IN}$

$$I_o V_{IN} \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right) = I_{IN(DC)} V_{IN}$$

$$I_{IN(DC)} = I_o \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

This equation shows that the input, or inductor, current is larger than the output current by the factor $(1 + t_{ON}/t_{OFF})$. Since this factor is the same as the relation between V_o and V_{IN} , $I_{IN(DC)}$ can also be expressed as:

$$I_{IN(DC)} = I_o \left(\frac{V_o}{V_{IN}} \right)$$

So far it is assumed $\eta = 100\%$, where the actual efficiency or η_{MAX} will be somewhat less due to the saturation voltage of Q1 and forward on voltage of D1. The internal power loss due to these voltages is the average I_L current flowing, or I_{IN} , through either V_{SAT} or V_{D1} . For $V_{SAT} = V_{D1} = 1V$ this power loss becomes $I_{IN(DC)} (1V)$. η_{MAX} is then:

$$\Delta_{MAX} = \frac{P_o}{P_{IN}} = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + I_{IN} (1V)} = \frac{V_o I_o}{V_o I_o + I_o \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)}$$

$$\text{From } V_o = V_{IN} \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

$$\eta_{max} = \frac{V_{IN}}{V_{IN} + 1}$$

This equation assumes only DC losses, however η_{MAX} is further decreased because of the switching time of Q1 and D1.

In calculating the output capacitor C_o it can be seen that C_o supplies I_o during t_{ON} . The voltage change on C_o during this time will be some $\Delta V_c = \Delta V_o$ or the output ripple of the regulator. Calculation of C_o is:

$$\Delta V_o = \frac{I_o t_{ON}}{C_o} \text{ or } C_o = \frac{I_o t_{ON}}{\Delta V_o}$$

$$\text{From } V_o = V_{IN} \left(\frac{T}{t_{OFF}} \right); t_{OFF} = \frac{V_{IN} T}{V_o}$$

$$\text{where } T = t_{ON} + t_{OFF} = \frac{1}{f}$$

$$t_{ON} = T - \frac{V_{IN} T}{V_o} = T \left(\frac{V_o - V_{IN}}{V_o} \right) \text{ therefore:}$$

$$C_o = \frac{I_o T \left(\frac{V_o - V_{IN}}{V_o} \right)}{\Delta V_o} = \frac{I_o (V_o - V_{IN})}{f \Delta V_o V_o}$$

where: C_o is in farads, f is the switching frequency, ΔV_o is the p-p output ripple

Calculation of inductor L1 is as follows:

$$L1 = \frac{V_{IN} t_{ON}}{\Delta I_L^+}, \text{ since during } t_{ON},$$

V_{IN} is applied across L1

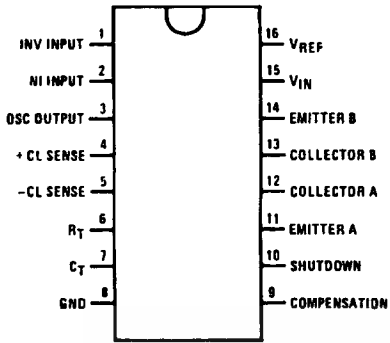
$$\Delta I_{L-p} = 0.4 I_L = 0.41 I_{IN} = 0.4 I_o \left(\frac{V_o}{V_{IN}} \right), \text{ therefore:}$$

$$L1 = \frac{V_{IN} t_{ON}}{0.4 I_o \left(\frac{V_o}{V_{IN}} \right)} \text{ and since } t_{ON} = \frac{T (V_o - V_{IN})}{V_o}$$

$$L1 = \frac{2.5 V_{IN}^2 (V_o - V_{IN})}{f I_o V_o^2}$$

where: L1 is in henrys, f is the switching frequency in Hz

Connection Diagram

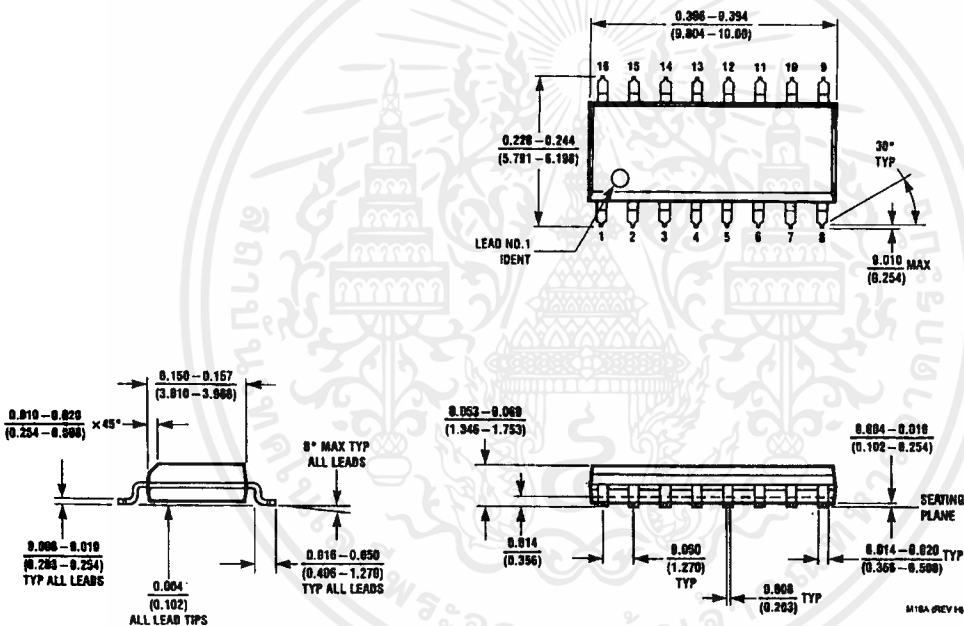


Order Number LM2524DN or LM3524DN
 See NS Package Number N16E
 Order Number LM3524DM
 See NS Package Number M16A

TL/H/8650-2

Top View

Physical Dimensions inches (millimeters)

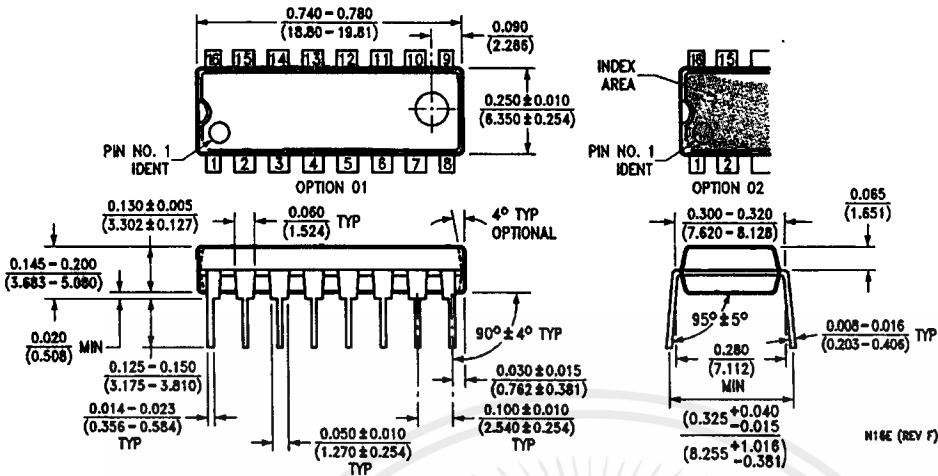


Surface-Mount Package (M)
 Order Number LM3524DM
 NS Package Number M16A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

Lit. # 107451



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM2524DN or LM3524DN
NS Package Number N16E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

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



National Semiconductor
Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor
Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: crjwge@sem2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 83 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor
Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1800
Fax: (852) 2736-0960

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2308
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

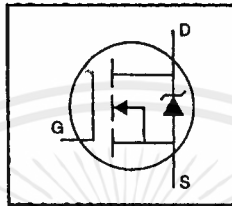
International
IR Rectifier

PD-9.374G

IRF640

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 200V$$

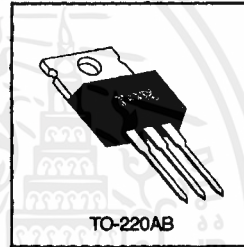
$$R_{DS(on)} = 0.18\Omega$$

$$I_D = 18A$$

Description

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

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$	18	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$	11	
I_{DM}	Pulsed Drain Current	72	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy	580	mJ
I_{AR}	Avalanche Current	18	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	


Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF640

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.29	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.18	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=11A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	6.7	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=11A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=200V, V_{GS}=0V$ $V_{DS}=160V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	70	nC	$I_D=18A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	13	nC	$V_{DS}=160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	39	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=100V$
t_r	Rise Time	—	51	—	ns	$I_D=18A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—	ns	$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	36	—	ns	$R_D=5.4\Omega$ See Figure 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 8 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	430	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	18	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	72	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=18A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	300	610	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=18A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.4	7.1	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=2.7\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=18A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 18A$, $di/dt\leq 150A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRF640

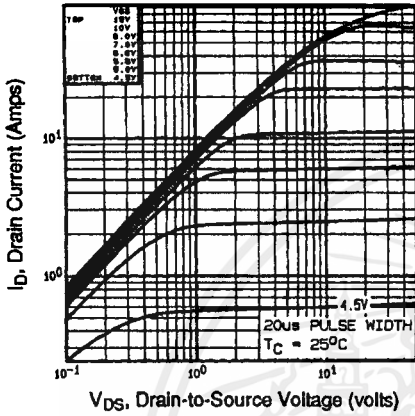


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C = 25^\circ\text{C}$

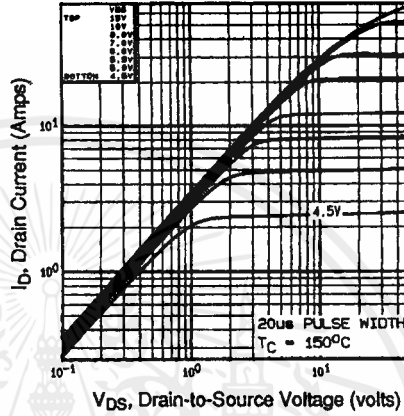


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C = 150^\circ\text{C}$

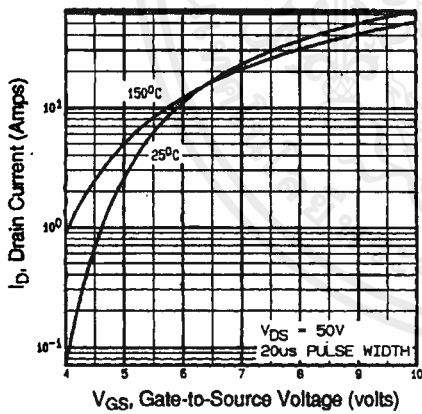


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

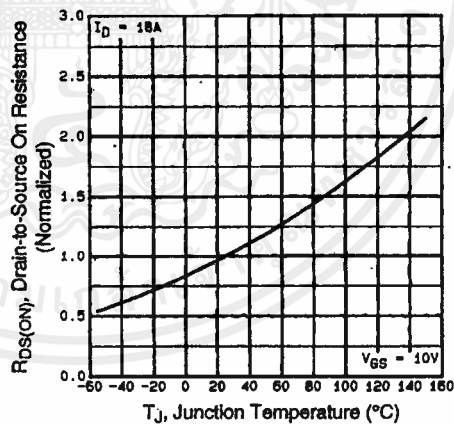


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF640

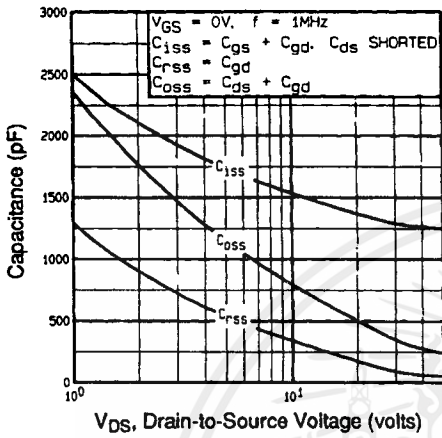


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

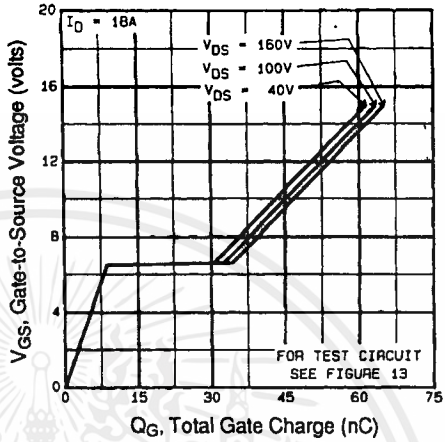


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

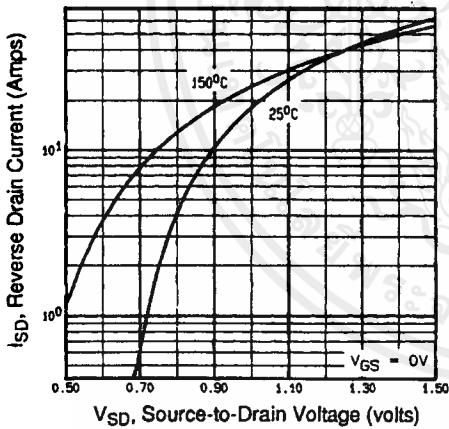


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

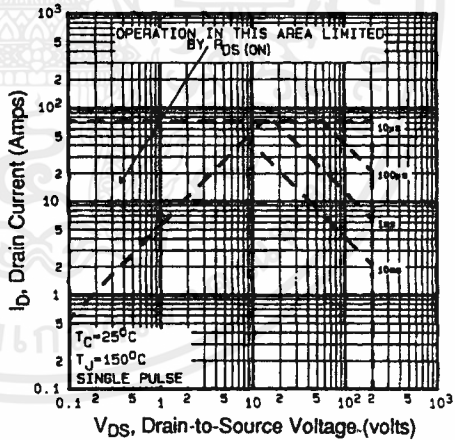


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF640

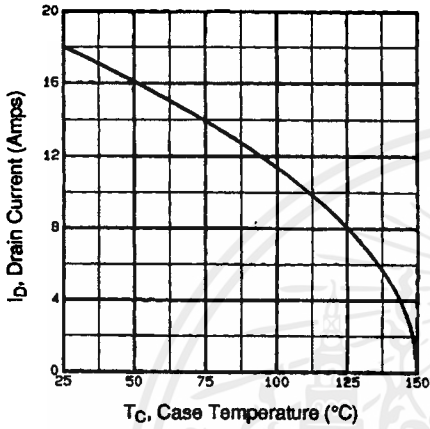


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

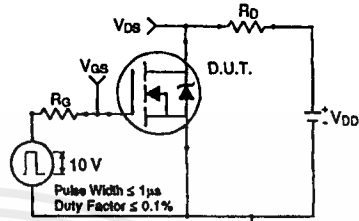


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

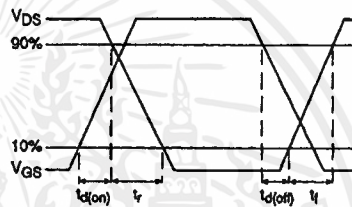


Fig 10b. Switching Time Waveforms

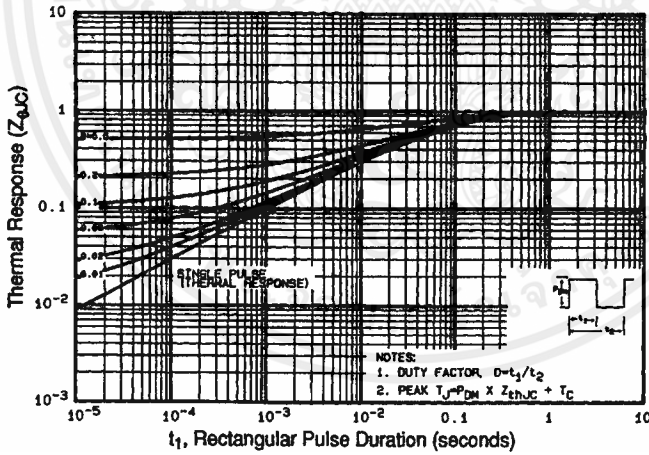


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF640

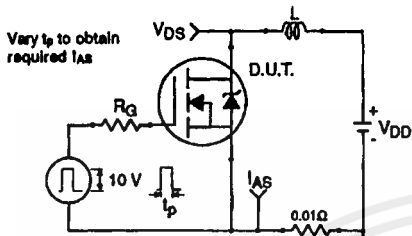


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

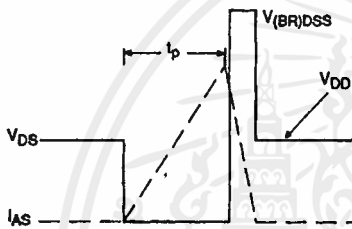


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

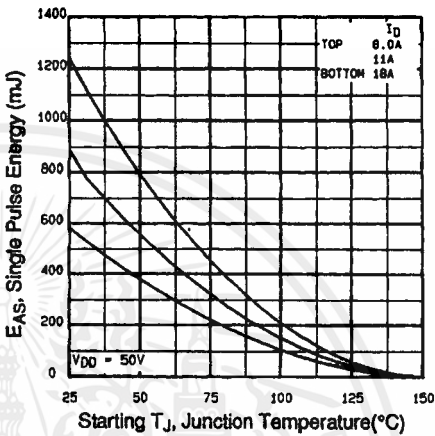


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

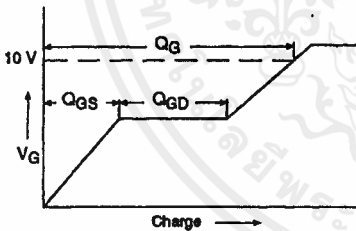


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

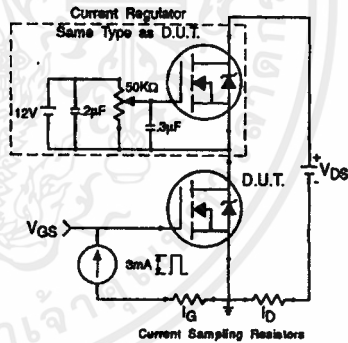


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International
IR Rectifier



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

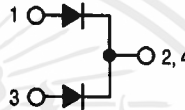
SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Epoxy Meets UL94, V₀ @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 30 units per plastic tube
- Marking: U3020, U3040, U3060



MUR3020PT
MUR3040PT*
MUR3060PT*

*Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST RECTIFIERS
30 AMPERES
200-400-600 VOLTS

CASE 340D-02, Style 2
TO-218AC

MAXIMUM RATINGS, PER LEG

Rating	Symbol	MUR3020PT	MUR3040PT	MUR3060PT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V _R) Per Leg Per Device	I _{F(AV)}	15 @ T _C = 150°C 30 @ T _C = 150°C		15 @ T _C = 30 @ 145°C	Amps
Peak Rectified Forward Current, Per Leg (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz, T _C = 150°C)	I _{FRM}	30 @ T _C = 150°C		30 @ T _C = 145°C	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz) Per Leg	I _{FSM}	200	150		Amps
Operating Junction and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	- 65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	R _{θJC} R _{θJA}	1.5 40	°C/W
--	--------------------------------------	-----------	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 15 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 15 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated DC Voltage, T _J = 150°C) (Rated DC Voltage, T _J = 25°C)	i _R	500 10		1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 1.0 Amp, di/dt = 50 Amps/μs)	t _{rr}	35	60		ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

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

Rev 4

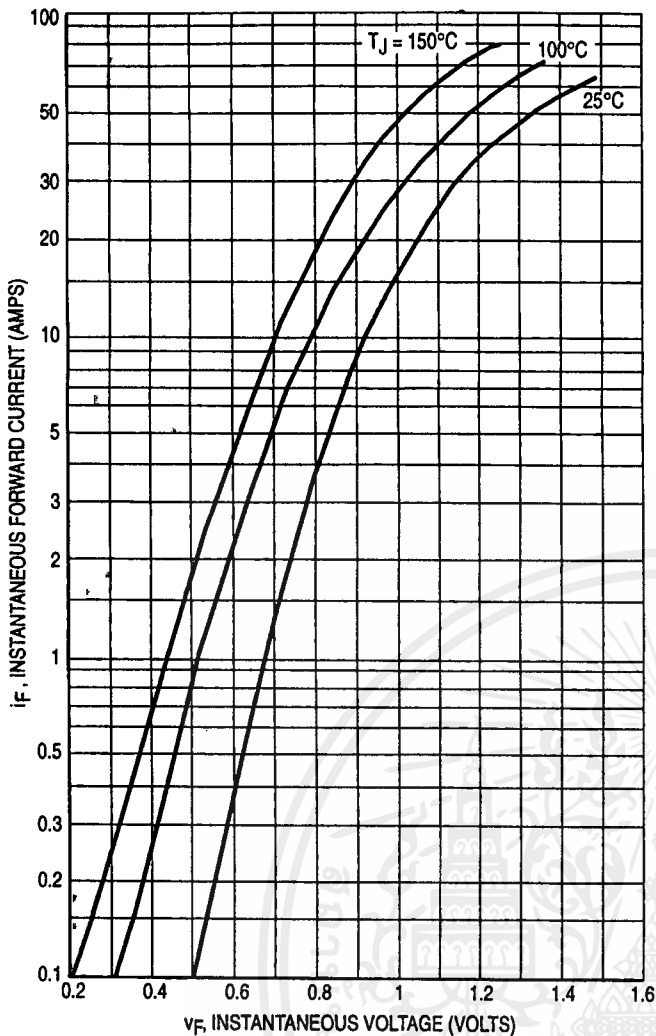


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)

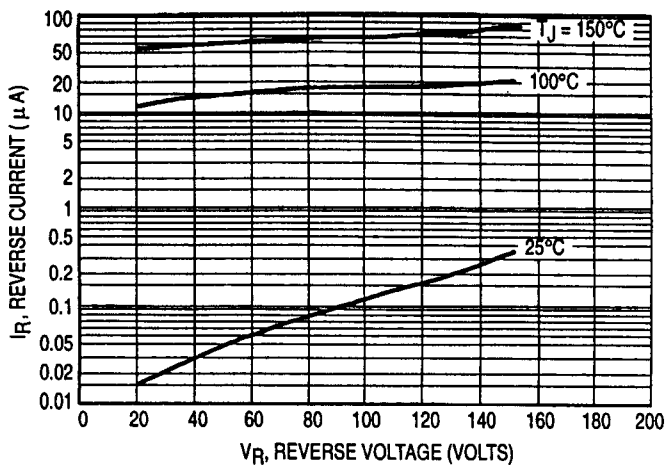


Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)

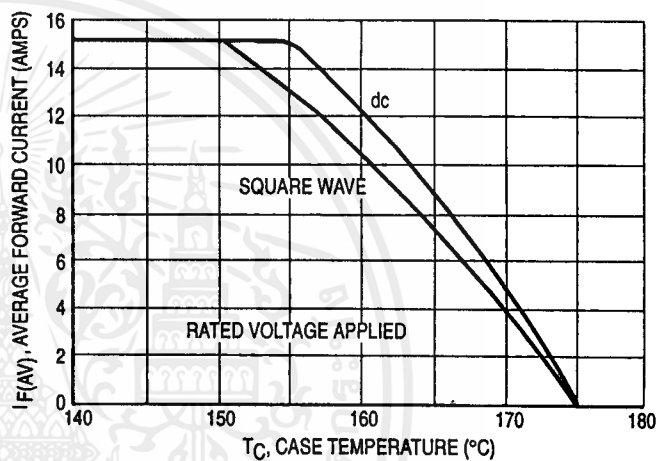


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

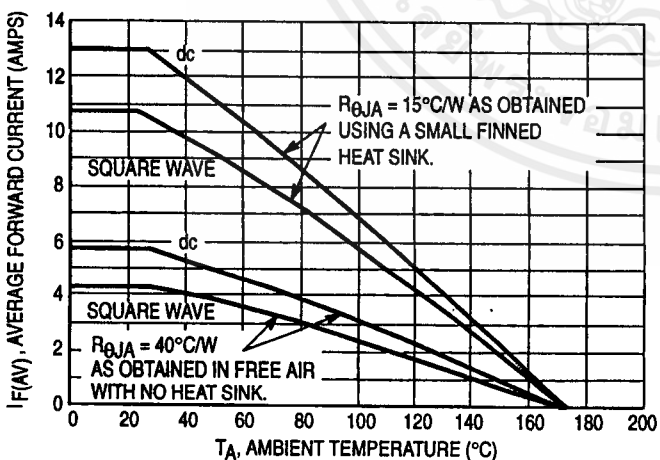


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

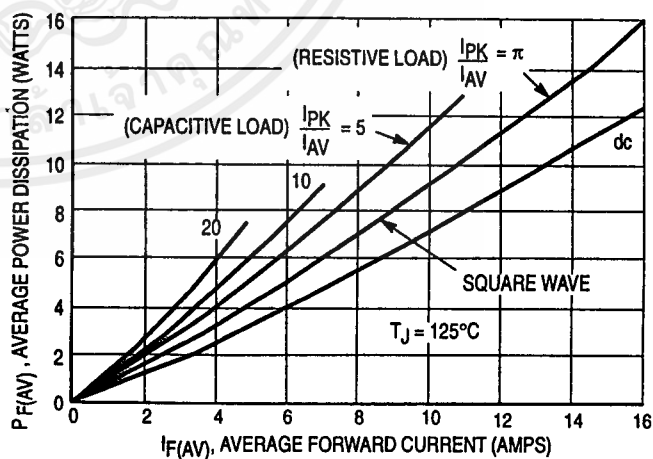


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

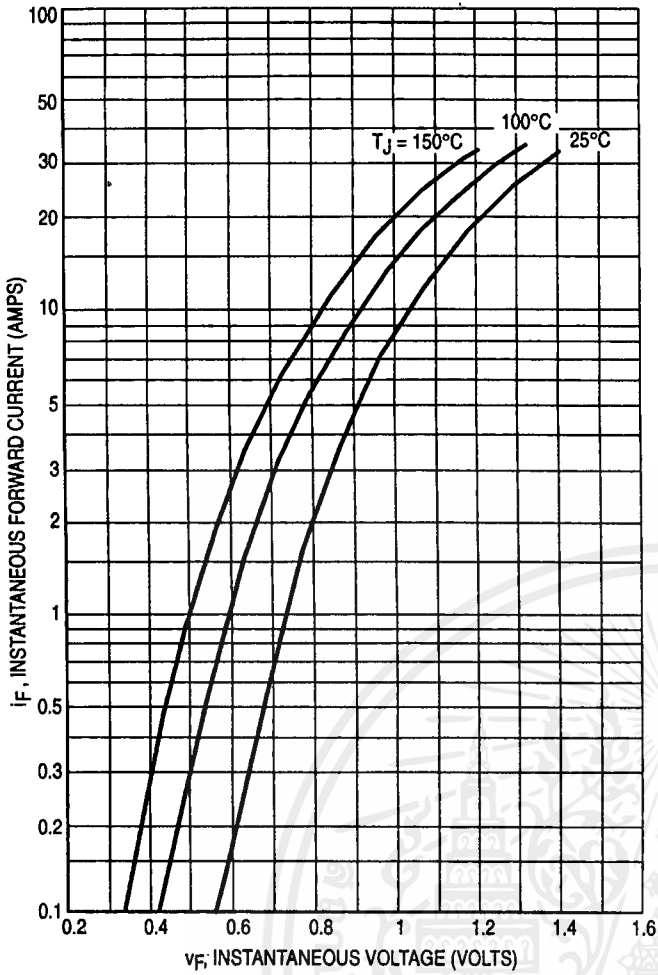


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)

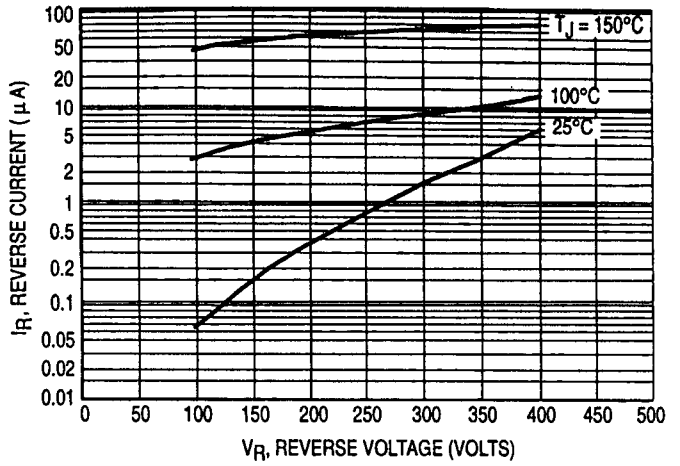


Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)

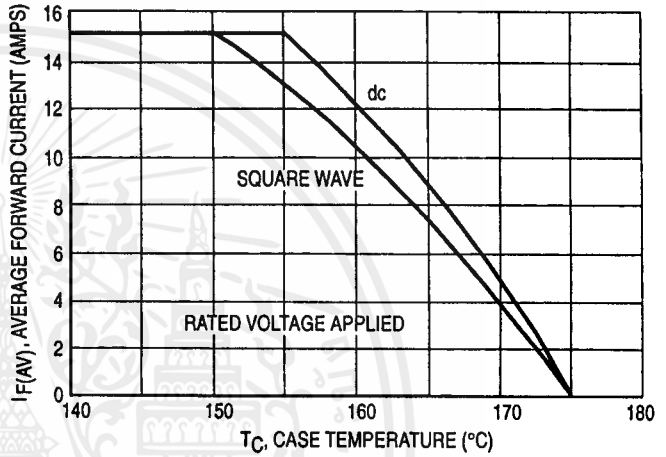


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

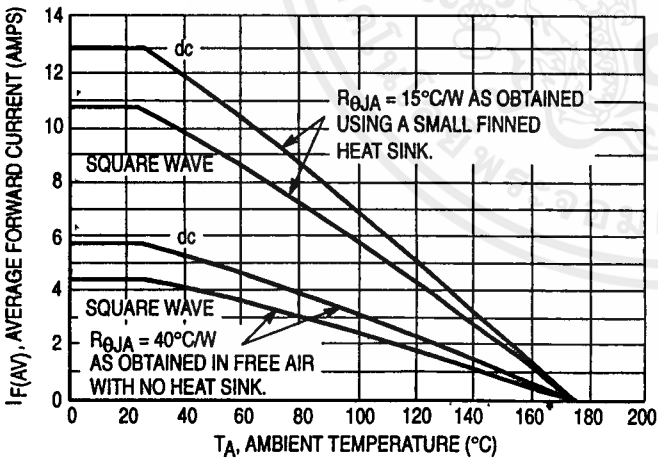


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

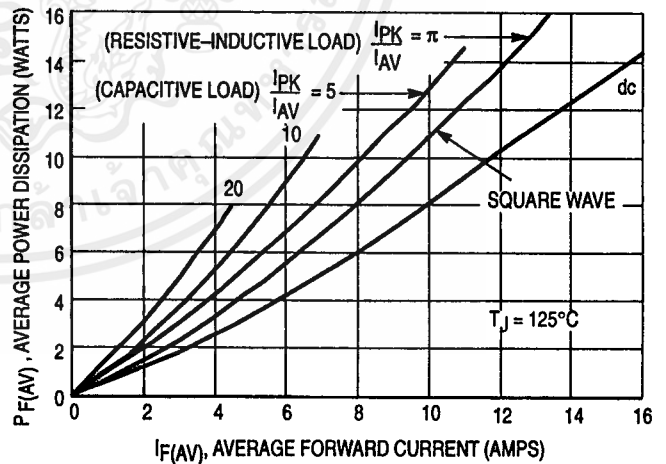


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

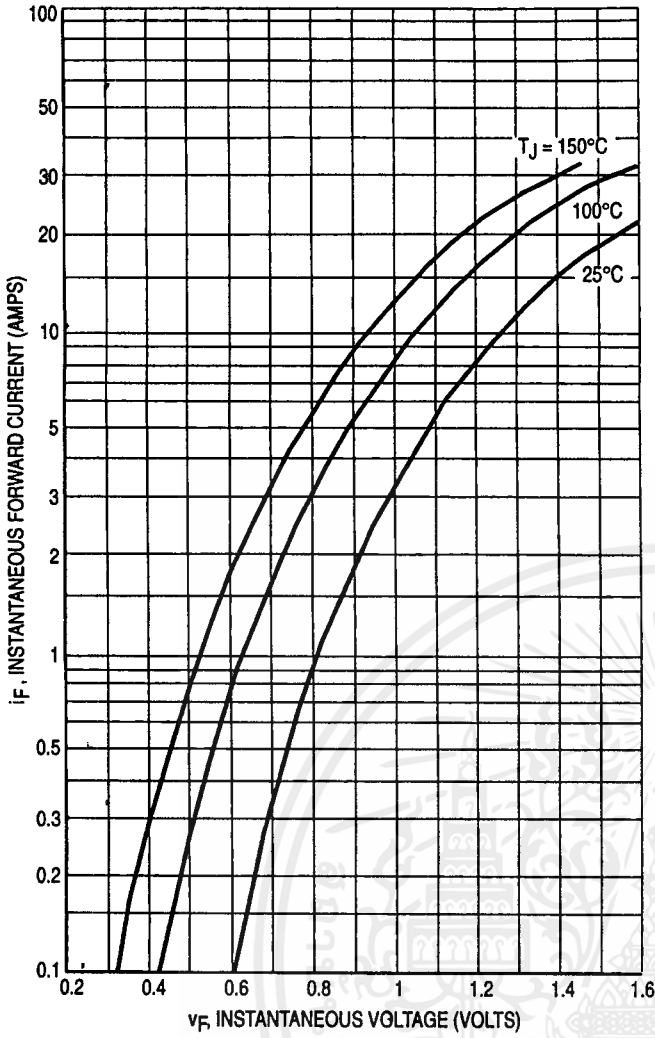


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)

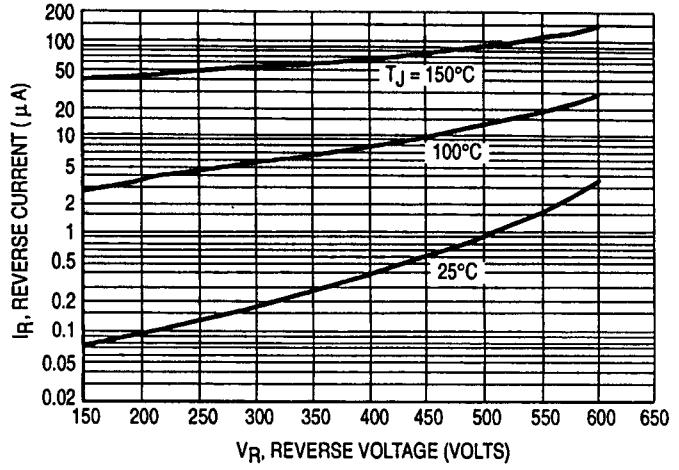


Figure 12. Typical Reverse Current (Per Leg)

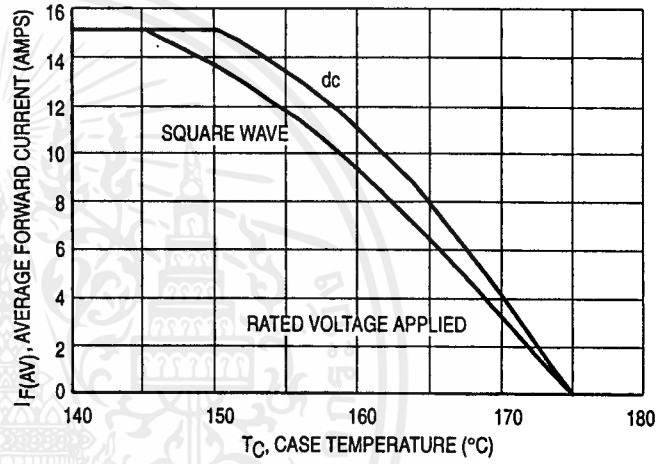


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

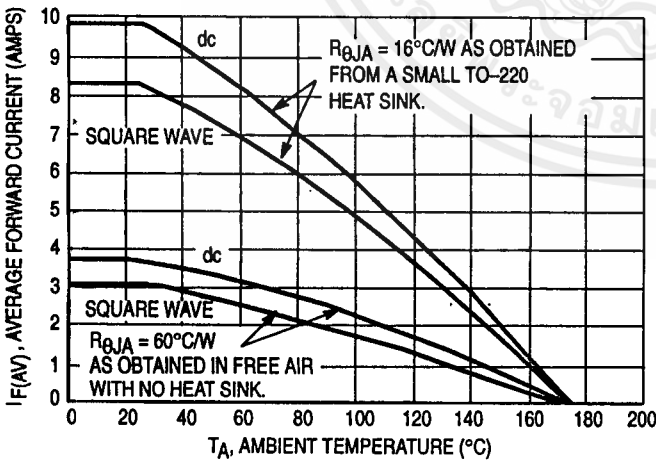


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

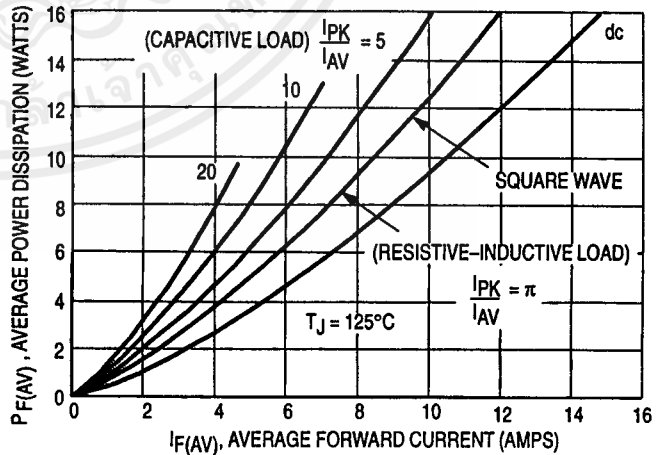


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

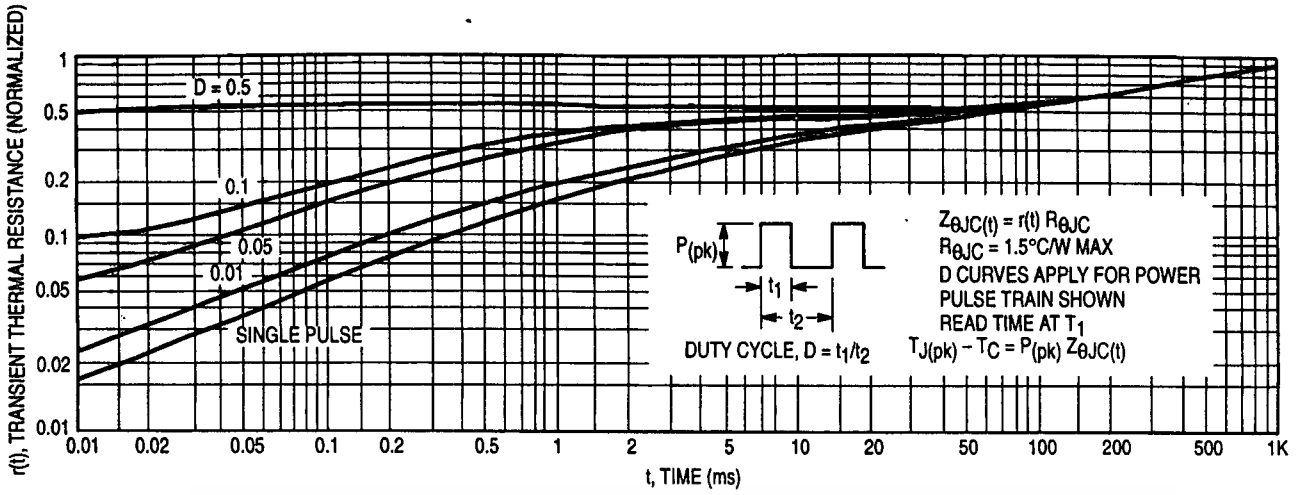


Figure 16. Thermal Response

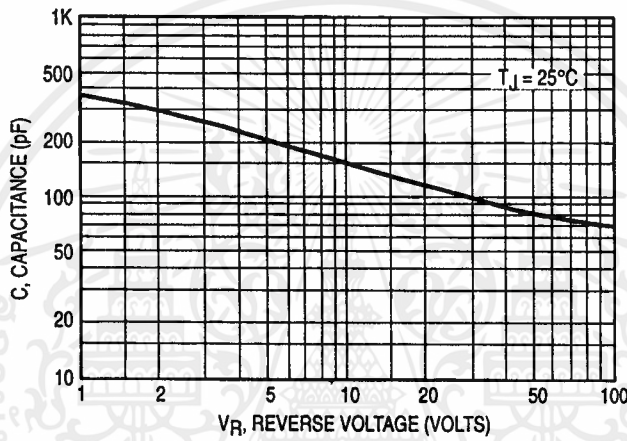
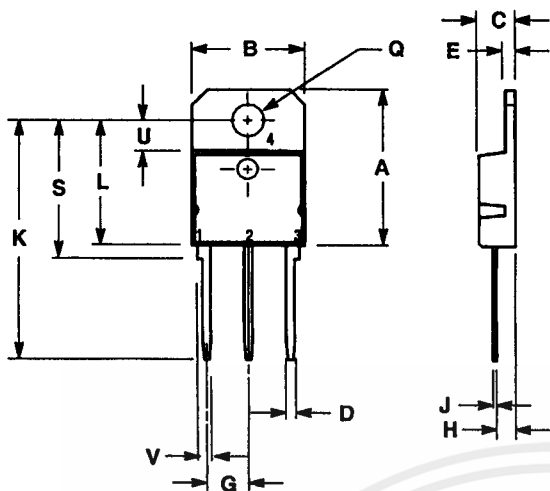


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

OUTLINE DIMENSIONS



- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	20.35	—	0.801
B	14.70	15.20	0.579	0.598
C	4.70	4.90	0.185	0.193
D	1.10	1.30	0.043	0.051
E	1.17	1.37	0.046	0.054
G	5.40	5.55	0.213	0.219
H	2.00	3.00	0.079	0.118
J	0.50	0.78	0.020	0.031
K	31.00 REF	—	1.220 REF	—
L	—	16.20	—	0.638
Q	4.00	4.10	0.158	0.161
S	17.80	18.20	0.701	0.717
U	4.00 REF	—	0.157 REF	—
V	1.75 REF	—	0.069	—

- STYLE 2:
 PIN 1. ANODE 1
 2. CATHODE(S)
 3. ANODE 2
 4. CATHODE(S)

CASE 340D-02
 ISSUE B

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 1-602-244-6609
 Motorola Fax Back System - US & Canada ONLY 1-800-774-1848
 - http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.: 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: http://motorola.com/sps/



MOTOROLA

งานวิศวกรรมใช้เทคโนโลยีที่ทันสมัย มีคุณภาพสูง ไม่ย่อท้อให้หัวใจให้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีไปใช้ Rectifier MUR3020PTA Device Data

หนังสืออ้างอิง

1. Gopal K. Dubey , *POWER SEMICONDUCTOR CONTROLLED DRIVES* , Prentice-Hall, Inc. , 1992
2. Ned Mohan , Tore M. Undeland , William P. Robbins , *POWER ELECTRONICS : Converters , Applications , and Design* , 2 nd ed. , John wiley & sons, Inc. , USA , 1995
3. Rashid M. H. , *POWER ELECTRONICS* , Prentics-Hall, Inc. , USA. , 1998
4. Walter N. Alerich . *ELECTRIC MOTOR CONTROL*
5. P. C. Sen , *THYRISTOR DC DRIVES* , A Wiley Interscience publication. , USA. , 1981
6. Pressman , A. , *SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN* , McGraw-Hill , Singapore , 1992
7. Abraham I. Pressman , *SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN* , McGraw-Hill, Inc. , 1992
8. สุวัฒน์ คั่น , *เทคนิคการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย* , บริษัท เอนเทลไทย จำกัด , 2537
9. พิชิต ถ้ายอง , *เครื่องจักรกล ไฟฟ้า I* , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2537