

การศึกษาวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง

STUDY OF POWER FACTOR CORRECTION CIRCUITS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....62022
วัน,เดือน,ปี..... 2 5 ก.ค. 2549

4 1 5 7 1
.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง

STUDY OF POWER FACTOR CORRECTION CIRCUITS



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง

ผู้จัดทำ

1. นายภูวเดช คงถาวรวัฒนา

2. นายวีระวัฒน์ จันทร์ศิริ



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์สรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง

ภูวเดช ทงถาวรวัฒนา 45015316

วีระวัฒน์ จันทศิริ 45015338

ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2547

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้นำเสนอการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอมป์ (โดยใช้วงจรแปลง
ผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคิซี-คิซีแบบบูสต์) เทคนิคการควบคุมที่ศึกษาประกอบด้วย การควบคุม
ค่าเฉลี่ย การควบคุมแบบกำลัง และการควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง วงจรต้นแบบ
สำหรับการควบคุมแต่ละชนิดนี้ได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้น ผลการทดสอบพบว่าวงจรต้นแบบ
สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้เป็นที่น่าพึงพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STUDY OF POWER FACTOR CORRECTION CIRCUITS

Phuvadej Kongthawornwattana

Veerawat Jansiri

Dr. Chanin Bunlaksananusorn Advisor

2004

Abstract

This thesis presents active power factor correction using a boost converter. The control techniques under the study are average current control, borderline control, and discontinuous current control. Design and construction of the prototype circuits are described. Test results show the prototype circuits operate satisfactorily and yields an improved power factor.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	X
รายการคำย่อและสัญลักษณ์	XI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของกำลังไฟฟ้า	3
2.1 ค่าตัวประกอบกำลัง	3
2.1.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าลักษณะไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น	4
2.1.2 กรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเป็นลักษณะไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น	6
2.2 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ	8
2.3 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ	9
บทที่ 3 วงจรบุสต์คอนเวอร์เตอร์	10
3.1 บทนำ	10
3.2 การวิเคราะห์วงจรบุสต์คอนเวอร์เตอร์	11
3.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	11
3.2.2 การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	12
3.2.3 สมการในโหมด 1	13
3.2.4 สมการในโหมด 2	14
3.2.5 สมการในโหมด 3	19
3.3 การควบคุมการทำงานของวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง	19
3.3.1 การควบคุมโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า (Peak current control)	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.2 การควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า (Average current control)	21
3.3.3 การควบคุม โดยการควบคุมแบบฮีสเตอร์รีซิส (Hysteresis control)	23
3.3.4 การควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)	24
3.3.5 การควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous current control)	26
บทที่ 4 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	28
4.1 บทนำ	28
4.2 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	28
4.2.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง	29
4.2.2 การออกแบบวงจรควบคุม	32
4.3 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	46
4.3.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง	46
4.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม	50
4.4 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	56
4.4.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง	56
4.4.2 การออกแบบวงจรควบคุม	60
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	65
5.1 บทนำ	65
5.2 ผลการทำงานก่อนปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง	65
5.3 ผลการทำงานของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง	68
5.3.1 แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	68
5.3.2 แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	71
5.3.3 แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 แรงดันไฟฟ้ารีปเปิดของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง	75
5.4.1 แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	75
5.4.2 แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	78
5.4.3 แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	80
5.5 ค่าตัวประกอบกำลัง	82
5.5.1 แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	82
5.5.2 แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	83
5.5.3 แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	84
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	85
ภาคผนวก ก ตารางแกนเฟอร์ไรต์	86
ภาคผนวก ข ตารางขนาดสวดตัวนำ	91
ภาคผนวก ค ข้อมูลเบอร์ไอซีต่างๆ	94
ภาคผนวก ง แบบลายทองแดงวงจร	125
ภาคผนวก จ ภาพถ่ายงานปริณุณิพาน์	134
กิตติกรรมประกาศ	138
เอกสารอ้างอิง	139

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับภาระทางไฟฟ้าใดๆ	3
2.2 สามเหลี่ยมกำลังกรณีภาระไฟฟ้าเป็นแบบเชิงเส้น	5
2.3 สามเหลี่ยมกำลังกรณีภาระไฟฟ้าไม่เป็นแบบเชิงเส้น	8
2.4 สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซ์พลาต	9
3.1 วงจรรูปสี่	10
3.2 วงจรรูปสี่คอนเวอร์เตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่	11
3.3 การทำงานของวงจรรูปสี่คอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมด	12
3.4 ลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำและช่วงระยะเวลาของ โหมดการทำงาน	13
3.5 โครงสร้างของวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง	19
3.6 ระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า	21
3.7 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า	21
3.8 ระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	22
3.9 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	22
3.10 ระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส	23
3.11 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส	23
3.12 ระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	25
3.13 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	25
3.14 ระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	27
3.15 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	27
4.1 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ต้องการ	39
4.2 รูปแบบของวงจรตัวชดเชยที่เลือกใช้	40
4.3 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย	41
4.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวชดเชย	43
4.5 แผนภาพ โปตของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	44
4.6 วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
4.7	ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวขดเคบาย	53
4.8	แผนภาพ โบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรปรับปรุ้งตัวประกอบกำลังแบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกำกึ่ง	54
4.9	วงจรปรับปรุ้งตัวประกอบกำลังแบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกำกึ่ง	55
4.10	ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวขดเคบาย	62
4.11	แผนภาพ โบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรปรับปรุ้งตัวประกอบกำลังแบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟไม่ต่อเนื่อง	63
4.12	วงจรปรับปรุ้งตัวประกอบกำลังแบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟไม่ต่อเนื่อง	64
5.1	การจัตุหตุคหตุคองสำหรับวงจรก่อนปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง	66
5.2	สัณญานของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรเรียงกระแสเมื่อไม่ผ่านวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลังที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด	67
5.3	สัณญานของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรเรียงกระแสเมื่อไม่ผ่านวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลังที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด	67
5.4	การจัตุหตุคหตุคองสำหรับวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง	69
5.5	สัณญานแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Average current control)	70
5.6	สัณญานแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Average current control)	70
5.7	สัณญานแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Borderline control)	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.8 สัญญาณแรงดัน ไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Borderline control)	72
5.9 สัญญาณแรงดัน ไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Discontinuous current control)	74
5.10 สัญญาณแรงดัน ไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Discontinuous current control)	74
5.11 การชักจุดทดลองสำหรับการทดสอบแรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออก	76
5.12 แรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Average current control)	77
5.13 แรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Average current control)	77
5.14 แรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Borderline control)	79
5.15 แรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Borderline control)	79
5.16 แรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Discontinuous current control)	81
5.17 แรงดันไฟฟ้าที่ระดับที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Discontinuous current control)	81
ก.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A	87
ง.1 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	126
ง.2 แบบลายทองแดงค่านบนของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารฉบับร่าง โดยกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ง.3 แบบลายทองแดงด้านล้างของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	128
ง.4 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	129
ง.5 แบบลายทองแดงด้านบนของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	130
ง.6 แบบลายทองแดงด้านล้างของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	131
ง.7 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	132
ง.8 แบบลายทองแดงด้านล้างของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	133
จ.1 ภาพถ่ายของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	135
จ.2 ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	135
จ.3 ภาพถ่ายของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	136
จ.4 ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง	136
จ.5 ภาพถ่ายของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	137
จ.6 ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	137

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ค่าของตัวประกอบกำลังก่อนผ่านวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง	68
5.2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า	82
5.3 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกำลัง	83
5.4 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง	84
ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE	88
ก.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD	89
ข.1 ตารางขนาดลวดตัวนำ	92

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A	แอมแปร์
A_C	พื้นที่หน้าตัดขวางของแกน
A_P	ผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด
A_w	พื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด
B_m	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก
C	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า
C_o	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก
C_1	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านเข้า
C_2	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านเข้า
D	คิวต์ไซเคิล
D_1	ไดโอดกำลัง
E	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
F	ฟารัด
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย
$G_{vc}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมวลกำลัง
$ G_c(s) $	อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย
$ G_{vc}(s) $	อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมวลกำลัง
GM	เกนมาร์จิ้น
H	เฮนรี่
Hz	เฮิรตซ์
I_{DS}	ค่ากระแสเฉลี่ยของเพาเวอร์มอสเฟต
$I_{P,ref}$	กระแสไฟฟ้าอ้างอิงสูงสุด
I_{rms}	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
$I_{V,ref}$	กระแสไฟฟ้าอ้างอิงต่ำสุด
J	ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของเส้นลวดที่ใช้พันขดลวด
K	กิโล
K_c	ค่าคงที่ของตัวคูณลดจากตัวนำ
K_D	อัตราขยายคิซีของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมวลกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่คัดลอกมาโดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

K_W	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
L	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ
M_1	มอสเฟต
N	จำนวนของลวดทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ
P	กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย หรือกำลังไฟฟ้าจริง
P_C	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
P_{in}	กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้า
P_o	กำลังไฟฟ้าทางด้านออก
P_{out}	กำลังไฟฟ้าทางด้านออก
PM	เฟสแมริจิ้น
Q	กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ
Q_G	ค่าประจุที่ได้จากกราฟ
Q_1	มอสเฟต
R	ความต้านทานโหลด
R_L	ความต้านทานทางด้านออก
S	กำลังไฟฟ้าปรากฏ
THD	ผลรวมกระแสไฟฟ้าซึ่งมิได้เป็นเทอมของความถี่หลักมูลต่อกระแสไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล
T_s	คาบเวลาในการสวิตช์
V	แรงดันไฟฟ้า
V_{DS}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต
V_g	แรงดันไฟฟ้าหลังบริดจ์ไดโอด
V_i	แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า
V_{in}	แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า
V_L	แรงดันไฟฟ้าของสาย
$V_{L(min)}$	แรงดันไฟฟ้าของสายต่ำสุด
V_o	แรงดันไฟฟ้าทางด้านออก
$V_{o(min)}$	แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกต่ำสุด
V_{out}	แรงดันไฟฟ้าทางด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารอ้างอิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

V_{REF}	แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง
a	พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดง
dB	เดซิเบล
f	ความถี่
f_c	ความถี่ครอสโอเวอร์
f_L	ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้า
f_p	ความถี่ของโพลของวงจรถอดกำลัง
f_{p1}	ความถี่ของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซย์
f_{p2}	ความถี่ของโพลตัวที่สองของวงจรถดเซย์
f_s	ความถี่ในการสวิตช์
$f_{s(min)}$	ความถี่ในการสวิตช์ต่ำสุด
f_{z1}	ความถี่ของซีโรของวงจรถดเซย์
$p(t)$	กำลังไฟฟ้าที่ภาระดูดซับมาจากแหล่งจ่าย
$i(t)$	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้า
$i_{C(t)}$	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในช่วงเวลาหนึ่ง
i_g	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านบริดจ์ไดโอด
$i_{g,avg}$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านบริดจ์ไดโอด
i_i	กระแสไฟฟ้าทางค่านเข้า
i_L	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
Δi_L	ริบเปิลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ
$i_{L(pk)}$	กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
$i_{L(t)}$	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาหนึ่ง
$i_{R(t)}$	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านความต้านทานโหลดในช่วงเวลาหนึ่ง
t	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลง
t_H	เวลาที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้า
$v(t)$	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้าดังกล่าวซึ่งที่นี้คือจากแหล่งจ่าย
Ω	โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ความหนาแน่นพิกซ์แม่เหล็ก เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

η	ค่าประสิทธิภาพ
μ	ไมโคร
π	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
ω_p	ความถี่เชิงมุมของโพลของวงจรรากกำลัง
ω_{p1}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่หนึ่งของตัวชดเชย
ω_{p2}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่สองของตัวชดเชย
ω_{z1}	ความถี่เชิงมุมของซีโรของตัวชดเชย



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันวงการอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ได้ให้ความสนใจต่อค่าตัวประกอบกำลัง อันเนื่องมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเวลาทำงานจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ ทำให้เกิดผลเสียต่อระบบส่งจ่ายของการไฟฟ้า จากปัญหานี้ชุดเรียงกระแสไฟฟ้ามาตรฐานที่ใช้กันโดยทั่วไปที่ประกอบด้วยไดโอดบริดจ์ และคาปาซิเตอร์ตัวกรองกระแสไฟฟ้า (Capacitor filter) ยังไม่สามารถก่อให้เกิดค่าตัวประกอบกำลังของการทำงานในขอบเขตที่ยอมรับได้ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบที่สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของภาระไฟฟ้าที่เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ออกมามากมายหลายแบบ ตัวปรับปรุงค่าประกอบกำลัง (Power factor correction) ในอุดมคติคือ การทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ทำงานเสมือนหนึ่งว่าเป็นความต้านทาน ในขณะที่ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ กล่าวคือการทำงานที่มีรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าทางเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal) และกระแสไฟฟ้าทางเข้าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ และที่บัพเตกักรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า วิธีที่ใช้ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังโดยทั่วไปมี 2 ลักษณะ คือ

1. ชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ (Passive power factor corrector)

ประกอบด้วยไดโอดบริดจ์ ตัวเหนี่ยวนำ และคาปาซิเตอร์ตัวกรองกระแส

2. ชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ (Active power factor corrector)

ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ ชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบใช้เทคนิคแอ็คทีฟ โดยใช้วงจรแปลงผันแรงดันดิซี - ดิซีแบบบูสต์ (Boost converter) เป็นภาคกำลังและการควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าแบบต่างๆ

โดยเนื้อหาของปริญญานิพนธ์แบ่งออกได้เป็น 6 บท โดยแต่ละบทมีเนื้อหา ดังนี้

บทที่ 2 อธิบายหลักการของค่าตัวประกอบกำลัง

บทที่ 3 อธิบายหลักการของชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ โดยใช้วงจรแปลงผันแรงดันดิซี - ดิซีแบบบูสต์ (Boost converter) เป็นวงจรภาคกำลัง และการควบคุมในรูปแบบต่างๆ

บทที่ 4 แสดงการคำนวณเพื่อสร้างชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 แสดงการทดลองและผลการทดลองของชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่สร้างขึ้น

บทที่ 6 สรุป

ในตอนท้ายของปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นภาคผนวกที่แสดงรายละเอียดข้อมูลไอซี ที่นำมาใช้ในชุดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแฉีกทีฟ และเอกสารอ้างอิงที่ใช้ประกอบการเขียนปฏิญานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของกำลังไฟฟ้า

2.1 ค่าตัวประกอบกำลัง

การที่จะอ้างถึงตัวประกอบกำลัง ก่อนจะกล่าวถึงค่าตัวประกอบกำลังต้องเข้าใจถึงกำลังไฟฟ้าก่อนว่าเป็นอย่างไร โดยทั่วไปเป็นที่ทราบกันดีว่าการจะเกิดกำลังไฟฟ้าได้ ต้องประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้า ภาระไฟฟ้า ซึ่งจะเชื่อมโยงกันโดยกระแสไฟฟ้าอีกทีหนึ่ง โดยแหล่งจ่ายดังกล่าวจะจ่ายกำลังไฟฟ้าผ่านไปกับกระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าจะถูกดูดซับไปโดยภาระไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับภาระไฟฟ้าใดๆ

พิจารณา รูปที่ 2.1

- $v(t)$ คือแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้า
- $i(t)$ คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้า
- $p(t)$ คือกำลังไฟฟ้าที่ภาระดูดซับมาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย (Average power) หรือกำลังไฟฟ้าจริง (Real power) มีค่าเท่ากับ

$$P = \int_0^T p(t) dt$$

หรือ
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (2.1)$$

- แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้า โดยทั่วไปสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.2)

$$v(t) = v_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.2)$$

- กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้า โดยทั่วไปสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.3)

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (2.3)$$

- ภาระไฟฟ้าแยกเป็น ภาระเชิงเส้น (Linear load) และ ภาระไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear load)

นอกจากกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแล้วยังมีกำลังไฟฟ้าอีกแบบคือ กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power; S) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (2.4)$$

ค่าตัวประกอบกำลังสัมพันธ์กับกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยและกำลังไฟฟ้าปรากฏ แสดงดังสมการที่ 2.5

$$\text{Power Factor (pf)} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{P}{S} \quad (2.5)$$

2.1.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าลักษณะไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น
ในกรณีนี้จะได้ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเป็น

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1) \quad (2.6)$$

$$i(t) = I_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1) \quad (2.7)$$

โดยสมการ 2.6 และ 2.7 คือแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล (Fundamental frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 p(t) &= v(t)i(t) \\
 &= \{V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1)\} \{I_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1)\} \\
 &= \frac{1}{2} V_1 I_1 \{ \cos(2\omega_0 t + \theta_1 + \phi_1) + \cos(\theta_1 - \phi_1) \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{2T} V_1 I_1 \int_0^T \{ \cos(2\omega_0 t + \theta_1 + \phi_1) + \cos(\theta_1 - \phi_1) \} d\omega t \\
 &= \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \phi_1)
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

$$P = V_{1(\text{rms})} I_{1(\text{rms})} \cos(\theta_1 - \phi_1) \tag{2.9}$$

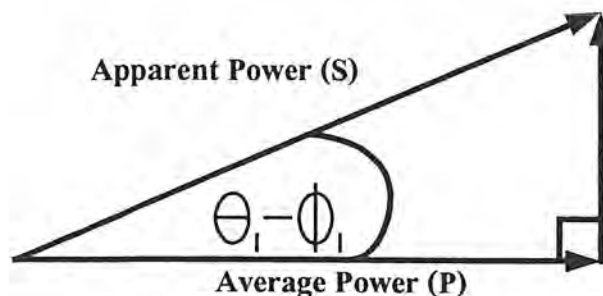
หรือ

$$P = S \cos(\theta_1 - \phi_1) \tag{2.10}$$

และจากสมการ (2.5)

$$pf = \frac{P}{S} = \cos(\theta_1 - \phi_1) \tag{2.11}$$

จะเห็นว่าถ้าค่าตัวประกอบกำลังยิ่งน้อย ค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ภาระไฟฟ้าจะยิ่งมีค่าน้อย โดยที่แรงดันไฟฟ้ามีค่าเท่าเดิม จากสมการที่ (2.10) สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง P กับ S ในรูปสามเหลี่ยมกำลังได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สามเหลี่ยมกำลังกรณีภาระไฟฟ้าเป็นแบบเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q คือ กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (Reactive power) ซึ่งเกิดขึ้นในกรณีภาวะ ไฟฟ้ามีองค์ประกอบของอุปกรณ์ประเภท ตัวเหนี่ยวนำ หรือ ตัวเก็บประจุ

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = S \sin(\theta_1 + \phi_1) \quad \text{VAR} \quad (2.12)$$

2.1.2 กรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเป็นลักษณะไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในกรณีนี้จะ ได้แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเป็น

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1^\circ) \quad (2.13)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n^\circ) \quad (2.14)$$

จะเห็นได้ว่า $i(t)$ จะประกอบด้วยกระแสไฟฟ้าตรง กระแสไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลและกระแสฮาร์โมนิก

จากสมการ 2.13 และ 2.14 จะได้

$$P = \frac{1}{T} \int v(t)i(t) dt$$

$$P = \frac{1}{2} [V_1 I_1] \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad (2.15)$$

$$P = V_{1(rms)} I_{1(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad \text{watts}$$

จากสมการ 2.5 ค่าตัวประกอบกำลังในกรณีนี้มีค่า

$$pf = \frac{P}{S} = \frac{V_{1(rms)} I_{1(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)}{V_{1(rms)} I_{(rms)}}$$

$$pf = \frac{P}{S} = \frac{I_{1(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)}{I_{(rms)}} = \text{Displacement factor} \times \text{Distortion factor} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$\text{Displacement factor} = \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)$$

$$\text{Distortion factor (DF)} = \frac{I_{1(rms)}}{I_{(rms)}}$$

นั่นคือตัวประกอบกำลังจะมีค่าเป็นหนึ่งเมื่อกระแสไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ (Distortion factor =1) และมีเฟสทับกันกับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (Displacement factor = 1)

Total Harmonic Distortion (THD) คือ ผลรวมกระแสไฟฟ้า ที่มีได้เป็นเทอมของความถี่หลักมูล (Nonfundamental frequency) ต่อกระแสไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลจะได้

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^n I_{n(rms)}^2}}{\sqrt{I_{1(rms)}^2}} \quad (2.17)$$

ดังนั้น Distortion factor ในรูปของ THD แสดงดังสมการที่ (2.18)

$$\text{DF} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THD})^2}} \quad (2.18)$$

กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (Reactive power) มีค่าเท่ากับ

$$Q = V_{1(rms)} I_{1(rms)} \sin(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad (2.19)$$

$$= S \sin(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad \text{VAR}$$

Distortion volt-amp (D) ถูกนิยามให้มีค่าเท่ากับ

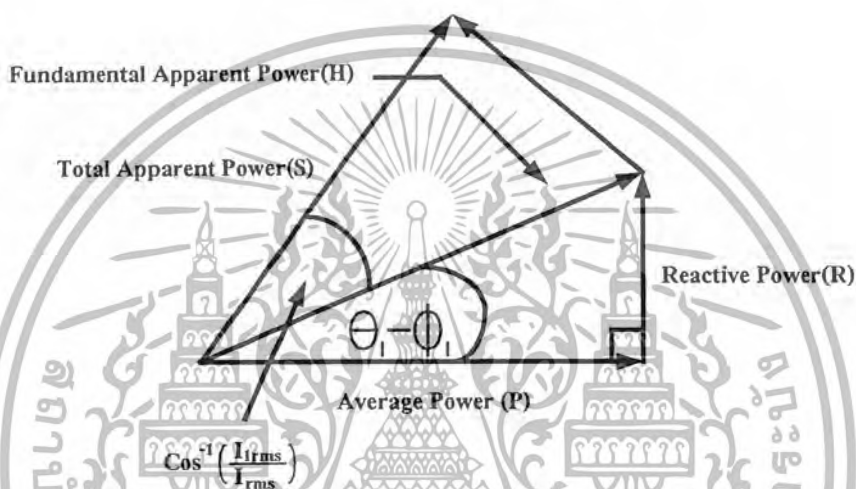
$$D = V_{1(rms)} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{n(rms)}^2} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น กำลังไฟฟ้าปรากฏในกรณีมีค่าเท่ากับ

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{VA} \quad (2.21)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 สามเหลี่ยมกำลังในกรณีกระแสไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น

หลักการการแก้ตัวประกอบกำลังมี 2 แบบคือ

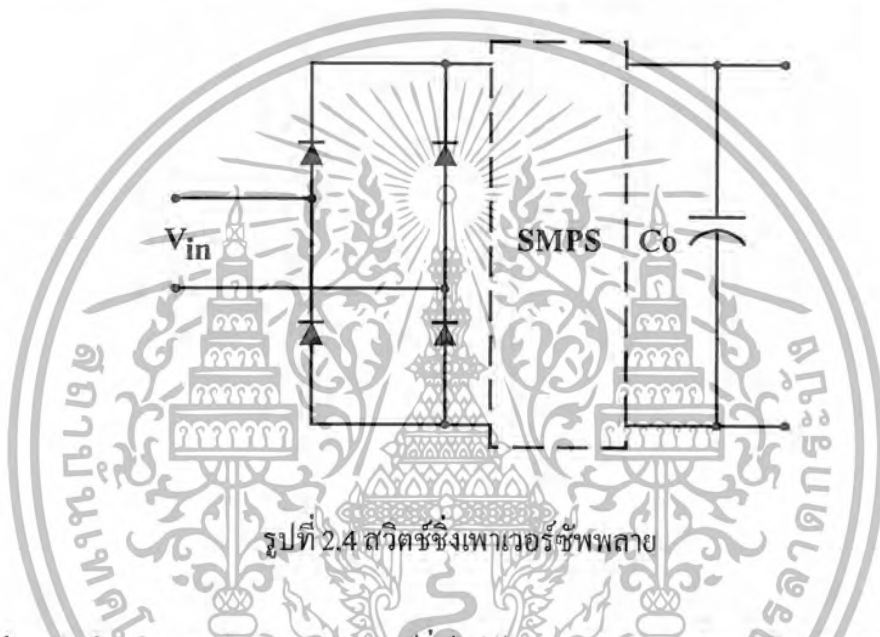
1. การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ
2. การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ

2.2 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ

หลักการในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ สามารถกระทำได้โดยการนำอุปกรณ์ประเภท ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมาใช้ การนำเอาตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับแหล่งแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของสายเป็นการทำให้กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์ที่มีความถี่สูงไม่สามารถผ่านออกมาได้ ส่วนตัวเก็บประจุถ้าต่อขนานกับสายทางด้านขาเข้ากระแสฮาร์มอนิกส์ที่มีความถี่สูงจะถูกตัดลงกราวด์ เพราะว่าที่ความถี่สูงค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าต่ำ

2.3 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ

การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ จะต้องใช้อุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไฟฟ้า ซึ่งมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากรวมทั้งไม่มีความแน่นอน ดังนั้นเราจึงหันมาพิจารณาการปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยวิธีแบบแอ็คทีฟ ซึ่งหลักการโดยทั่วไปคือ พยายามควบคุมให้รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าเป็นสัญญาณไซน์และมีเฟสทับกันกับรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้า โดยการใช่วจรสวิตซ์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง (Switching power supply) ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

โดยปกติวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงจะนิยมใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) ซึ่งจากรูปที่ 2.4 จะต่ออยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแสกับตัวเก็บประจุทางด้านออก (C_o) โดยความถี่ของกรสวิตซ์ ดังกล่าวจะมีค่าสูงกว่าความถี่จากแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามาก โดยวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จะถูกควบคุมให้ดึงกระแสไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (V_L) เป็นรูปคลื่นไซน์ โดยวิธีดังกล่าวทำให้

1. ตัวประกอบกำลังด้านเข้ามีค่าสูง (0.9 ขึ้นไป)
2. ลดกระแสไฟฟ้าฮาร์โมนิกส์
3. สามารถทำงานได้ในย่านแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้าที่กว้าง (90-270 โวลท์)

บทที่ 3

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบอุดมคติ เพื่อจะนำไปสู่การเข้าใจการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก๊วตัวประกอบกำลังต่อไป โดยจะพิจารณาโหมดการทำงานทั้งกรณีโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง พร้อมทั้งสมการที่สัมพันธ์กับโหมดการทำงานในแต่ละแบบด้วย แรงดันไฟฟ้าไฟตรงทางด้านออกของวงจรจะมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าเช่น ถ้าย่านของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า เป็น 110-260 โวลท์ แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกต้องสูงกว่าค่า $\sqrt{2}$ (260) นั่นเอง



รูปที่ 3.1 วงจรบูสต์

ในโหมดกระแสต่อเนื่องวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้า (di/dt) ต่ำเพราะผลของตัวเหนี่ยวนำทางด้านขาเข้า ทำให้สัญญาณรบกวน (EMI) ลดลง นอกจากนี้ยังง่ายต่อการควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ โดยใช้การควบคุมแบบกระแส (Current mode control)

จากวงจรรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าที่สวิทช์ (มอสเฟต) ตำแหน่งของขาซอร์ต (Source) ถูกต่ออยู่ที่จุดกราวด์เดียวกันกับวงจรควบคุมและตัวเก็บประจุทางด้านขาออก ดังนั้น จึงสามารถที่จะขับให้สวิทช์ทำงานได้ง่าย และค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมสวิทช์ คือ แรงดันไฟฟ้าทางด้านออก (V_o)

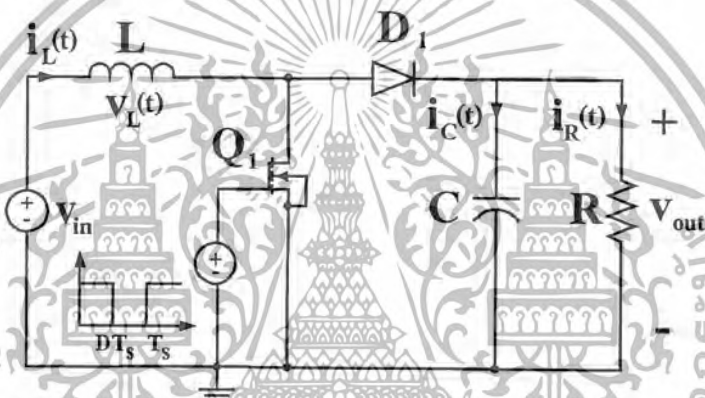
วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์มีข้อบกพร่องตรงที่ขาดความสามารถในการจำกัดกระแสไฟฟ้า เพราะสวิทช์ไม่ได้ต่ออนุกรมอยู่ระหว่างด้านเข้า และด้านออก โดยสภาวะที่จะเกิดกระแสสูงสุดใน

วงจร คือ ขณะเริ่มทำงาน (Start-up) โดยทั่วไปแล้ววงจรต้องมีการป้องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การวิเคราะห์วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ [5]

ลักษณะของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.2 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตรง V_{in} จ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้าสู่วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยมีขดลวดเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่สะสมพลังงานและมีมอสเฟต Q_1 และไดโอด D_1 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อวงจรที่มีความถี่สูง โดยมีสัญญาณขั้วเกตเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการทำงานของสวิตช์ Q_1 ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวมีค่าเท่ากับ DT_s โดยที่ T_s คือคาบเวลาของความถี่ f_s ที่ใช้ในการสวิตช์ และมีตัวความต้านทาน R เป็นภาระไฟฟ้า



รูปที่ 3.2 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่

ในการวิเคราะห์การทำงานจะพิจารณาได้จากรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของสวิตช์ Q_1 และไดโอด D_1 ได้เป็น 3 โหมด ดังในรูปที่ 3.3 (a), (b) และ (c) ซึ่งในโหมด 1 สวิตช์ Q_1 ทำงาน ส่วนไดโอด D_1 หยุดทำงาน ในขณะที่โหมด 2 สวิตช์ Q_1 หยุดทำงาน ส่วนไดโอด D_1 ทำงาน และในโหมด 3 ทั้งสวิตช์ Q_1 และ ไดโอด D_1 หยุดทำงาน

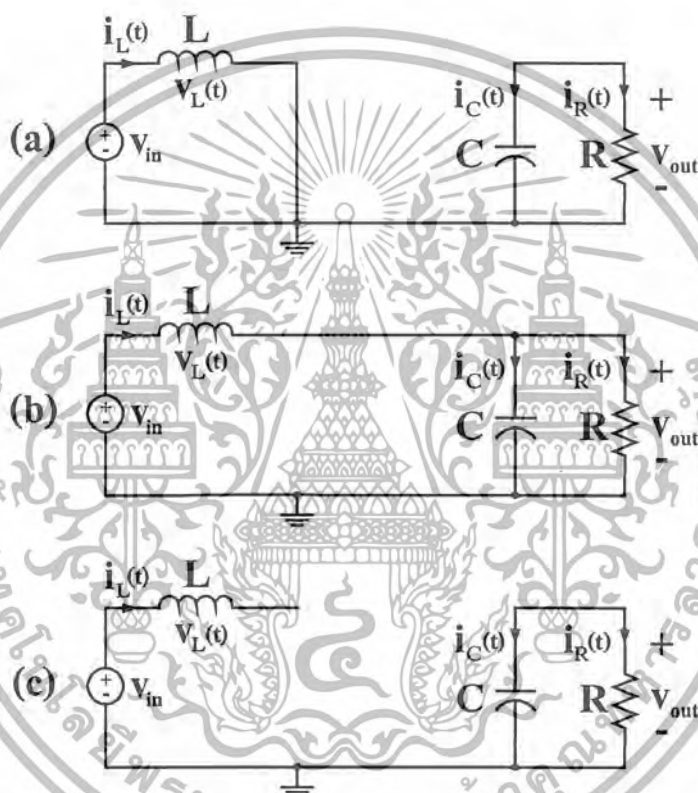
ลักษณะการทำงานของสวิตช์ทั้ง 3 โหมดดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ ถ้ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำมีการไหลอย่างต่อเนื่องการทำงานของสวิตช์จะมี 2 โหมด คือ โหมด 1 และ โหมด 2 แต่ถ้ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำมีการไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง การทำงานของสวิตช์จะมีครบทั้ง 3 โหมด

3.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

ประกอบด้วยการทำงานในโหมด 1 และ โหมด 2 โดยที่โหมด 1 รูปที่ 3.3(a) เมื่อป้อนสัญญาณขั้วเกตให้กับสวิตช์ Q_1 ซึ่งเป็นมอสเฟตกำลัง จะทำให้สวิตช์ Q_1 นำกระแส ขดลวดเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำจะทำการสะสมพลังงานเป็นเวลานานเท่ากับระยะเวลาของสัญญาณขับเคลื่อน คือ DT_s ในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุ C จะทำการจ่ายพลังงานให้กับโหลด R เมื่อสิ้นสุดสัญญาณขับเคลื่อนวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนการทำงานมาอยู่ในโหมด 2 ดังรูปที่ 3.3 (b) ทำให้ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะนำกระแสแทน ขดลวดเหนี่ยวนำจะคายพลังงานส่งไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเป็นเวลานานเท่ากับ $(1 - D) T_s$ หลังจากนั้นก็จะกลับเข้าสู่การทำงานในโหมด 1 ใหม่



รูปที่ 3.3 การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมด

- (a) การทำงานในโหมด 1
- (b) การทำงานในโหมด 2
- (c) การทำงานในโหมด 3

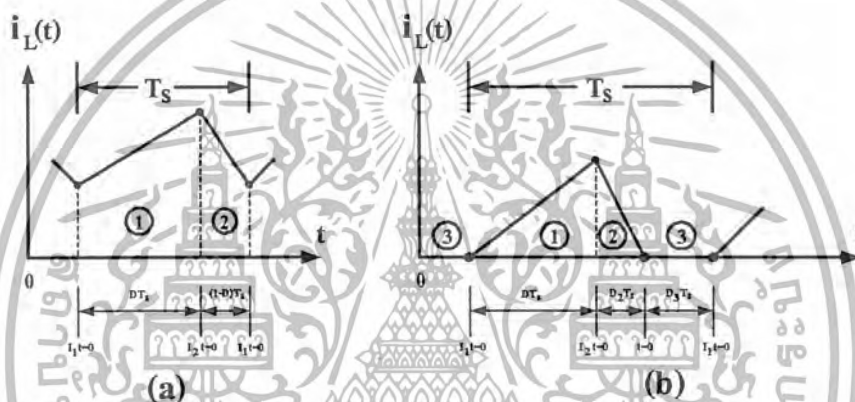
3.2.2 การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ประกอบด้วยการทำงานในโหมด 1, 2 และ 3 โดยในโหมด 1 จะเหมือนกับกรณีกระแสต่อเนื่อง ส่วนโหมด 2 ระยะเวลาการนำกระแสของไดโอดจะเปลี่ยนไปเป็น $D_2 T_s$ ซึ่งเท่ากับช่วงเวลาที่กระแสไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเริ่มลดระดับลงจนถึงศูนย์ จากนั้นการทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ก็จะเปลี่ยนโหมดการทำงานไปเป็นโหมด 3 ซึ่งทั้งสวิตช์ Q_1 และไดโอด D_1 จะไม่มีการนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่สัญญาใด ๆ เช่น ระเบียบขั้นตอนการดำเนินงาน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส อันเนื่องมาจากยังไม่มีสัญญาณขับเคลื่อนเข้ามาและพลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำก็มีค่าเป็นศูนย์ ตัวเก็บประจุจะทำการจ่ายพลังงานให้กับ โหลด R จนกว่าจะถึงเวลาที่สัญญาณขับเคลื่อนเข้ามาใหม่ วงจรก็จะกลับเข้าสู่การทำงานในโหมด 1 ใหม่อีกครั้ง

จากการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวข้างต้น สามารถนำมาเขียนสมการของแรงดันและกระแส ซึ่งเกิดจากการทำงานในแต่ละโหมด โดยใช้การแปลงลาปลาซและการแปลงกลับ เพื่อใช้ในการแก้สมการเชิงอนุพันธ์ โดยที่แต่ละโหมดการทำงาน ตัวแปรเวลา t ที่ใช้ในโหมดนั้น ๆ จะเริ่มพิจารณาที่เวลา $t = 0$ ซึ่งถือว่าเป็นเวลาของการเริ่มต้นในการทำงานในแต่ละโหมด



รูปที่ 3.4 ลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำและช่วงระยะเวลาของโหมดการทำงาน (a) โหมดกระแสต่อเนื่อง (b) โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

3.2.3 สมการในโหมด 1

การทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t = 0$ ถึง $D T_s$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt \tag{2.1}$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \tag{2.2}$$

เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า V_m เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่ โดยใช้การแปลงลาปลาซสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้

$$I_L(s) = \frac{1}{Ls} V_L(s) + \frac{I_L(0)}{s} = \frac{1}{Ls} \left(\frac{V_m}{s} \right) + \frac{I_1}{s} \tag{2.3}$$

$$V_c(s) = \frac{1}{C_s} I_c(s) + \frac{V_c(0)}{s} = -\frac{1}{C_s} I_R(s) + \frac{V_c(0)}{s} = \frac{1}{C_s} \frac{V_{out}(s)}{R} + \frac{V_1}{s} \quad (2.4)$$

เมื่อ $v_c = v_{out}$ ดังนั้น
$$V_{out}(s) = \frac{V_1}{s + (1/RC)} \quad (2.5)$$

จากนั้นเมื่อทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับก็จะได้ว่า

$$i_L(t) = \frac{1}{L} V_{in} t + I_1 \quad (2.6)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$V_{out}(t) = V_1 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.7)$$

และจากรูปที่ 3.3 (a) จะได้ว่า

$$i_R(t) = \frac{V_{out}(t)}{R} \quad (2.8)$$

$$i_c(t) = -i_R(t) \quad (2.9)$$

โดยที่ I_1 คือค่าเริ่มต้นของ i_L ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 1

V_1 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_c หรือ v_{out} ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 1

3.2.4 สมการในโหมด 2

การทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t=0$ ถึง $(1-D)T_s$ เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและการทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t=0$ ถึง D_2T_s เมื่อทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องจากรูปที่ 3.3 (b)

$$v_c = v_{in} - v_L \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.2) เมื่อทำการแปลงลาปลาซแล้ว จะได้สมการที่ (2.4) ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (2.4) ลงใน (2.10) จะได้ว่า

$$\frac{1}{Cs}I_c(s) + \frac{v_c(0)}{s} = V_{in}(s) - V_L(s)$$

หรือ
$$I_c(s) = Cs(V_{in}(s) - V_L(s) - \frac{v_c(0)}{s}) \quad (2.11)$$

และ
$$I_R(s) = \frac{V_c(s) - V_L(s)}{R} = \frac{V_{in}(s) - V_L(s)}{R} \quad (2.12)$$

เมื่อ
$$I_L(s) = I_c(s) + I_R(s) \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.1) เมื่อทำการแปลงลาปลาซแล้วจะได้สมการที่ (2.3) ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (2.3), (2.11) และ (2.12) ลงใน (2.13) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \frac{1}{Ls}V_L(s) + \frac{i_L(0)}{s} &= Cs\left(V_{in}(s) - V_L(s) - \frac{v_c(0)}{s}\right) + \frac{V_{in}(s) - V_L(s)}{R} \\ \left(\frac{1}{Ls} + \frac{1}{R} + Cs\right)V_L(s) &= \left(\frac{1}{R} + Cs\right)V_{in}(s) - Cv_c(0) - \frac{i_L(0)}{s} \\ \left(\frac{R + Ls + RLCs^2}{sLR}\right)V_L(s) &= \left(\frac{sRC + 1}{R}\right)V_{in}(s) - Cv_c(0) - \frac{i_L(0)}{s} \\ V_L(s) &= \left(\frac{RLs}{RLCs^2 + Ls + R}\right)\left(\frac{sRC + 1}{R}\right)V_{in}(s) - Cv_c(0) - \frac{i_L(0)}{s} \end{aligned}$$

และ
$$V_{out}(s) = V_c(s) = V_{in}(s) - V_L(s)$$

$$V_{out}(s) = V_{in}(s) - \left(\frac{Ls(sRC + 1)}{RLCs^2 + Ls + R}\right)V_{in}(s) + \left(\frac{RLs}{RLCs^2 + Ls + R}\right)\left(Cv_c(0) + \frac{i_L(0)}{s}\right)$$

$$= \frac{1}{RLCs^2 + Ls + R} \left(RV_{in}(s) + RLs \left(Cv_c(0) + \frac{i_L(0)}{s} \right) \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{\text{out}}(s) = \frac{V_{\text{in}}(s) + sLCV_2 + LI_2}{LCs^2 + (L/R)s + 1} = \frac{sV_2 + (1/C)I_2 + (1/LC)V_{\text{in}}(s)}{s^2 + (1/RC)s + (1/LC)} \quad (2.14)$$

ทำการแยกตัวประกอบของ $s^2 + (1/RC)s + (1/LC)$

โดยมีค่าราก $s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$

$$= \frac{-(1/RC) \pm \sqrt{(1/RC)^2 - 4(1/LC)}}{2}$$

$$= -(1/2RC) \pm \sqrt{(1/2RC)^2 - (1/LC)}$$

$$= a_1 \pm jb_1$$

$$\therefore s^2 + (1/RC)s + (1/LC) = (s - d_1)(s - d_2)$$

เมื่อ $d_1 = a_1 + jb_1, d_2 = a_1 - jb_1$

$$a = 1, b = 1/RC, c = 1/LC, a_1 = -(1/2RC), b_1 = \sqrt{(1/2RC)^2 - (1/LC)}$$

และ $(1/LC)$ จะต้องมีค่ามากกว่า $(1/2RC)^2$ ดังนั้นจากสมการ (2.14) จะได้ว่า

$$V_{\text{out}}(s) = \frac{sV_2}{(s - d_1)(s - d_2)} + \frac{(1/C)I_2}{(s - d_1)(s - d_2)} + \frac{(1/LC)V_{\text{in}}}{s(s - d_1)(s - d_2)}$$

ทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับ โดยใช้ตารางลาปลาซทรานส์ฟอร์ม จะได้

$$V_{\text{out}}(t) = \frac{V_2(d_1e^{d_1t} - d_2e^{d_2t})}{d_1 - d_2} + \frac{I_2(e^{d_1t} - e^{d_2t})}{C(d_1 - d_2)} + V_{\text{in}} \left(\frac{e^{d_1t} - 1}{LC(d_1 - d_2)} - \frac{e^{d_2t} - 1}{LC(d_1 - d_2)} \right)$$

$$= \frac{1}{d_1 - d_2} \left(e^{d_1t} \left(V_2d_1 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{\text{in}}}{LCd_1} \right) - e^{d_2t} \left(V_2d_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{\text{in}}}{LCd_2} \right) + \frac{V_{\text{in}}}{LC} \left(\frac{1}{d_2} - \frac{1}{d_1} \right) \right)$$

แทน d_1 และ d_2 ด้วย $a_1 + jb_1$ และ $a_1 - jb_1$ ตามลำดับ

$$= \frac{1}{a_1 + jb_1 - a_1 + jb_1} \begin{bmatrix} e^{(a_1 + jb_1)t} \left(V_2 d_1 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LCd_1} \right) \\ - e^{(a_1 + jb_1)t} \left(V_2 d_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LCd_2} \right) \\ + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{d_1 - d_2}{d_1 d_2} \right) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{2jb_1} \begin{bmatrix} e^{a_1 t} e^{jb_1 t} \left(V_2 (a_1 + jb_1) + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC(a_1 + jb_1)} \right) \\ - e^{a_1 t} e^{-jb_1 t} \left(V_2 (a_1 + jb_1) + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC(a_1 + jb_1)} \right) \\ + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{a_1 + jb_1 - a_1 + jb_1}{a_1^2 + b_1^2} \right) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{2jb_1} \begin{bmatrix} e^{a_1 t} e^{jb_1 t} \left(a_1 V_2 + jb_1 V_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{(a_1 + jb_1)}{a_1^2 + b_1^2} \right) \right) \\ - e^{a_1 t} e^{-jb_1 t} \left(a_1 V_2 - jb_1 V_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{(a_1 + jb_1)}{a_1^2 + b_1^2} \right) \right) \\ + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{2jb_1}{a_1^2 + b_1^2} \right) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{2jb_1} \begin{bmatrix} \left(a_1 V_2 (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t}) + jb_1 V_2 (e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t}) \right) \\ + \frac{I_2}{C} (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t}) + \frac{a_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t}) \\ - \frac{jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} (e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t}) \\ + \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \end{bmatrix}$$

คูณทั้งเศษและส่วนด้วย $-j$ และเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของไซน์และโคไซน์

$$= \frac{1}{2jb_1} \begin{bmatrix} \left(\frac{-j}{-j} \right) e^{a_1 t} \left(\frac{2ja_1 V_2 (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t})}{2j} + \frac{2jb_1 V_2 (e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t})}{2} \right) \\ + \frac{2jI_2 (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t})}{C \cdot 2j} + \frac{2ja_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \frac{(e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t})}{2j} + \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \\ - \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \frac{(e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t})}{2} \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในของศูนย์ทดสอบกลางเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{-j}{2b_1} \left[e^{a_1 t} \left(\frac{2ja_1 V_2 \sin(b_1 t) + 2jb_1 V_2 \cos(b_1 t)}{C} + \frac{2jI_2 \sin(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} - \frac{2jb_1 V_{in} \cos(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right) + \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right]$$

ดังนั้น

$$V_{out}(t) = \frac{e^{a_1 t}}{b_1} \left(\frac{a_1 V_2 \sin(b_1 t) + b_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{I_2 \sin(b_1 t)}{C}}{+ \frac{a_1 V_{in} \sin(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} - \frac{b_1 V_2 \cos(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)}} \right) + \frac{V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \quad (2.15)$$

$$i_R(t) = \frac{V_{out}(t)}{R} \quad (2.16)$$

และ

$$i_C(t) = \frac{dV_{out}(t)}{dt}$$

$$i_C(t) = C \left[\frac{e^{a_1 t}}{b_1} \left(\frac{a_1 V_2 \cos(b_1 t) b_1 - b_1 V_2 \sin(b_1 t) b_1 + \frac{I_2 \cos(b_1 t) b_1}{C}}{+ \frac{a_1 V_{in} \cos(b_1 t) b_1}{LC(a_1^2 + b_1^2)} + \frac{b_1 V_{in} \sin(b_1 t) b_1}{LC(a_1^2 + b_1^2)}} \right) + \left(\frac{a_1 V_2 \sin(b_1 t) + b_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{I_2 \sin(b_1 t)}{C}}{+ \frac{a_1 V_2 \sin(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} - \frac{b_1 V_{in} \cos(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)}} \right) \frac{a_1 e^{a_1 t}}{b_1} + 0 \right]$$

ดังนั้น

$$i_C(t) = C e^{a_1 t} \left(\frac{2a_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{(a_1^2 + b_1^2)}{b_1} V_2 \sin(b_1 t)}{+ \frac{I_2}{C} + \left(\cos(b_1 t) + \frac{a_1}{b_1} \sin(b_1 t) \right)} + \frac{1}{LCb_1} V_{in} \sin(b_1 t) \right) \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_L(t) = i_R(t) + i_C(t) \quad (2.18)$$

โดยที่ I_2 คือค่าเริ่มต้นของ i_L ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 2

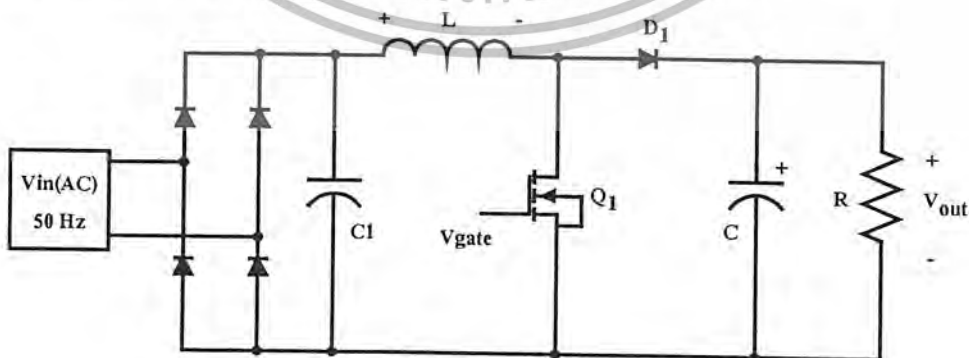
V_2 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_C หรือ v_{out} ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 2

3.2.5 สมการในโหมด 3

การทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t=0$ ถึง D_3T_s ซึ่งเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ดังรูปที่ 3.3 (c) โดยที่ $v_{out}(t)$, $i_R(t)$, $i_C(t)$ จะมีสมการเหมือนกับโหมด 1 ดังสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) ตามลำดับ ส่วนกระแส $i_L(t)$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ และ V_1 คือ ค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_C หรือ v_{out} ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 3

3.3 การควบคุมการทำงานของวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง [12]

การนำวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์เป็นวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง จำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงวงจรเล็กน้อย คือ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ในรูปที่ 3.2 จะเปลี่ยนเป็นรูปคลื่นเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่นซึ่งไม่ใช่ค่าคงที่ดังรูปที่ 3.1 แต่มีการเปลี่ยนแปลงที่ช้ามากเมื่อเทียบกับความถี่ทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ ทำให้ในคาบการสวิตช์หนึ่งๆ สามารถคิดเสมือนว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายเป็นค่าคงที่ สำหรับการทำงานในคาบการสวิตช์ต่อไป แรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะค่อยๆ เปลี่ยนแปลงไป นอกจากนั้นจะต้องต่อคร่อมตัวเก็บประจุค่าต่ำๆ ไว้หลังไดโอดบริดจ์เสมอ เพื่อกรองกระแสที่มีความถี่สูงทิ้งเพื่อให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจรจากด้านสายส่งมีแต่องค์ประกอบความถี่ต่ำเท่านั้น เมื่อนำวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์มาเป็นวงจรภาคกำลัง มีการควบคุมได้หลายรูปแบบดังนี้



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของวงจรปรับปรุงค่าประกอบกำลัง

3.3.1 การควบคุมโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า (Peak current control)

จากรูปที่ 3.6 จะพบว่าสวิตช์มีความถี่ในการทำงานคงที่ เนื่องจากสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์ ถูกกำหนดโดยสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่คงที่ซึ่งป้อนเข้าที่ขา S ของฟลิปฟล็อป (Flip-flop) และสวิตช์จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าก็ต่อเมื่อค่ากระแสไฟฟ้าสวิตช์ มีค่าเท่ากับสัญญาณกระแสไฟฟ้าอ้างอิงดังแสดงในรูปที่ 3.7 สำหรับสัญญาณกระแสไฟฟ้าอ้างอิงดังกล่าว เป็นผลคูณระหว่างสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าที่ออกมาจากด้านหลังของไดโอดบริดจ์ที่ถูกลดขนาดลงมา กับค่าสัญญาณที่ออกมาจากวงจรถยายค่าผิดพลาด (Voltage error amplifier) ผลคูณที่ได้จะเป็นตัวกำหนดค่ากระแสไฟฟ้าอ้างอิงให้กับวงจร ซึ่งจะมีเฟสตรงกับกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ออกมาจากด้านหลังของไดโอดบริดจ์ และแปรผกผันกับขนาดของแรงดันไฟฟ้าขาออกที่เปลี่ยนไปอันเป็นผลมาจากภาวะไฟฟ้า สำหรับรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของการควบคุมวิธีนี้ แสดงอยู่ในรูปที่ 3.7

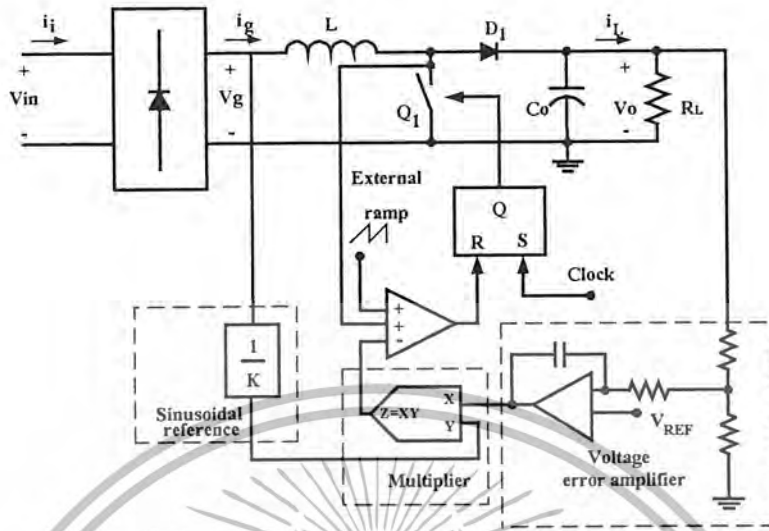
จากรูปที่ 3.7 พบว่า กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลจากสายส่งเข้าตัววงจรปรับปรุ้่งค่าประกอบแสดงดังเส้นประ สำหรับเส้นโค้ง (เส้นเต็ม) ซึ่งเป็นขอบนอกในรูปคือกระแสไฟฟ้าอ้างอิงที่สร้างในวงจร

ข้อดีของการควบคุมโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า

1. มีความถี่การทำงานคงที่ ทำให้สะดวกในการออกแบบอุปกรณ์ส่วนอื่นๆ ที่มีการทำงานขึ้นอยู่กับความถี่
2. ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรถยายความแตกต่างของกระแสไฟฟ้า และวงจรถดเชย (Compensation circuit)
3. สามารถจำกัดกระแสสวิตช์ได้

ข้อเสียของการควบคุมโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า

1. เกิดการออสซิลเลตของฮาร์โมนิกย่อยๆ ที่ค่าควิต์ไซเคิลมากกว่า 50 % แก้ไขโดยการชดเชยด้วยสัญญาณแรมพ์ (Ramp compensation)
2. การบิดเบือน (distortion) ของกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าจะเพิ่มมากขึ้นที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงและภาระไฟฟ้าต่ำ ซึ่งแก้ไขได้โดยการชดเชยสัญญาณแรมพ์
3. วงจรควบคุมมีความไวต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์



รูปที่ 3.6 ระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า

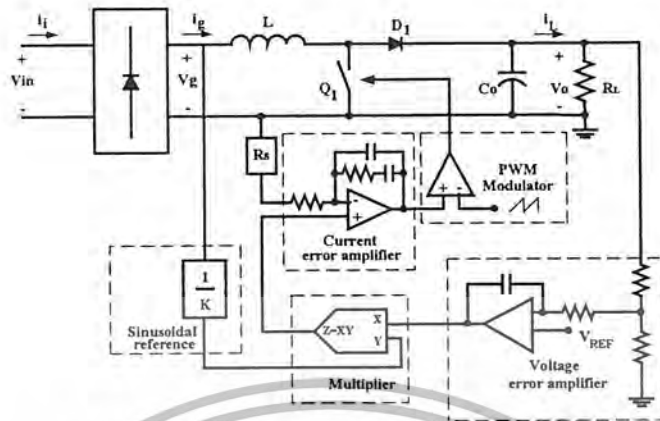


รูปที่ 3.7 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า

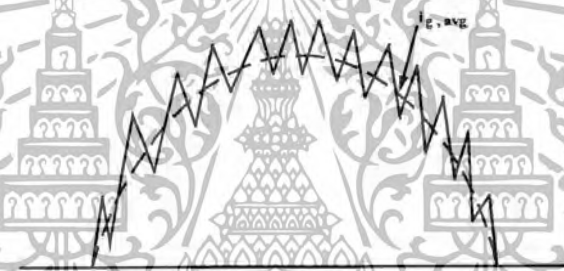
3.3.2. การควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า (Average current control)

สำหรับการควบคุมด้วยวิธีนี้ รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจรจะดีกว่าวิธีแรกเนื่องจากการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจร ซึ่งแสดงรายละเอียดไว้ในรูปที่ 3.8

จากรูปที่ 3.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่ง Rs ทั้งช่วงที่สวิตช์นำและหยุดนำกระแส จะถูกตรวจจับและกรองสัญญาณรบกวน โดยวงจรขยายค่าผิดพลาดของกระแสไฟฟ้า สัญญาณที่ได้จะถูกนำไปป้อนให้กับส่วนมอดูเลตค่า PWM (Pulse width modulation) โดยการทำงานในลักษณะนี้ วงจรจะพยายามปรับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลจริงในวงจร เพื่อให้ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยมีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสไฟฟ้าอ้างอิงให้มากที่สุด สำหรับรูปคลื่นกระแสของการควบคุมวิธีนี้แสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 ระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 3.9 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

ข้อดีของการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

1. มีความถี่การทำงานคงที่ ทำให้สะดวกในการออกแบบอุปกรณ์ส่วนอื่นๆ ที่มีการทำงานขึ้นอยู่กับความถี่
2. ไม่ต้องมีการชดเชยสัญญาณแรมพ์
3. วงจรควบคุมมีความไวต่อสัญญาณรบกวนน้อย เนื่องจากการกรองกระแสไฟฟ้า รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าดีกว่าการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้ายอดคลื่น (Peak Current Control)

ข้อเสียของการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

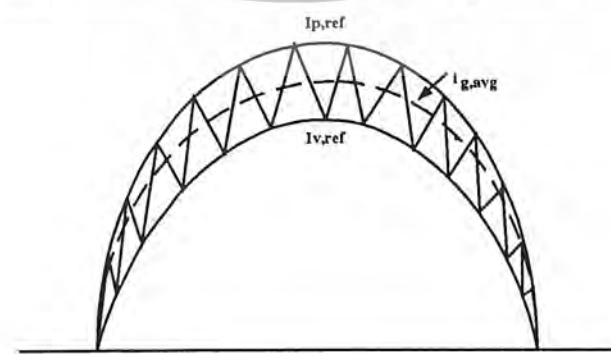
1. ต้องการตัวขยายความแตกต่างของกระแสไฟฟ้า
2. วงจรควบคุมมีความซับซ้อนกว่าแบบอื่นๆ

3.3.3 การควบคุมโดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis control)

จากรูปที่ 3.10 ระบบควบคุมจะสร้างรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าอ้างอิงสองรูปคลื่น ได้แก่ $I_{p,ref}$ และ $I_{v,ref}$ เพื่อควบคุมค่าสูงสุดและต่ำสุดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตามลำดับ การควบคุมในลักษณะที่ว่านี้สวิตช์จะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าต่อเมื่อค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำกว่าค่ากระแสอ้างอิง $I_{v,ref}$ และจะหยุดนำกระแสไฟฟ้าในทันทีที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าสูงกว่าค่ากระแสไฟฟ้าอ้างอิง $I_{p,ref}$ ทำให้ความถี่ในการทำงานของสวิตช์ไม่คงที่ และเพื่อป้องกันสวิตช์ทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ในขณะที่แรงดันไฟฟ้ามีค่าเข้าใกล้จุดตัดศูนย์ ระบบควบคุมจะต้องสั่งให้สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าในช่วงดังกล่าว ซึ่งจะส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจรขาดช่วงไป



รูปที่ 3.10 ระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 3.11 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของการควบคุมโดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส

1. ไม่จำเป็นต้องมีการชดเชยสัญญาณแรมพ์
2. มีการบิดเบือน (Distortion) ของกระแสไฟฟ้าอินพุทน้อย

ข้อเสียของการควบคุมโดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส

1. ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่
2. ชูคควบคุมไวต่อสัญญาณรบกวน

3.3.4 การควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

การควบคุมในลักษณะนี้ ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าจะเป็นค่าคงที่ตลอดการทำงาน โดยสวิตช์จะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าเมื่อค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำลดลงจนเป็นศูนย์แล้วเท่านั้น การทำงานของวงจรจึงก้ำกึ่งอยู่ระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) และ โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode, DCM) ทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดจากการหยุดนำกระแสไฟฟ้าของไดโอดลดลงได้อย่างมากเมื่อเทียบกับการควบคุมวิธีอื่นๆ

อย่างไรก็ตาม จากลักษณะการทำงาน เมื่อเปรียบเทียบกันโดยให้มีค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยจากสายส่งเท่ากัน จะพบว่า ถ้ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านสวิตช์ในการควบคุมด้วยวิธีนี้จะมีค่าสูงกว่าการควบคุมแบบที่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง เปรียบเทียบขนาดของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ระหว่างรูปที่ 3.13 กับรูปที่ 3.7 หรือรูปที่ 3.9 ทำให้ต้องเลือกสวิตช์ที่สามารถทนกระแสไฟฟ้าได้มากกว่า ซึ่งในทางทฤษฎีแล้ว ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่าเป็น 2 เท่าของค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

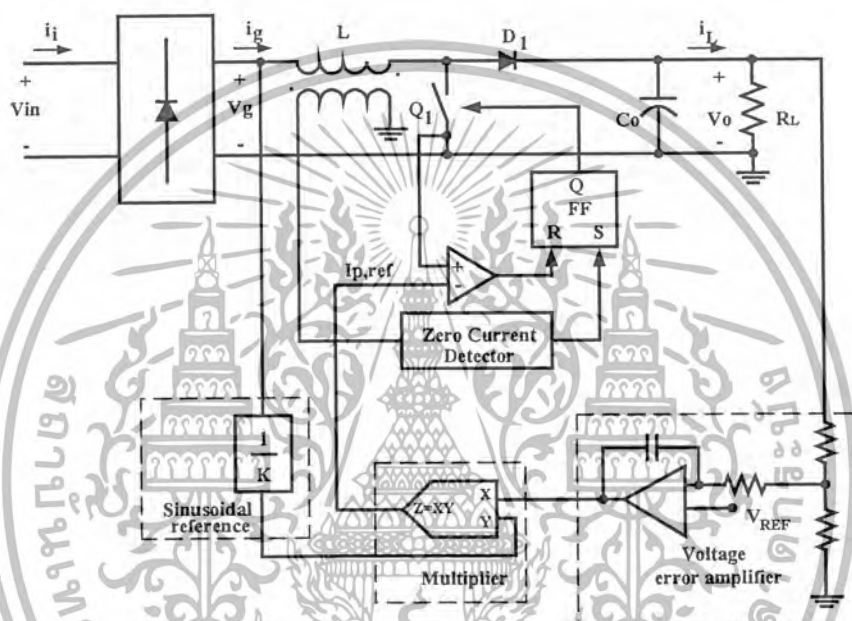
จากการที่มีกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรสูงกว่า ทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นกับสวิตช์มีค่าสูงกว่า และตัวกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าก็ต้องมีขนาดที่ใหญ่กว่าด้วย สำหรับระบบควบคุมที่ทำงานโดยวิธีนี้ ถูกแสดงในรูปที่ 3.12 และรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าแสดงอยู่ในรูปที่ 3.13

ข้อดีของการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

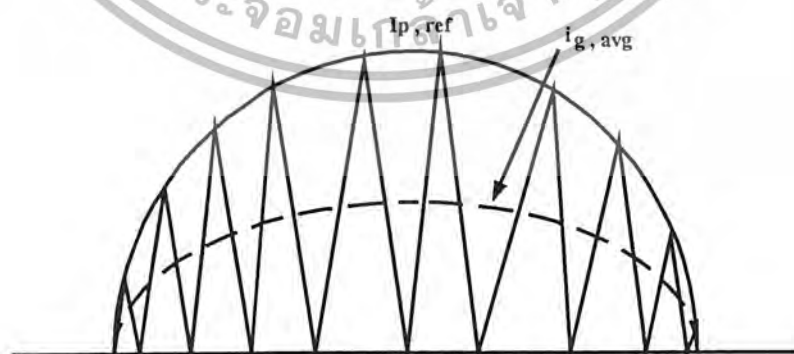
1. ไม่ต้องการการชดเชยสัญญาณแรมพ์
2. ไม่ต้องการตัวขยายความแตกต่างกระแสไฟฟ้า
3. สามารถจำกัดกระแสไฟฟ้าสวิตช์ได้ (Switch current limitation)

ข้อเสียของการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

1. ความถี่สวิตช์ไม่คงที่
2. ต้องการวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำเพื่อตรวจจับกระแสไฟฟ้าศูนย์ในตัวเหนี่ยวนำ
3. วงจรควบคุมมีความไวสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์



รูปที่ 3.12 ระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง



รูปที่ 3.13 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงานโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.5 การควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous current control)

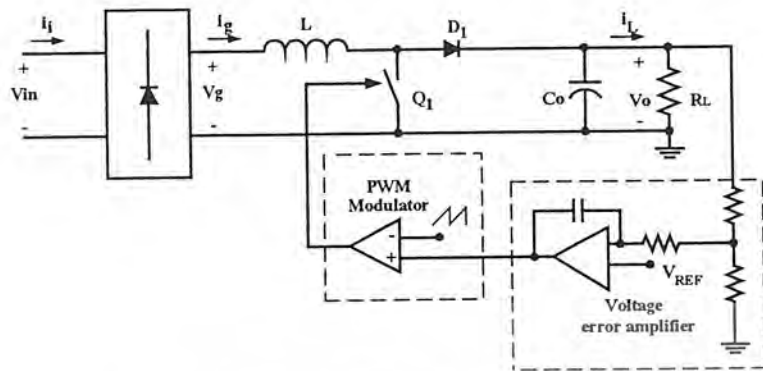
ระบบควบคุมแบบนี้อาศัยหลักการที่ว่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า เมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง การควบคุมแบบนี้ไม่ต้องการการตรวจจับกระแสไฟฟ้า นอกจากนั้นสวิตช์จะมีความถี่ในการทำงานคงที่อีกด้วย อย่างไรก็ตามระบบควบคุมด้วยวิธีนี้ จะทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจรเกิดการผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์อยู่บ้าง สำหรับการควบคุมด้วยวิธีนี้มีรูปแบบดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.14 โดยมีรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าแสดงอยู่ในรูปที่ 3.15

ข้อดีของการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

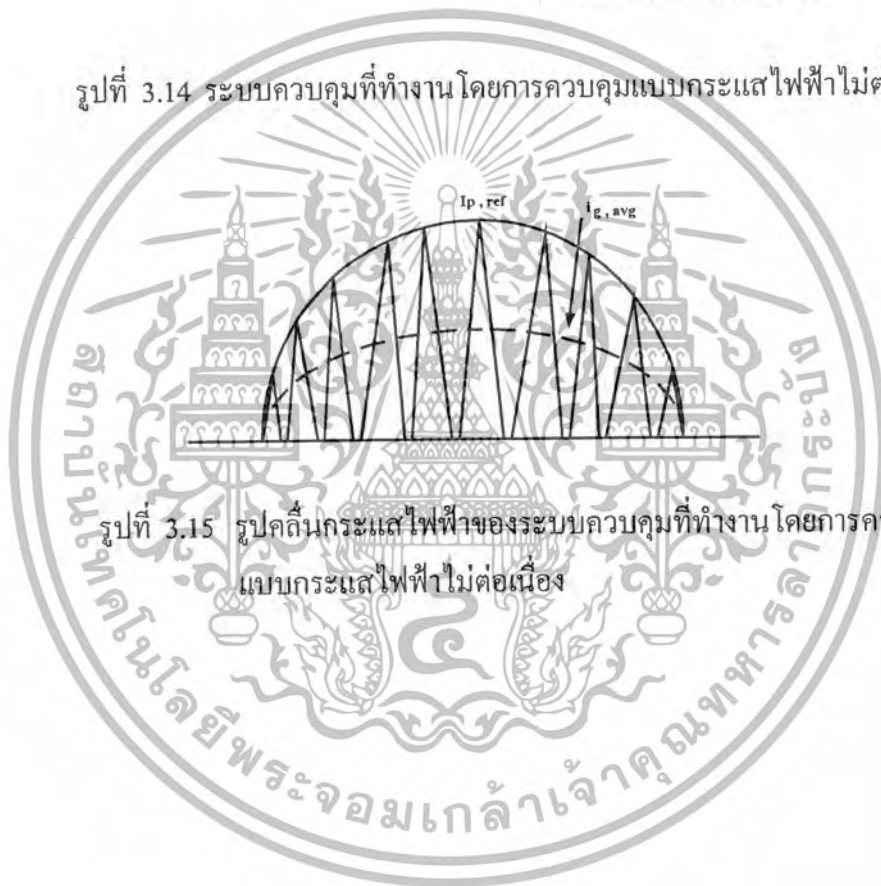
1. สวิตช์ทำงานด้วยความถี่คงที่
2. ไม่ต้องใช้วงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้า
3. ไม่ต้องมีตัวคูณสัญญาณเหมือนการควบคุมโดยวิธีอื่นๆ
4. เป็นการควบคุมแบบ PWM ที่ง่ายที่สุด

ข้อเสียของการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

1. มีกระแสในอุปกรณ์สูงกว่าการควบคุมแบบการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)
2. มีการบิดเบือนของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าวงจร



รูปที่ 3.14 ระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 3.15 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของระบบควบคุมที่ทำงาน โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

บทที่ 4

การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

4.1 บทนำ

ในบทนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง โดยในการออกแบบจะพิจารณาจากการควบคุมการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังว่าเป็นลักษณะใด โดยในปริภูมิงานนี้จะมีการออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้วยกัน 3 รูปแบบ คือ การควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า (Average current control) การควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control) และการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous current control) รายละเอียดการออกแบบ แสดงดังต่อไปนี้

4.2 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

คุณสมบัติทางไฟฟ้า

กำลังไฟฟ้าที่ต้องการทางด้านขาออก	P_{out}	:	500 W.
แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า	V_L	:	90 – 240 Vac (rms).
ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า	f_L	:	50 Hz.
แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออก	V_o	:	400 Vdc.
ความถี่ของสวิตช์ที่เลือกใช้	f_s	:	100 kHz.

4.2.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง [1],[11],[12]

4.2.1.1 การคำนวณและการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{\sqrt{2}V_{L(\min)}D}{\Delta i_L f_s}$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$D = \frac{V_o - \sqrt{2}V_{L(\min)}}{V_o}$$

$$= \frac{400 - 90\sqrt{2}}{400}$$

$$= 0.68$$

กระแสไฟฟ้าในสายสูงสุด เมื่อกำลังด้านเข้าเท่ากับกำลังด้านออก : $P_{in} = P_{out}$

$$i_{L(pk)} = \frac{\sqrt{2}P_m}{V_{L(\min)}}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 500}{90}$$

$$= 7.857 \text{ A.}$$

กระแสรีปเปล ปกติกำหนดให้มีค่าเป็น 20 เปอร์เซ็นต์ของกระแสไฟฟ้าในสายสูงสุด

$$\Delta i_L = 0.2 \times i_{L(pk)}$$

$$= 0.2 \times 7.857$$

$$= 1.571 \text{ A.}$$

$$\therefore L = \frac{\sqrt{2} \times 90 \times 0.68}{100 \times 10^3 \times 1.571}$$

$$= 550.922 \text{ } \mu\text{H.}$$

เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 550 μH .

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{2} Li_{L(pk)}^2 \\
 &= \frac{1}{2} \times 550 \times 10^{-6} \times 7.857^2 \\
 &= 0.016976 \quad J.
 \end{aligned}$$

$$A_p = A_w A_c = \frac{2E}{K_w K_c J B_m}$$

โดยเลือก	ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B_m)	=	0.2	T.
	ความหนาแน่นกระแสในตัวนำ (J)	=	3	A./mm ²
	ค่าคงที่ของตัวคูณลดช่องว่าง (K_w)	=	0.6	
	ค่าคงที่ของตัวคูณลดจากตัวนำ (K_c)	=	1	

$$\begin{aligned}
 A_p &= \frac{2 \times 0.016976}{0.6 \times 1 \times 3 \times 10^6 \times 0.2} \\
 &= 9.43111111 \times 10^{-8} \quad m^4 \\
 &= 94311.1 \quad mm^4
 \end{aligned}$$

เลือกขนาดแกนเหล็กจากภาคผนวก ก โดยเลือกค่าให้มากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ เลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A ($A_p = 140800 \text{ mm}^4$, $A_w = 400 \text{ mm}^2$, $A_c = 352 \text{ mm}^2$)

หาจำนวนรอบของขดลวดที่ใช้พัน โดยใช้กราฟ AL value vs gap length จากภาคผนวก ก

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}}$$

$$AL = 507.1 \times G^{-0.82785}$$

โดยค่า G คือช่องว่างของตัวเหนี่ยวนำ กำหนดให้มีค่า 0.4 mm

$$AL = 507.1 \times 0.4^{-0.82785}$$

$$= 1082.75 \quad nH / N^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \sqrt{\frac{550 \times 10^{-6}}{1082.75 \times 10^{-9}}}$$

$$= 22.538$$

เลือกจำนวนรอบขดลวดเท่ากับ 23 รอบ

หาขนาดของขดลวดตัวนำ

$$a = \frac{i_{L(pk)}}{J}$$

$$= \frac{7.857}{3}$$

$$= 2.619$$

เลือกขดลวดจากภาคผนวก ข โดยการเลือกจะเลือกลวดที่มีขนาดไม่ใหญ่มากเพื่อที่
สามารถพันได้สะดวกและง่าย โดยจะเลือกลวดเบอร์ AWG#20 มีพื้นที่หน้าตัด 0.5188 mm^2
และจำนวนเส้นลวดหาได้จาก $a /$ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง

$$\text{จำนวนเส้นลวด} = \frac{2.619}{0.5188}$$

$$= 5.048$$

เลือกจำนวนเส้นลวด 6 เส้น

ตรวจสอบว่าสามารถพันขดลวดได้ตามจำนวนรอบที่คำนวณหรือไม่

$$A_w K_w > \text{จำนวนเส้นลวด} \times \text{พื้นที่หน้าตัดของลวด} \times \text{จำนวนรอบ}$$

$$400 \times 0.6 > 0.5188 \times 6 \times 23$$

$$240 > 71.594$$

สามารถพันได้ตามจำนวนรอบและขนาดลวดที่คำนวณได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1.2 เลือกสวิตช์สารกึ่งตัวนำ

พิจารณากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์เท่ากับกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ	7.857	A.
แรงดันตกไฟฟ้าคร่อมสวิตช์เท่ากับแรงดันไฟฟ้าทางด้าออก	400	V.
เลือกมอสเฟตเบอร์ IRF460 ($I_{DS} = 20$ A. และ $V_{DS} = 500$ V.)		

4.2.1.3 เลือกไดโอด

แรงดันพังทลายมากกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้าออก	400	V.
ทนกระแสไฟฟ้าได้สองเท่าของกระแสไฟฟ้าทางด้าออก	1.25	A.
เลือกอุตราฟาส-รีคิเบอรรี่ไดโอด เบอร์ MUR 1560		

4.2.1.4 การหาขนาดตัวเก็บประจุด้าออก

	$C_o = \frac{2P_{out}I_H}{V_o^2 - V_{o(min)}^2}$	
โดยเลือก	แรงดันไฟฟ้าทางด้าออกที่ต่ำสุดขณะทำงาน ($V_{o(min)}$)	380 V.
	เวลาที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าไว้เมื่อไม่มีแรงดันไฟฟ้าจากสายส่ง	5 ms

$$C_o = \frac{2 \times 500 \times 5 \times 10^{-3}}{400^2 - 380^2}$$

$$= \frac{5}{15600}$$

$$= 320.513 \times 10^{-6}$$

เลือกตัวเก็บประจุค่า 470 μ F 450 V.

4.2.2 การออกแบบวงจรควบคุม

4.2.2.1 การหาค่าความต้านทานตรงจับกระแส R_S

กำหนดให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมความต้านทานเท่ากับ 1 V.

$$R_S = \frac{V_{RS}}{i_{L(pk)max}}$$

$$i_{L(pk)max} = i_{L(pk)} + \frac{\Delta i_L}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 7.857 + \frac{1.571}{2}$$

$$= 8.64 \quad A.$$

$$i_{L(pk)max} \approx 9 \quad A.$$

$$R_S = \frac{1}{9}$$

$$R_S = 0.111 \quad \Omega$$

เลือกค่าความต้านทานตรวจจับกระแส 0.11Ω 10 W.

$$\begin{aligned} \therefore V_{RS(pk)} &= 0.11 \times 9 \\ &= 0.99 \quad V. \end{aligned}$$

4.2.2.2 การกำจัดค่า overload ของกระแส

$$\frac{V_{REF}}{R_{pk1}} = \frac{V_{RS(overload)}}{R_{pk2}}$$

$$\begin{aligned} V_{RS(overload)} &= i_{L(pkoverload)} \times R_S \\ &= (9 + 0.6) \times 0.11 \\ &= 1.056 \quad V \end{aligned}$$

$$R_{pk2} = \frac{V_{RS(overload)} \times R_{pk1}}{V_{REF}}$$

โดย ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{pk1}) = 10 K Ω 0.5 W.

ค่าแรงดันไฟฟ้าเปรียบเทียบ (V_{REF}) = 7.5 V.

$$R_{pk2} = \frac{1.056 \times 10 \times 10^3}{7.5}$$

$$= 1.408 \quad K\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{pk2}) เท่ากับ 1.5 K Ω 0.5 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.3 การจัดเตรียมตัวคูณ

วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าป้อนตรง จะเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า จากค่ารากกำลังสอง (RMS voltage) เป็นค่าเฉลี่ย (Average voltage)

$$V_{ff} = 1.414 = \frac{V_{in(avg)} \times R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

$$V_{node} = 7.5 = \frac{V_{in(avg)} \times (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

$$V_{in(avg)} = 0.9 \times V_{in(min)}$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{ff1}) เท่ากับ 1 M Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{ff2}) เท่ากับ 90 K Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{ff3}) เท่ากับ 22 K Ω 0.5 W.

คำนวณหาตัวต้านทานทางเข้าของกระแสไฟฟ้าอ้างอิง โดยมีค่ากระแสไฟฟ้าทางเข้าของตัวคูณสูงสุดมีค่า 600 μ A

$$R_{vac} = \frac{\sqrt{2}V_{in(max)}}{600 \times 10^{-6}}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 240}{600 \times 10^{-6}}$$

$$= 566.67 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{vac}) เท่ากับ 560 K Ω 0.5 W.

คำนวณหาตัวต้านทาน R_{b1} ซึ่งเป็นตัวตัวต้านทานที่จ่ายไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ โดยคิดจากแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง V_{ref} และ R_{vac}

$$R_{b1} = 0.25 \times R_{vac}$$

$$= 0.25 \times 560 \times 10^3$$

$$= 140 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{b1}) เท่ากับ 140 K Ω 0.5 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่าตัวต้านทานที่ด้านออกของตัวคูณ R_{mo} แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม R_{mo} จะต้องเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทานตรวจจับกระแสไฟฟ้า R_s ที่กระแสไฟฟ้าสายสูงสุดและแรงดันไฟฟ้าสายต่ำสุด

$$R_{mo} = \frac{V_{RS(pk)} \times 1.12}{2 \times I_{ac(min)}}$$

$$I_{ac(min)} = \frac{\sqrt{2}V_{L(min)}}{R_{vac}}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 90}{560 \times 10^3}$$

$$= 227.284 \quad \mu A$$

$$R_{mo} = \frac{0.99 \times 1.12}{2 \times 227.284 \times 10^{-6}}$$

$$= 2.44 \quad K\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{mo}) เท่ากับ 2.6 K Ω 0.5 W.

การจัดเตรียมตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์

$$R_{set} = \frac{3.75}{2 \times I_{ac(min)}}$$

$$= \frac{3.75}{2 \times 227.284 \times 10^{-6}}$$

$$= 8.25 \quad K\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{set}) เท่ากับ 8.25 K Ω 0.5 W.

$$C_t = \frac{1.25}{R_{set} \times f_s}$$

$$= \frac{1.25}{8.25 \times 10^3 \times 100 \times 10^3}$$

$$= 1.515 \quad nF$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ (C) เท่ากับ 2 nF 63 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.4 การออกแบบวงจรชดเชยของกระแส (Current error amplifier compensation)

อัตราขยายที่ความถี่สวิทช์

$$G_{ca} = \frac{V_s}{\Delta V_{RS}}$$

$$\Delta V_{RS} = \frac{V_o \times R_s}{L \times f_s}$$

$$= \frac{400 \times 0.11}{550 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3}$$

$$= 0.8$$

โดย V_s เป็นแรงดันขณะที่ตัวเก็บประจุกำลังชาร์จโดยมีค่า 5.2 V.

$$G_{ca} = \frac{5.2}{0.8}$$

$$= 6.5$$

คำนวณค่าตัวต้านทานของตัวต้านทานป้อนกลับ R_{cz} กำหนดให้ R_{ci} เท่ากับ R_{mo}

$$R_{cz} = G_{ca} \times R_{ci}$$

$$= 6.5 \times 2.6 \times 10^3$$

$$= 17 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{ci}) เท่ากับ 2.6 K Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{cz}) เท่ากับ 17 K Ω 0.5 W.

ความถี่ครอสโอเวอร์ของวงรอบควบคุมกระแส

$$f_{ci} = \frac{V_o \times R_s \times R_{cz}}{V_s \times 2\pi \times L \times R_{ci}}$$

$$= \frac{400 \times 0.11 \times 17 \times 10^3}{5.2 \times 2\pi \times 550 \times 10^{-6} \times 2.6 \times 10^3}$$

$$= 16 \times 10^3 \text{ Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_{cz} โดยเลือกให้เฟสมาร์จิ้นมีค่าที่ 45 องศา และวางซีโร (Zero) ที่ความถี่ครอสโอเวอร์

$$\begin{aligned} C_{cz} &= \frac{1}{2\pi \times f_{ci} \times R_{cz}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 16 \times 10^3 \times 17 \times 10^3} \\ &= 585.128 \quad pF \end{aligned}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{cz} เท่ากับ 620 pF 63 V.

คำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_{cp} โดยวางโพล (pole) อยู่เหนือความถี่ $f_s/2$

$$\begin{aligned} C_{cp} &= \frac{1}{2\pi \times f_s \times R_{cz}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 17 \times 10^3} \\ &= 93.62 \quad pF \end{aligned}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{cp} เท่ากับ 100 pF 63 V.

4.2.2.5 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุที่วงจรป้อนตรงแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า

$$G_{ff} = \frac{\%THD}{66.2\%}$$

โดยเลือก $\%THD$ เท่ากับ 1.5%

$$\begin{aligned} &= \frac{1.5\%}{66.2\%} \\ &= 0.0227 \end{aligned}$$

กำหนดโพลคู่หนึ่งวางใกล้กัน

$$f_p = \sqrt{G_{ff}} \times 2f_L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_p = \sqrt{0.0227} \times 2 \times 50$$

$$= 15.067 \quad \text{Hz}$$

คำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_m

$$C_{f1} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{f2}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 15.067 \times 90 \times 10^3}$$

$$= 117.368 \quad \text{nF}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ C_m เท่ากับ 120 nF 63 V.

คำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_{m2}

$$C_{f2} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{f3}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 15.067 \times 22 \times 10^3}$$

$$= 480.143 \quad \text{nF}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{m2} เท่ากับ 470 nF 63 V.

4.2.2.6 การคำนวณหาตัวต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก

คำนวณค่า R_{d2} จากการแบ่งแรงดันไฟฟ้า V_{ref} เท่ากับ 7.5 V. โดยกำหนดค่าความต้านทาน R_{d1} เท่ากับ 510 K Ω

$$R_{d2} = \frac{R_{d1} \times V_{ref}}{V_o - V_{ref}}$$

$$= \frac{510 \times 10^3 \times 7.5}{400 - 7.5}$$

$$= 9.745 \quad \text{K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{d1}) เท่ากับ 510 K Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{d2}) เท่ากับ 20 K Ω แบบปรับค่าได้

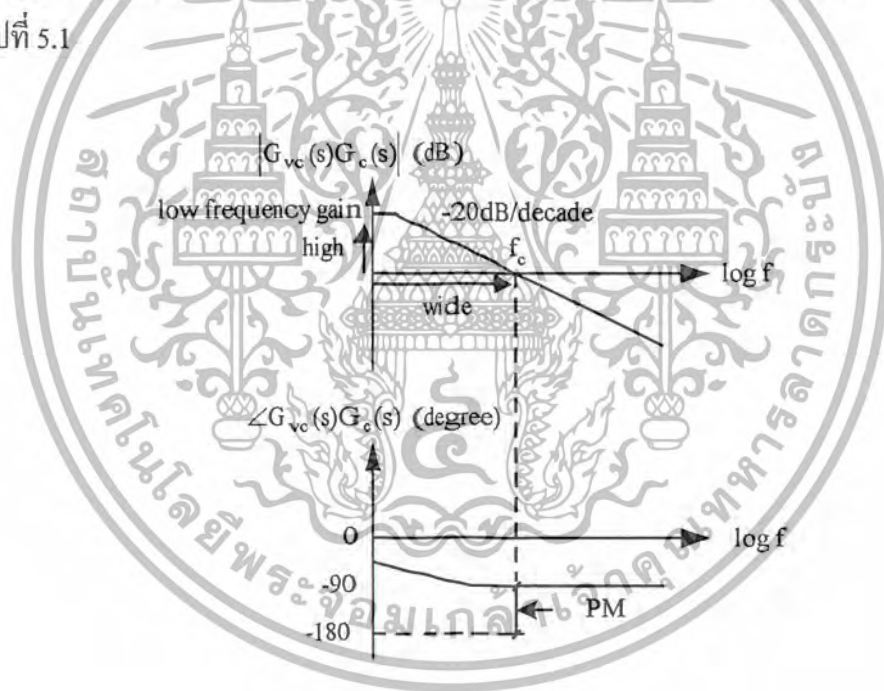
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.7 การออกแบบวงจรชดเชยของแรงดัน (Voltage error amplifier compensation)

การออกแบบตัวชดเชยจะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response Method) โดยทำการออกแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $G_c(s)$ แล้วให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open loop transfer function) $G_{vc}(s)G_c(s)$ มีคุณสมบัติดังนี้

1. เฟสมาจิ้นและเกนมาจิ้นควรมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า 45° และ 6dB ตามลำดับเพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันไฟฟ้าทางด้าออกแกว่งมากเกินไป
2. คีซีเกนควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าทางด้าออกที่ดี
3. ความถี่ครอสโอเวอร์ f_c ควรมีค่าน้อยต่ำกว่าสองเท่าของความถี่แรงดันไฟฟ้าทางด้าขาเข้า เพื่อไม่ให้แรงดันไฟฟ้าทางด้าออกมีความถี่สองเท่าของความถี่แรงดันไฟฟ้าทางด้าขาเข้าปนา

คุณสมบัติดังกล่าวสามารถแสดงเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้ดังรูปที่ 5.1



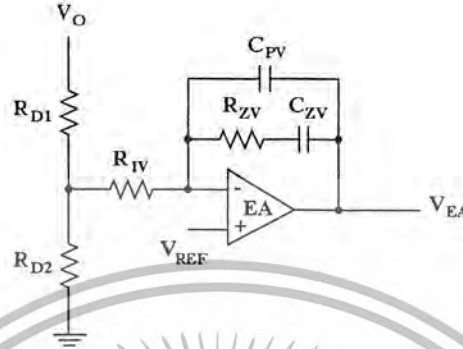
รูปที่ 4.1 แอสซิเมโทคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ต้องการ

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้จากผลคูณระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรก้าลึงที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้าออกกับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย ($G_{vc}(s)G_c(s)$) หรืออีกนัยหนึ่งคือผลรวมของผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสอง การออกแบบตัวชดเชยจึงเป็นการออกแบบผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย $G_c(s)$ ซึ่งเมื่อรวมกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรก้าลึงที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้าออก $G_{vc}(s)$ แล้ว

ได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการดังรูปที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ตัวชดเชยที่เลือกใช้ประกอบไปด้วย R_{IV} , C_{PV} , R_{ZV} , C_{ZV} ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 รูปแบบของวงจรตัวชดเชยที่เลือกใช้

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ ดังนี้

$$G_c(s) = K_D \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

โดย

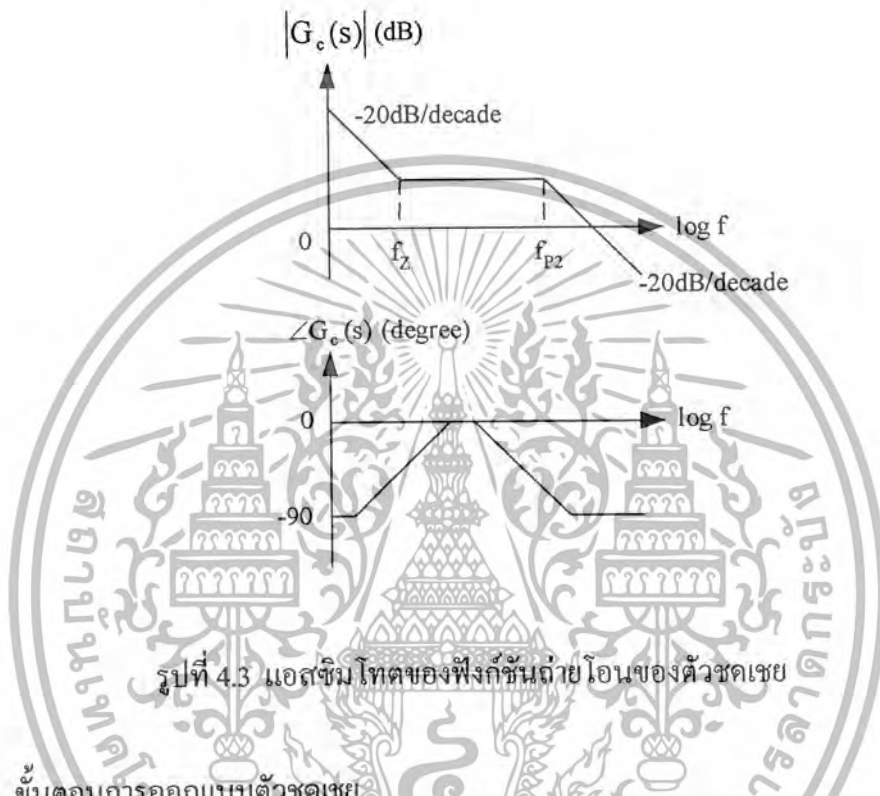
$$K_D = \frac{R_{D2} // R_{IV}}{(R_{D1} + R_{D2}) // R_{IV}} \approx \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \text{ for } R_{D2} \ll R_{IV}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{IV} (C_{ZV} + C_{PV})}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{ZV} \left(\frac{C_{ZV} C_{PV}}{C_{ZV} + C_{PV}} \right)}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{ZV} C_{ZV}}$$

$G_c(s)$ มีซีโรอยู่ที่ความถี่ $f_{z1} = 1/2\pi R_{ZV}C_{ZV}$ โพลต์ตัวที่ 1 อยู่ที่จุดกำเนิด (ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 0dB ที่ความถี่ $f_{p1} = 1/2\pi R_{IV}(C_{ZV}+C_{PV})$ และ โพลต์ตัวที่ 2 อยู่ที่ความถี่ $f_{p2} = 1/2\pi R_{ZV}[(C_{ZV}C_{PV})/(C_{ZV}+C_{PV})]$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_c(s)$ แสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 4.3 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย

ขั้นตอนการออกแบบตัวชดเชย

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ f_c แล้วคำนวณค่าอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชยที่ต้องการ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแต่เครื่องหมายตรงกันข้าม เพื่อให้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่าเป็นศูนย์
2. วางโพลต์ตัวที่ 1 ของตัวควบคุมที่จุดกำเนิด เพื่อให้ดีซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมมีค่ามาก ซึ่งให้ดีซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามากเช่นกัน
3. วางโพลต์ตัวที่ 2 ของตัวควบคุมที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ครอสโอเวอร์
4. วางซีโรของตัวควบคุมที่โพลต์ความถี่ต่ำ
5. คำนวณค่าของอุปกรณ์ของตัวชดเชย

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{IV}(C_{ZV} + C_{PV})}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_{ZV} \left(\frac{C_{ZV} C_{PV}}{C_{ZV} + C_{PV}} \right)}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_{ZV} C_{ZV}}$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรถ่ายได้

โดย

$$G_{vc}(s) = \frac{g_c}{sCo}$$

$$K_S = \frac{R_{CP}}{R_S}$$

$$K_M = 1$$

$$K_{in} = R_{AC}$$

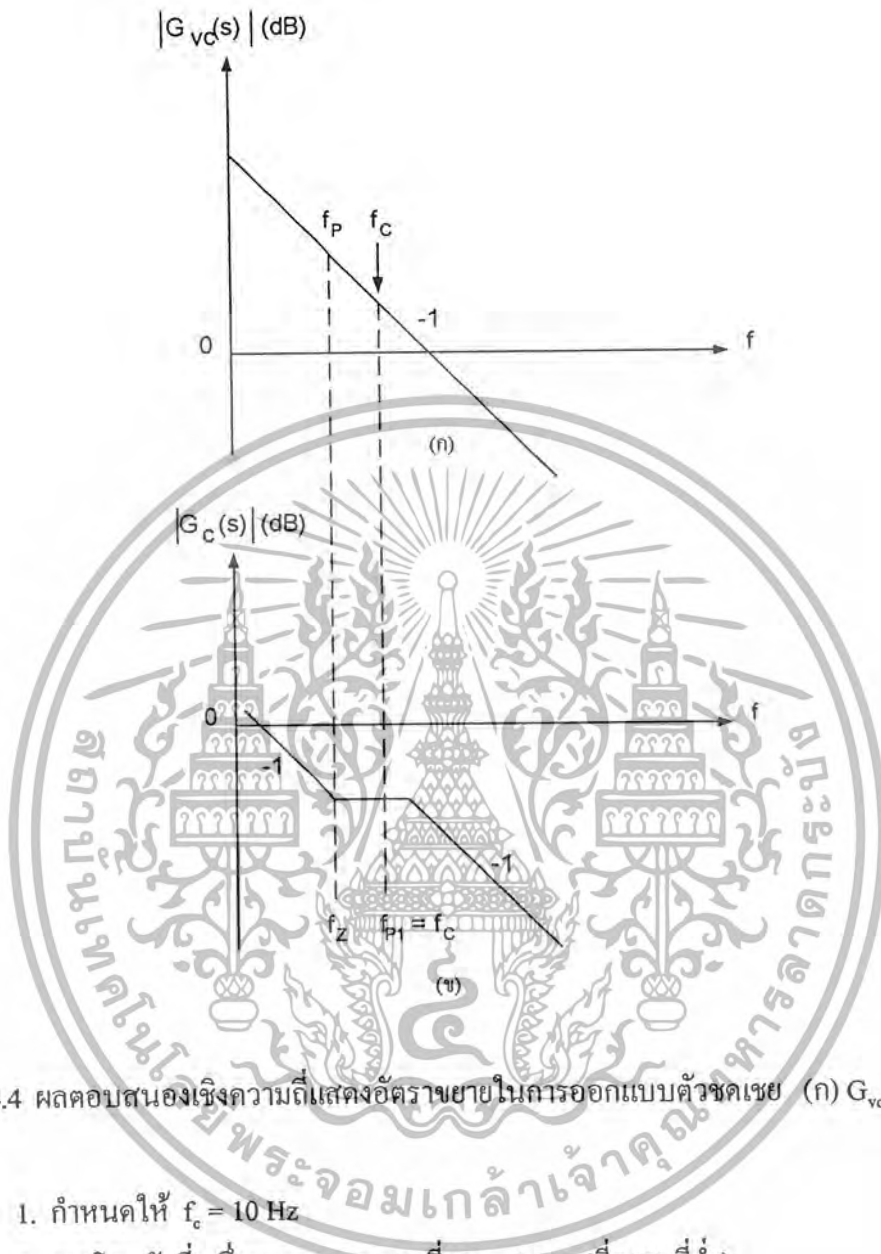
$$K_{FF} = 0.9 \frac{R_{FF3}}{R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}}$$

พิจารณาที่ภาระทางไฟฟ้าเป็นภาระทางไฟฟ้าที่คงที่ (Constant power loads)

$$G_{vc}(s) = \frac{0.3328}{0.00047s}$$

ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่

4.4(ก) โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึงถึง -20 dB/decade และ -40 dB/decade ตามลำดับ



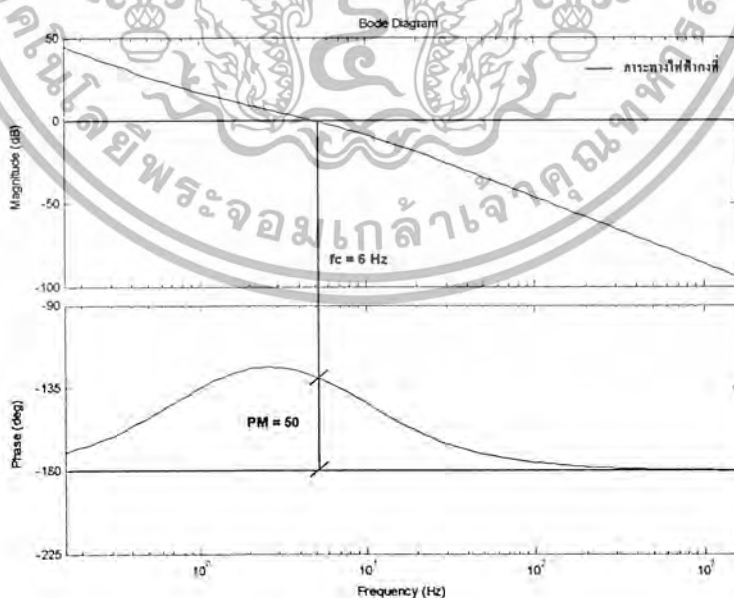
รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวชดเชย (ก) $G_v(s)$ (ข) $G_c(s)$

1. กำหนดให้ $f_c = 10$ Hz
2. วางโพลตัวหนึ่งของวงจรถดเชยที่ $f_{p1} = 1$ Hz (ที่ความถี่ต่ำ)
3. วางโพลตัวที่สองของวงจรถดเชยที่ $f_{p2} = 10$ Hz (ใกล้กับ $f_c = 10$ Hz)
4. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรถดเชยที่ $f_{z1} = 1$ Hz (ที่ความถี่ต่ำ)
5. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ ได้แก่ $R_{IV} = 1$ M Ω , $R_{ZV} = 2$ M Ω , $C_{ZV} = 0.1$ μ F และ $C_{PV} = 10$ nF

นำค่าอุปกรณืขดเซยไปแทนในสมการฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเซยดังนี้

$$G_c(s) = 0.0281 \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{55}\right)}$$

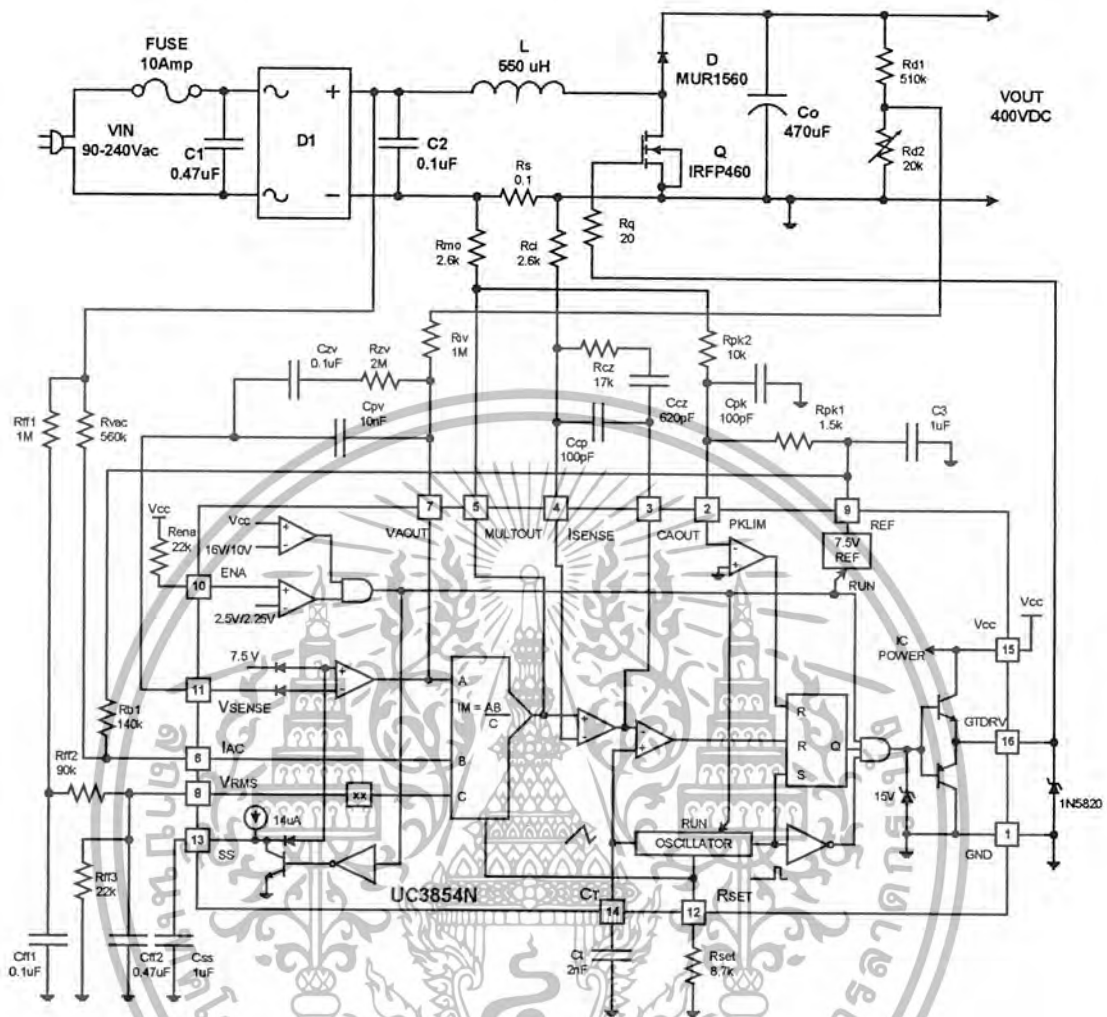
ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพ โปลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณ ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$ กับฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 แผนภาพ โปลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีการทางไฟฟ้าคงที่ จะเห็นว่าความถี่ ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ 6Hz ซึ่งมีค่าน้อยกว่ากับค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบ (10 Hz) เนื่องจากแผนภาพ โปลที่ใช้ในการออกแบบเป็นแผนภาพ โปลโดยการประมาณแอสซิมโทตแต่แผนภาพ โปลโดยการใช้โปรแกรม MATLAB เป็นแผนภาพ โปลจริงของฟังก์ชันถ่ายโอน รวมถึงค่าอุปกรณืขดเซยที่เลือกใช้ได้มาจากการปัดค่าที่คำนวณได้ให้เป็นค่ามาตรฐาน อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 17.2 dB และเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ 50° แสดงว่าวงจรถดเซยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 แผนภาพ โปลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรถดเซยปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

คุณสมบัติทางไฟฟ้า

กำลังไฟฟ้าที่ต้องการทางด้านขาออก	P_{out}	:	80 W.
แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า	V_L	:	90 – 240 Vac (rms).
ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า	f_L	:	50 Hz.
แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออก	V_o	:	400 Vdc.
ความถี่ของสวิตช์ต่ำสุด	$f_{s(min)}$:	40 kHz.
ประสิทธิภาพ	η	:	90%

4.3.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง [๔]

4.3.1.1 การคำนวณและการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{V_{Lrms(min)}(V_o - \sqrt{2}V_{Lrms(min)})}{2f_{s(min)}P_o}$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta}$$

$$= \frac{80}{0.9}$$

$$= 88.89 \quad W$$

$$\therefore L = \frac{90^2 \times (400 - \sqrt{2} \times 90)}{2 \times 40 \times 10^3 \times 88.89 \times 400}$$

$$= \frac{2.209038313 \times 10^6}{2.84448 \times 10^9}$$

$$= 776.605 \quad \mu H$$

เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 700 μH .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

$$E = \frac{1}{2} L i_{L(pk)}^2$$

$$i_{L(pk)} = \frac{2\sqrt{2}P_i}{V_{Lrms(min)}}$$

$$= \frac{2 \times \sqrt{2} \times 88.89}{90}$$

$$= 2.794 \quad A$$

$$\therefore E = \frac{1}{2} \times 700 \times 10^{-6} \times 2.794^2$$

$$= 0.00273225 \quad J$$

$$A_p = A_w A_c = \frac{2E}{K_w K_c J B_m}$$

โดยเลือก

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B_m)	=	0.2	T.
ความหนาแน่นกระแสในตัวนำ (J)	=	3	A./mm ²
ค่าคงที่ของตัวคูณลดช่องว่าง (K_w)	=	0.6	
ค่าคงที่ของตัวคูณลดจากตัวนำ (K_c)	=	1	

$$A_p = \frac{2 \times 0.00273225}{0.6 \times 1 \times 3 \times 10^6 \times 0.2}$$

$$= 1.517916667 \times 10^{-8} \quad m^4$$

$$= 15179.16667 \quad mm^4$$

เลือกขนาดแกนเหล็กจากภาคผนวก ก โดยเลือกค่าให้มากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ
เลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A ($A_p = 140800mm^4$, $A_w = 400mm^2$, $A_c = 352mm^2$)

หาจำนวนรอบของขดลวดที่ใช้พัน

$$\begin{aligned}
 N &= \frac{Li_{L(pk)}}{A_C B_m} \\
 &= \frac{700 \times 10^{-6} \times 2.794}{352 \times 10^{-6} \times 0.2} \\
 &= 27.78
 \end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบขดลวดเท่ากับ 28 รอบ

หาขนาดของขดลวดตัวนำ

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{i_{L(pk)}}{J} \\
 &= \frac{2.794}{3} \\
 &= 0.931
 \end{aligned}$$

เลือกขดลวดจากภาคผนวก ข โดยการเลือกจะเลือกขดลวดที่มีขนาดไม่ใหญ่มากเพื่อที่สามารถพันได้สะดวกและง่าย โดยจะเลือกขดลวดเบอร์ AWG#20 มีพื้นที่หน้าตัด 0.5188 mm^2 และจำนวนเส้นลวดหาได้จาก $a /$ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง

$$\begin{aligned}
 \text{จำนวนเส้นลวด} &= \frac{0.931}{0.5188} \\
 &= 1.79
 \end{aligned}$$

เลือกจำนวนเส้นลวด 2 เส้น

ตรวจสอบว่าสามารถพันขดลวดได้ตามจำนวนรอบที่คำนวณหรือไม่

$$A_w K_w > \text{จำนวนเส้นลวด} \times \text{พื้นที่หน้าตัดของลวด} \times \text{จำนวนรอบ}$$

$$400 \times 0.6 > 0.5188 \times 2 \times 28$$

$$240 > 29.0528$$

สามารถพันได้ตามจำนวนรอบและขนาดลวดที่คำนวณได้

4.3.1.2 เลือกสวิตช์สารกึ่งตัวนำ

พิจารณากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์เท่ากับกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ	2.794	A.
แรงดันตกไฟฟ้าคร่อมสวิตช์เท่ากับแรงดันไฟฟ้าทางค่านออก	400	V.
เลือกมอสเฟตเบอร์ IRF460 ($I_{DS} = 20$ A. และ $V_{DS} = 500$ V.)		

4.3.1.3 เลือกไดโอด

แรงดันพังทลายมากกว่าแรงดันไฟฟ้าทางค่านออก	400	V.
ทนกระแสไฟฟ้าได้สองเท่าของกระแสไฟฟ้าทางค่านออก	0.2	A.
เลือกอุลตราฟาส-รีคัฟเวอรี่ไดโอด เบอร์ MUR 1560		

4.3.1.4 การหาขนาดตัวเก็บประจุค่านเข้า

โดยเลือก ริปเปิลสูงสุดของความถี่สูง $r = 10\% (0.1)$

$$C_{in} = \frac{I_{rms}}{2\pi \cdot f_s \cdot r \cdot V_{Lrms(min)}}$$

$$I_{rms} = \frac{P_i}{V_{Lrms(min)}}$$

$$= \frac{88.89}{90}$$

$$= 0.988$$

$$\therefore C_{in} = \frac{0.988}{2 \times \pi \times 40 \times 10^3 \times 0.1 \times 90}$$

$$= \frac{0.988}{226.19467 \times 10^3}$$

$$= 436.791 \quad nF$$

เลือกตัวเก็บประจุค่า 1 μF 630 V.

4.3.1.5 การหาขนาดตัวเก็บประจุด้านออก

$$C_o = \frac{2P_{out}t_H}{V_o^2 - V_{o(min)}^2}$$

โดยเลือก แรงดันไฟฟ้าทางค่านออกที่ต่ำสุดขณะทำงาน ($V_{o(min)}$) 380 V.
เวลาที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าไว้เมื่อไม่มีแรงดันไฟฟ้าจากสายส่ง 5 ms

$$C_o = \frac{2 \times 80 \times 5 \times 10^{-3}}{400^2 - 380^2}$$

$$= \frac{0.8}{15600}$$

$$= 51.282 \times 10^{-6}$$

เลือกตัวเก็บประจุค่า 136 μF 450 V.

4.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

4.3.2.1 การคำนวณหาค่าตัวต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าทางค่านออก

คำนวณค่า R_{d2} จากการแบ่งแรงดันไฟฟ้า V_{ref} เท่ากับ 2.5 V.

$$R_{d1} = \frac{\Delta V_{OVP}}{40 \mu\text{A}}$$

โดยเลือก รีปเปิดแรงดันไฟฟ้าเกินสูงสุดที่ยอมรับได้ $\Delta V_{OVP} = 40$ V.

$$= \frac{40}{40 \mu\text{A}}$$

$$= 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{d2} = \frac{2.5 \cdot R_{d1}}{(V_o - 1)}$$

$$= \frac{2.5 \times 1 \times 10^6}{400 - 1}$$

$$= 6.289 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{d1}) เท่ากับ 1 M Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{d2}) เท่ากับ 20 K Ω แบบปรับค่าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2.2 การจัดเตรียมตัวคูณ

$$V_{MULTpkx} = 2.5 \quad V$$

$$V_{MULTpk \min} = V_{MULTpkx} \frac{V_{Lrms(\min)}}{V_{Lrms(\max)}}$$

$$= 2.5 \times \frac{90}{240}$$

$$= 0.938 \quad V$$

$$V_{XCSpk} = 1.65V_{MULTpk \min}$$

$$= 1.65 \times 0.938$$

$$= 1.5477 \quad V$$

$$\frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} = \frac{V_{MULTpkx}}{\sqrt{2} \cdot V_{Lrms(\max)}}$$

โดยกำหนดให้ R_{10} เท่ากับ 10 K Ω

$$R_9 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{Lrms(\max)} \cdot R_{10}}{V_{MULTpkx}} - R_{10}$$

$$R_9 = 1.347 \quad M\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_9) เท่ากับ 1.3 M Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{10}) เท่ากับ 10 K Ω 0.5 W.

4.3.2.3 การหาค่าความต้านทานตรวจจับกระแส R_s

$$R_s = \frac{V_{XCSpk}}{I_{RSpk}}$$

$$I_{RSpk} = i_{L(pk)}$$

$$= \frac{1.5477}{2.794}$$

$$= 0.553 \quad \Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_s) เท่ากับ 0.5 Ω 0.5 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2.4 การหาจำนวนรอบของขดลวด ZCD (Zero current detector)

$$m \leq \frac{V_o - \sqrt{2}V_{Lrms(max)}}{2.1}$$

$$\leq \frac{400 - \sqrt{2} \times 240}{2.1}$$

$$\leq 28.85$$

เลือกให้ค่า m มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 28.85 โดยเลือกค่า m มีค่าเท่ากับ 10 แล้วนำไปหารจำนวนรอบของขดลวดที่ใช้พัน จะได้จำนวนรอบของขดลวด ZCD

$$\text{จำนวนรอบ} = \text{จำนวนรอบของขดลวดที่ใช้พัน} / m$$

$$\text{จำนวนรอบ} = 28 / 10$$

$$\text{จำนวนรอบ} = 2.8 \text{ รอบ}$$

เลือกจำนวนรอบขดลวด ZCD เท่ากับ 3 รอบ

เลือกขดลวดเบอร์ AGW#30

4.3.2.5 การออกแบบวงจรถดเชยของแรงดัน (Voltage error amplifier compensation)

การออกแบบตัวชดเชยจะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรถดเชย [4]

$$G_{vc}(s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{K_m \cdot K_p \cdot V_{Lrms}^2}{R_s \cdot V_o} \cdot \frac{1}{s \cdot C_o}$$

โดย

$$K_m(V_{COMP}) = 0.651 \times (1 - 85.29e^{-1.776 \times V_{COMP}})$$

$$K_p = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}}$$

พิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าทางค่านเข้ามีค่า $(V_{Lrms} = 90V)$ และ $V_{COMP} = 4V$ จะได้

$$G_{vc}(s) = 0.1005 \cdot \frac{1}{0.000136s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 4.7(ก) โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึง -20 dB/decade และ -40 dB/decade ตามลำดับ



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวซดเซย (ก) $G_{vc}(s)$ (ข) $G_c(s)$

1. กำหนดให้ $f_c = 10$ Hz
2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซยที่ $f_{p0} = 1$ Hz (ที่ความถี่ต่ำ)
3. วางโพลตัวที่สองของวงจรถดเซยที่ $f_{p1} = 10$ Hz (ใกล้กับ $f_c = 10$ Hz)
4. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรถดเซยที่ $f_z = 1$ Hz (ที่ความถี่ต่ำ)
5. คำนวณค่าอุปกรณ์ซดเซยที่ใช้ได้แก่ $R_{V} = 400$ K Ω , $R_{ZV} = 2$ M Ω , $C_{ZV} = 0.1$ μ F

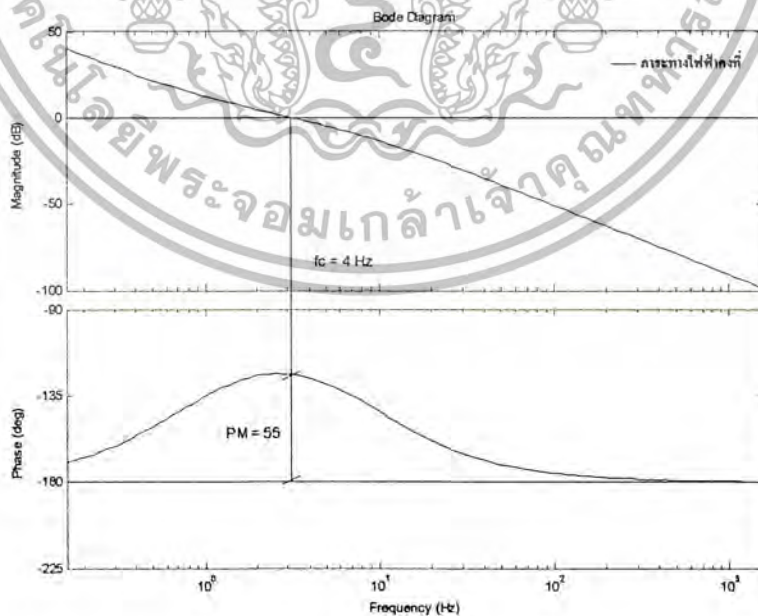
และ $C_{p1} = 10$ pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าอุปกรณืชดเชยไปแทนในสมการฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยดังนี้

$$G_c(s) = 0.0062 \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{55}\right)}$$

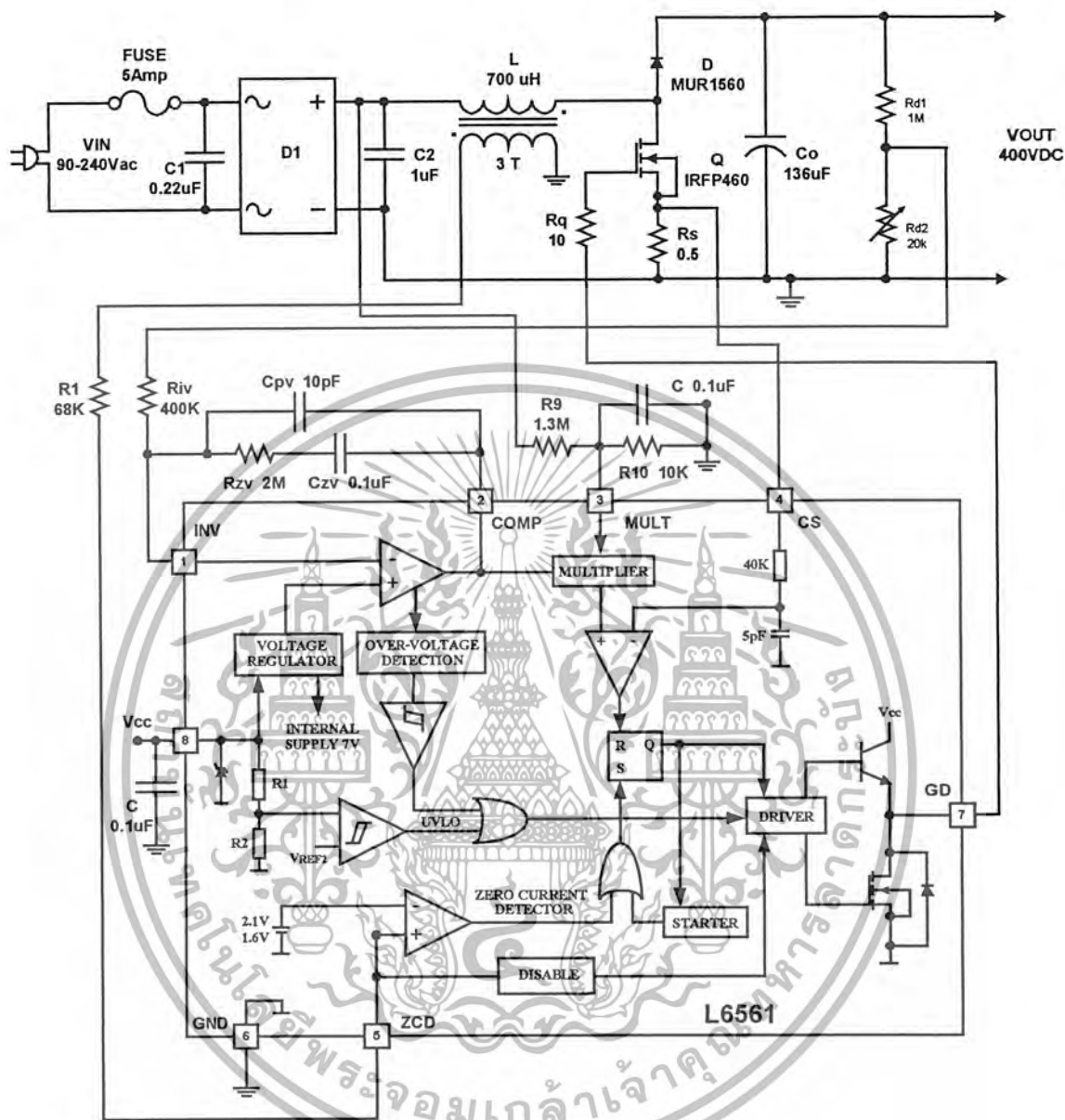
ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณ ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$ กับฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 แผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีการะทางไฟฟ้าคงที่ จะเห็นว่าความถี่ ครอส โอเวอร์มีค่าประมาณ 4Hz ซึ่งมีค่าน้อยกว่ากับค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบ (10 Hz) เนื่องจากแผนภาพ โบคที่ใช้ในการออกแบบเป็นแผนภาพ โบคโดยการประมาณแอสซิมโทตแต่แผนภาพโบคโดยการใช้โปรแกรม MATLAB เป็นแผนภาพ โบคจริงของฟังก์ชันถ่ายโอน รวมถึงค่าอุปกรณืชดเชยที่เลือกใช้ได้มาจากการปิดค่าที่คำนวณ ได้ให้เป็นค่ามาตรฐาน อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 12.4 dB และเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ 55° แสดงว่าวงจรถดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.8 แผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่อนักผู้เอาต์เห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบและสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง การควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

คุณสมบัติทางไฟฟ้า

กำลังไฟฟ้าที่ต้องการทางด้านขาออก	P_{out}	:	80 W.
แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า	V_L	:	90 – 240 Vac (rms).
ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า	f_L	:	50 Hz.
แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออก	V_o	:	400 Vdc.
ความถี่ของสวิตช์	f_s	:	50 kHz.
ประสิทธิภาพ	η	:	80%

4.4.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง [8],[14],[16]

4.4.1.1 การคำนวณและการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{T_s \eta V_{P(min)}^2 (V_o - V_{P(min)})}{4P_o V_o}$$

$$V_{P(min)} = \sqrt{2} V_{Lrms(min)}$$

$$= \sqrt{2} \times 90$$

$$= 127.279 \quad V$$

$$T_s = \frac{1}{f_s}$$

$$= \frac{1}{50 \times 10^3}$$

$$= 20 \quad \mu s$$

$$\therefore L = \frac{20 \times 10^{-6} \times 0.8 \times 127.279^2 (400 - 127.279)}{4 \times 80 \times 400}$$

$$= 552.258 \quad \mu H$$

เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 200 μH .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจสอบค่าตัวเหนี่ยวนำว่าสามารถทำงานในแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่องตลอดการทำงานหรือไม่

$$\frac{2L}{RT_s} < \frac{0.48(M-1)^2}{(M-0.92)M^3}$$

$$R = \frac{V_o^2}{P_o}$$

$$= \frac{400^2}{80}$$

$$= 2 \text{ K}\Omega$$

$$M = \frac{V_o}{V_{P(\min)}}$$

$$= \frac{400}{127.279}$$

$$= 3.14$$

$$\frac{2 \times 200 \times 10^{-6}}{2 \times 10^3 \times 20 \times 10^{-6}} < \frac{0.48 \times (3.14 - 1)^2}{(3.14 - 0.92) \times 3.14^3}$$

$$0.01 < 0.031$$

จากการตรวจสอบพบว่าสามารถใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 200 μH . ทำงานในแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

$$E = \frac{1}{2} L i_{L(pk)}^2$$

$$i_{L(pk)} = \frac{4P_o}{\eta V_{P(\min)}}$$

$$= \frac{4 \times 80}{0.8 \times 127.279}$$

$$= 3.14 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\therefore E &= \frac{1}{2} \times 2000 \times 10^{-6} \times 3.14^2 \\ &= 0.00098596 \quad J\end{aligned}$$

$$A_p = A_w A_c = \frac{2E}{K_w K_c J B_m}$$

โดยเลือก	ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B_m)	=	0.2	T.
	ความหนาแน่นกระแสในตัวนำ (J)	=	3	A./mm ²
	ค่าคงที่ของตัวคุณลดช่องว่าง (K_w)	=	0.6	
	ค่าคงที่ของตัวคุณลดจากตัวนำ (K_c)	=	1	

$$\begin{aligned}A_p &= \frac{2 \times 0.00098596}{0.6 \times 1 \times 3 \times 10^6 \times 0.2} \\ &= 0.5477555556 \times 10^{-8} \quad m^4 \\ &= 5477.555556 \quad mm^4\end{aligned}$$

เลือกขนาดแกนเหล็กจากภาคผนวก ก โดยเลือกค่าให้มากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ
เลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD35/41 ($A_p = 21800 \text{ mm}^4$, $A_w = 218 \text{ mm}^2$, $A_c = 100 \text{ mm}^2$)

หาจำนวนรอบของขดลวดที่ใช้พัน

$$\begin{aligned}N &= \frac{L_{L(pk)}}{A_c B_m} \\ &= \frac{200 \times 10^{-6} \times 3.14}{100 \times 10^{-6} \times 0.2} \\ &= 31.4\end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบขดลวดเท่ากับ 32 รอบ

หาขนาดของขดลวดตัวนำ

$$a = \frac{i_{L(pk)}}{J}$$

$$= \frac{3.14}{3}$$

$$= 1.0466$$

เลือกขดลวดจากภาคผนวก ข โดยการเลือกจะเลือกลวดที่มีขนาดไม่ใหญ่มากเพื่อที่สามารถพันได้สะดวกและง่าย โดยจะเลือกลวดเบอร์ AWG#20 มีพื้นที่หน้าตัด 0.5188 mm^2 และจำนวนเส้นลวดหาได้จาก $a /$ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง

$$\text{จำนวนเส้นลวด} = \frac{1.0466}{0.5188}$$

$$= 2.017$$

เลือกจำนวนเส้นลวด 3 เส้น

ตรวจสอบว่าสามารถพันขดลวดได้ตามจำนวนรอบที่คำนวณหรือไม่

$$A_w K_w > \text{จำนวนเส้นลวด} \times \text{พื้นที่หน้าตัดของลวด} \times \text{จำนวนรอบ}$$

$$218 \times 0.6 > 0.5188 \times 3 \times 32$$

$$130.8 > 49.8048$$

สามารถพันได้ตามจำนวนรอบและขนาดลวดที่คำนวณได้

4.4.1.2 เลือกสวิตช์สารกึ่งตัวนำ

พิจารณากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์เท่ากับกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ 3.14 A.

แรงดันตกไฟฟ้าคร่อมสวิตช์เท่ากับแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก 400 V.

เลือกมอสเฟตเบอร์ IRF460 ($I_{DS} = 20 \text{ A.}$ และ $V_{DS} = 500 \text{ V.}$)

4.4.1.3 เลือกไดโอด

แรงดันพังทลายมากกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก 400 V.

ทนกระแสไฟฟ้าได้สองเท่าของกระแสไฟฟ้าทางด้านออก 0.2 A.

เลือกอุลตราฟาส-รีคิเบอรรี่ไดโอด เบอร์ MUR 1560

4.4.1.4 การหาขนาดตัวเก็บประจุด้านออก

$$C_o = \frac{2P_{out}t_H}{V_o^2 - V_{o(min)}^2}$$

โดยเลือก แรงดันไฟฟ้าทางค่านออกที่ต่ำสุดขณะทำงาน ($V_{o(min)}$) 380 V.
เวลาที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าไว้เมื่อไม่มีแรงดันไฟฟ้าจากสายส่ง 5 mS

$$C_o = \frac{2 \times 80 \times 5 \times 10^{-3}}{400^2 - 380^2}$$

$$= \frac{0.8}{15600}$$

$$= 51.282 \times 10^{-6}$$

เลือกตัวเก็บประจุค่า 136 μ F 450 V.

4.4.2 การออกแบบวงจรควบคุม

4.4.2.1 การคำนวณหาค่าตัวต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าทางค่านออก

คำนวณค่า R_{d2} จากการแบ่งแรงดันไฟฟ้า V_{ref} เท่ากับ 5 V. โดยให้ $R_{d1} = 1 \text{ M}\Omega$

$$R_{d2} = \frac{5}{V_o} \cdot R_{d1}$$

$$= \frac{5}{1 - \frac{5}{V_o}}$$

$$= \frac{12500}{0.9875}$$

$$= 12.66 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{d1}) เท่ากับ 1 M Ω 0.5 W.

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_{d2}) เท่ากับ 20 K Ω แบบปรับค่าได้

4.4.2.2 การจัดเตรียมตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์

$$\begin{aligned}
 R_f &= \frac{3}{10 \times 10^{-3}(1 - D_{IC, \max})} \\
 &= \frac{3}{10 \times 10^{-3}(1 - 0.85)} \\
 &= 2 \quad K\Omega
 \end{aligned}$$

เลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทาน (R_f) เท่ากับ $10 \text{ K}\Omega$ แบบปรับค่าได้

$$\begin{aligned}
 C_f &= \frac{0.8D_{IC, \max}}{R_f f_s} \\
 &= \frac{0.8 \times 0.85}{2 \times 10^3 \times 50 \times 10^3} \\
 &= 6.8 \quad nF
 \end{aligned}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุ (C_f) เท่ากับ 6.8 nF 63 V .

4.4.2.3 การออกแบบวงจรชดเชยของแรงดัน (Voltage error amplifier compensation)

การออกแบบตัวชดเชยจะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจร

$$G_{vc}(s) = K_{DCM} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

โดย

$$K_{DCM} = \left(\frac{2V_o}{V_{Lrms} - 1} \cdot \sqrt{\frac{\left(\frac{V_o}{V_{Lrms}} - 1\right) V_{Lrms} R_o}{2L f_s V_o}} \right) / V_s$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C_o}$$

$$\omega_p = \frac{\frac{2V_o}{V_{Lrms}} - 1}{\left(\frac{V_o}{V_{Lrms}} - 1\right) R_o C_o}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่าต่ำ ($V_{Lrms} = 90V$) กระแสไฟฟ้าทางด้านออก $I_o = 0.2A$ และ $V_s = 1.8V$ เพราะฉะนั้นจะได้

$$G_{vc}(s) = 495.967 \cdot \frac{1 + \frac{s}{31969}}{1 + \frac{s}{8.4203}}$$

ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตรายายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 4.10(ก) โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึง -20 dB/decade และ -40 dB/decade ตามลำดับ



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตรายายในการออกแบบตัวชดเชย (ก) $G_{vc}(s)$ (ข) $G_c(s)$

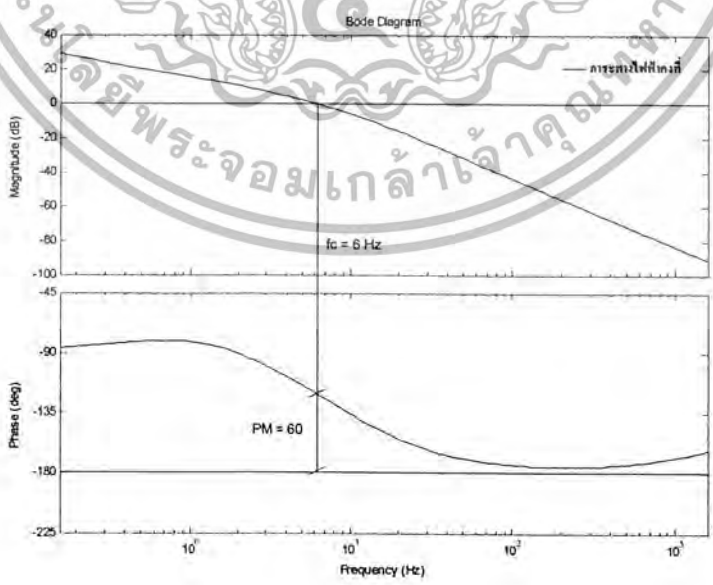
1. กำหนดให้ $f_c = 10 \text{ Hz}$
2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเชยที่ $f_{p0} = 1 \text{ Hz}$ (ที่ความถี่ต่ำ)
3. วางโพลตัวที่สองของวงจรถดเชยที่ $f_{p1} = 10 \text{ Hz}$ (ใกล้กับ $f_c = 10 \text{ Hz}$)
4. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรถดเชยที่ $f_z = 1 \text{ Hz}$ (ที่ความถี่ต่ำ)

5. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ได้แก่ $R_{IV} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{ZV} = 2 \text{ M}\Omega$, $C_{ZV} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ และ $C_{pV} = 10 \text{ pF}$

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยดังนี้

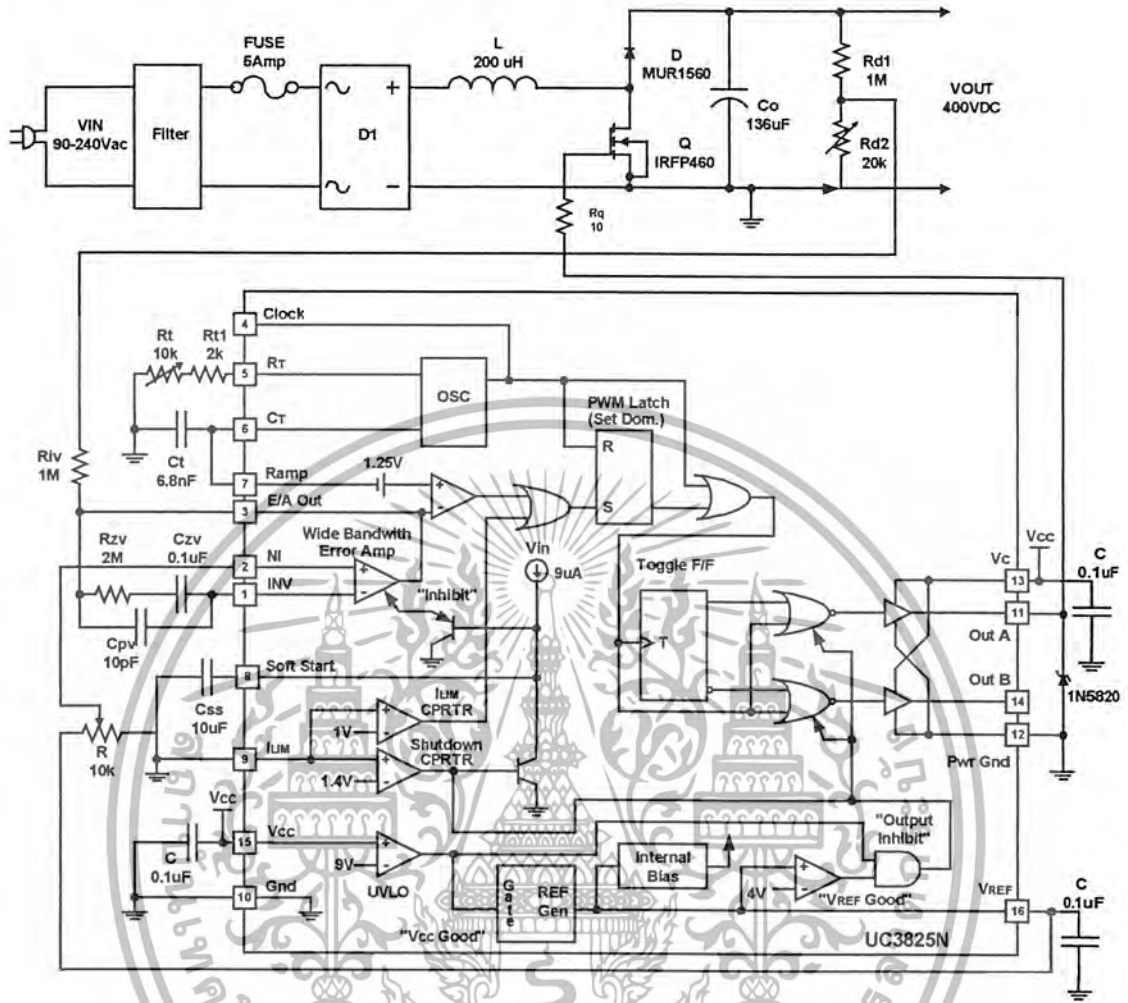
$$G_c(s) = 0.0062 \cdot \frac{1}{\frac{s}{9.090}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{55}\right)}$$

ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณ ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$ กับฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 แผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีการทางไฟฟ้าคงที่ จะเห็นว่าความถี่ ครอส โอเวอร์มีค่าประมาณ 6Hz ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่านิที่เลือกใช้ในการออกแบบ (10 Hz) เนื่องจากแผนภาพ โบคที่ใช้ในการออกแบบเป็นแผนภาพ โบคโดยการประมาณแอสซิมโทตแต่แผนภาพ โบคโดยการใช้โปรแกรม MATLAB เป็นแผนภาพ โบคจริงของฟังก์ชันถ่ายโอน รวมถึงค่าอุปกรณ์ชดเชยที่เลือกใช้ได้มาจากการปิดค่าที่คำนวณได้ให้เป็นค่ามาตรฐาน อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 15.1 dB และเฟสมีารจินมีค่าประมาณ 60° แสดงว่าวงจรถดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่องแสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.11 แผนภาพ โบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 วงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

วงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ที่ออกแบบในบทที่ผ่านมาถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาออก การตอบสนองของวงจรเมื่อแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้ามีการเปลี่ยนแปลง และค่าตัวประกอบกำลังหลังจากการปรับปรุ้งแล้ว ซึ่งวิธีการทดลองรวมถึงผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้ โดยอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ได้แก่

1. DC Power Supply ของ Analab รุ่น APS-1 จำนวน 1 เครื่อง
2. Auto Transformer ของ Stendal รุ่น SD-12 จำนวน 1 เครื่อง
3. Digital Multimeter ของ FLUKE รุ่น 179 จำนวน 1 เครื่อง
4. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D จำนวน 1 เครื่อง

5.2 ผลการทำงานก่อนปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง

แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสโดยไม่ผ่านวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับค่านเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ค่านขาออกของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ค่านเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ค่านขาออกของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.1

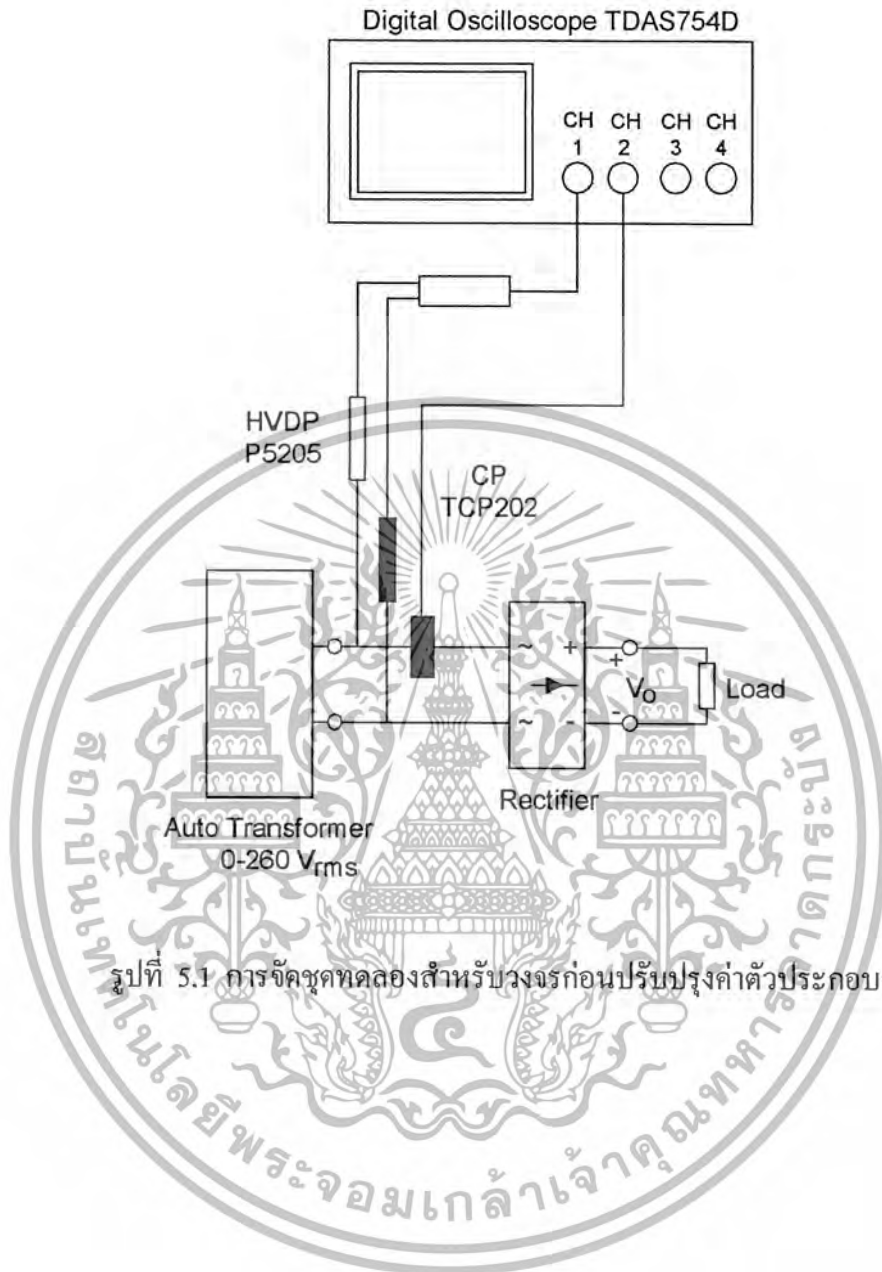
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง

3. บันทึกสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางค่านขาเข้าซึ่งเป็นระดับที่แรงดันไฟฟ้าค่านสุดและกระแสไฟฟ้าทางค่านขาออกสูงสุด

4. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V

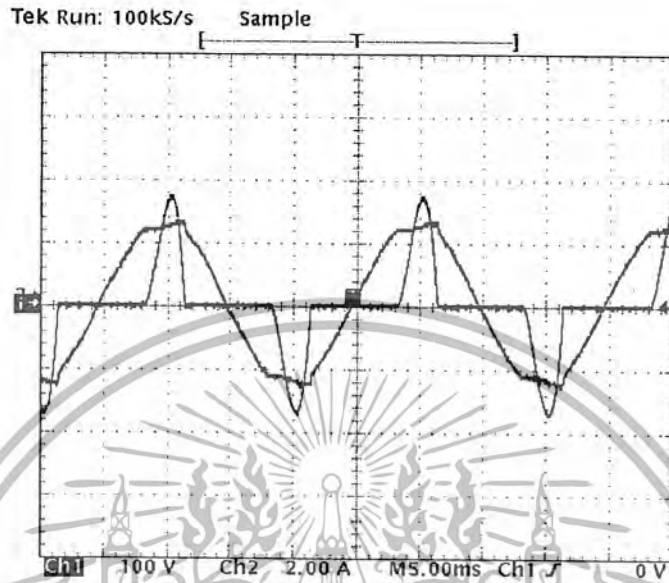
5. บันทึกสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางค่านขาเข้าซึ่งเป็นระดับที่แรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางค่านขาออกค่านสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

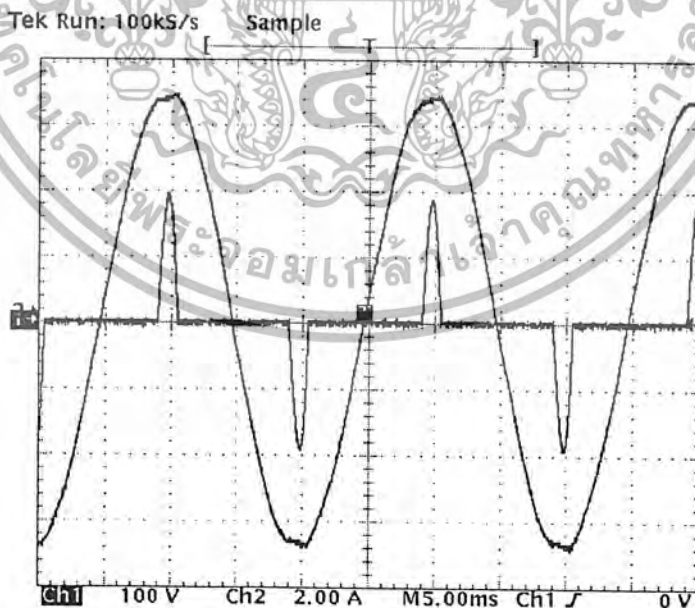


รูปที่ 5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับวงจรก่อนปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.2 สัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางค้ำขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางค้ำขาเข้าของวงจรเรียงกระแสเมื่อไม่ผ่านวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางค้ำขาออกสูงสุด



รูปที่ 5.3 สัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางค้ำขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางค้ำขาเข้าของวงจรเรียงกระแสเมื่อไม่ผ่านวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางค้ำขาออกต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 ค่าของตัวประกอบกำลังก่อนผ่านวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง

แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V)	กระแสไฟฟ้าขาออก (A)	ค่าตัวประกอบกำลัง
90	1.336	0.636
240	1.107	0.450

5.3 ผลการทำงานของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง

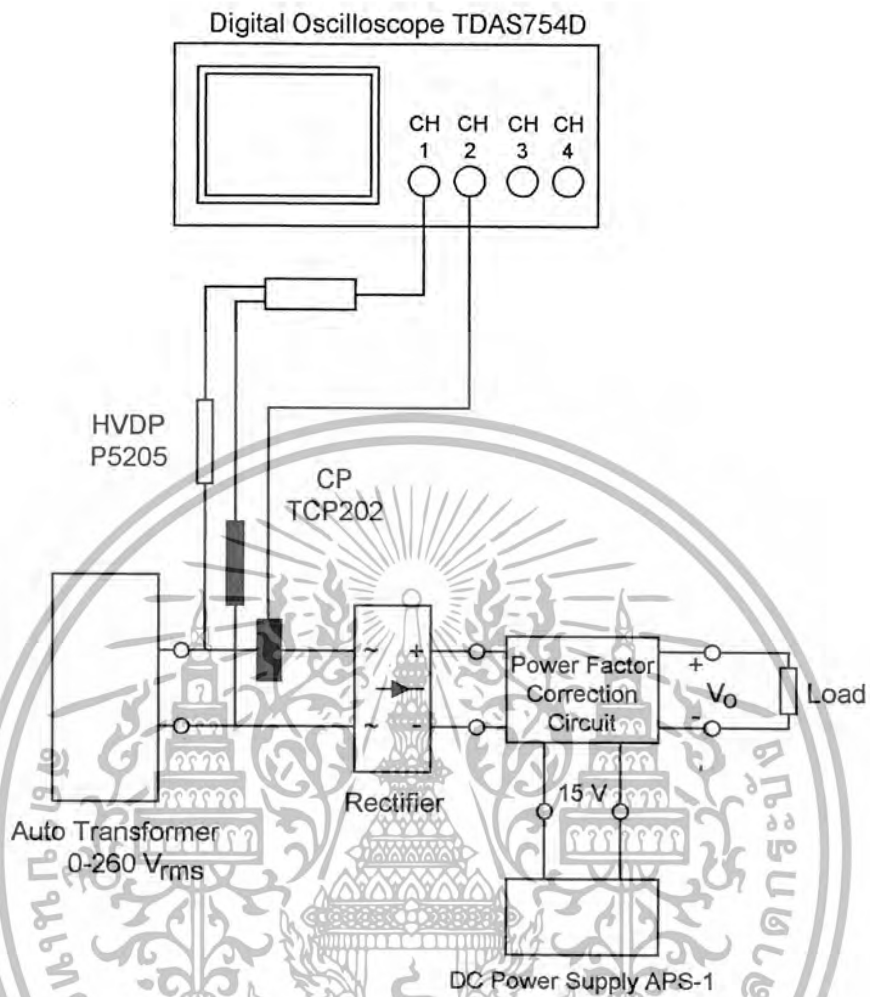
แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง โดยเปรียบเทียบลักษณะของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้า และ กระแสไฟฟ้าทางค่านขาเข้า

5.3.1 แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

(Average current control)

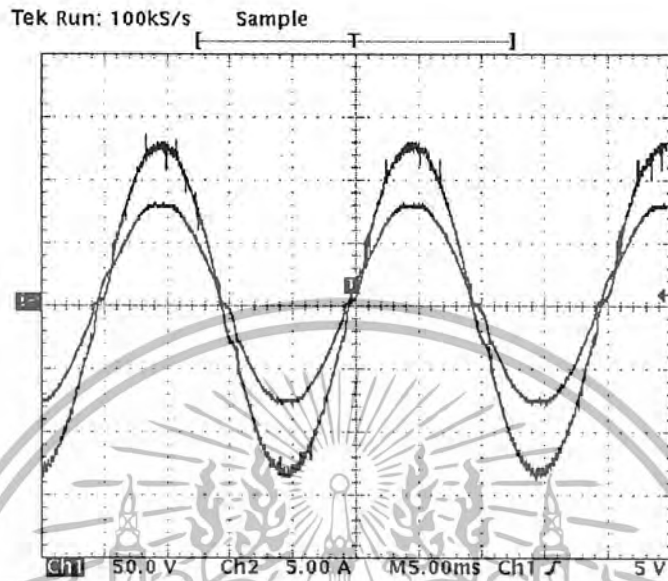
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับค่านเข้าของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ค่านขาออกของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ค่านเข้าของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ค่านขาออกของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.4
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางค่านขาเข้า
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางค่านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางค่านขาเข้า

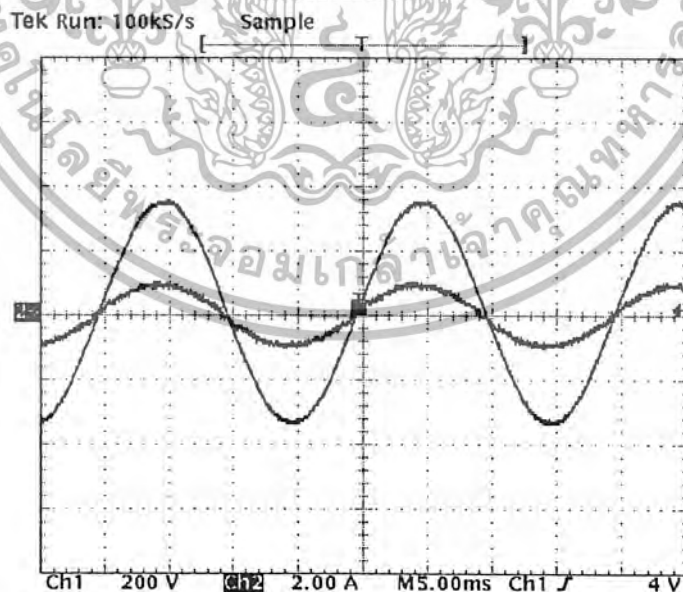


รูปที่ 5.4 การจัดชุดทดลองสำหรับวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.5 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Average current control)



รูปที่ 5.6 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Average current control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

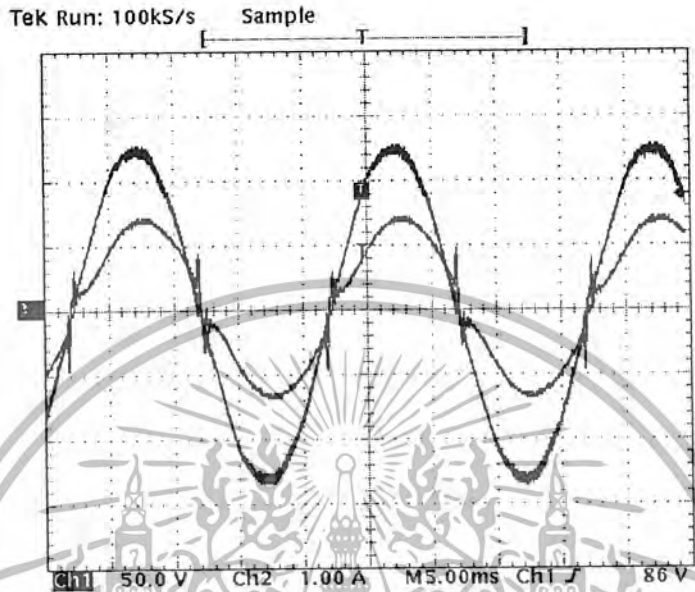
5.3.2 แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

วิธีการทดลอง

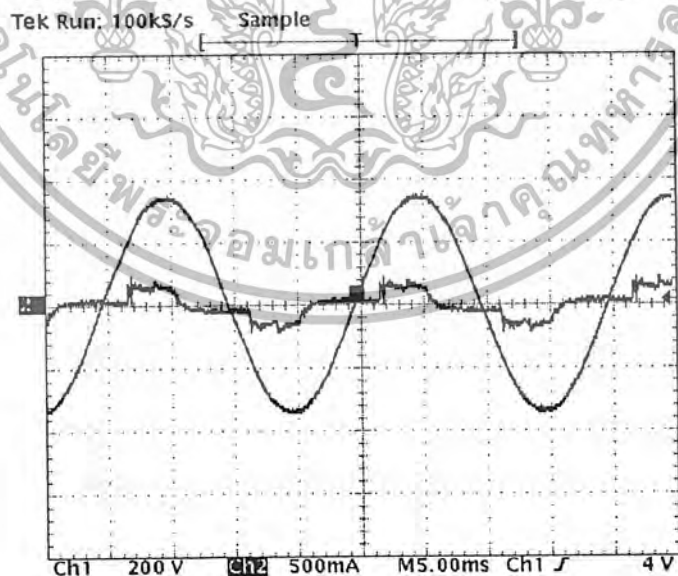
1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.4

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้า
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้า

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Borderline control)



รูปที่ 5.8 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Borderline control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

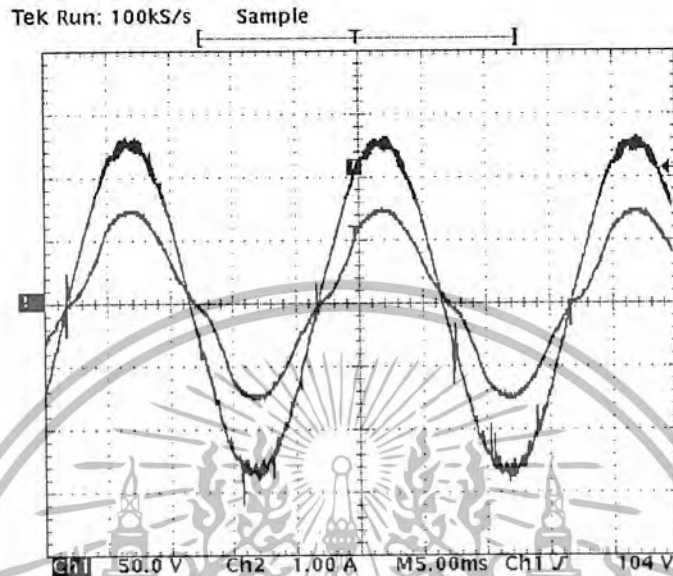
(Discontinuous current control)

วิธีการทดลอง

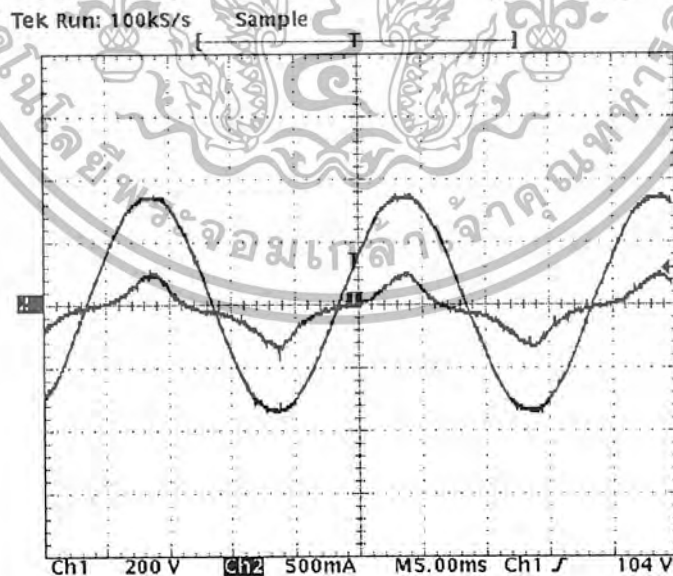
1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.4

2. ถ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. ถ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้า
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้า

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.9 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Discontinuous current control)



รูปที่ 5.10 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Discontinuous current control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 แรงดันไฟฟ้ารีปเปิลของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง

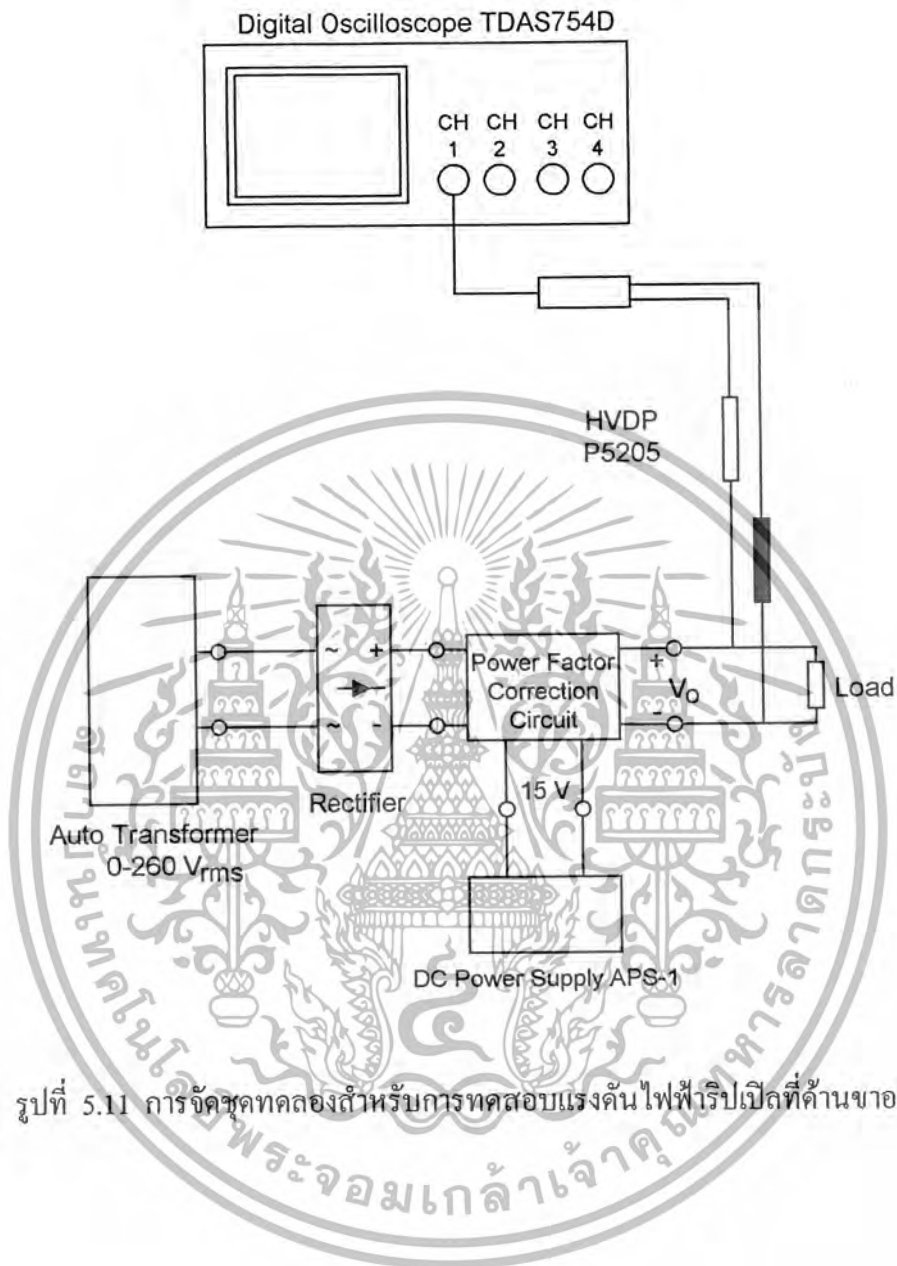
แสดงการวัดให้เห็นว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ทางด้านขาออกของวงจรมันเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ารีปเปิล

5.4.1 แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

(Average current control)

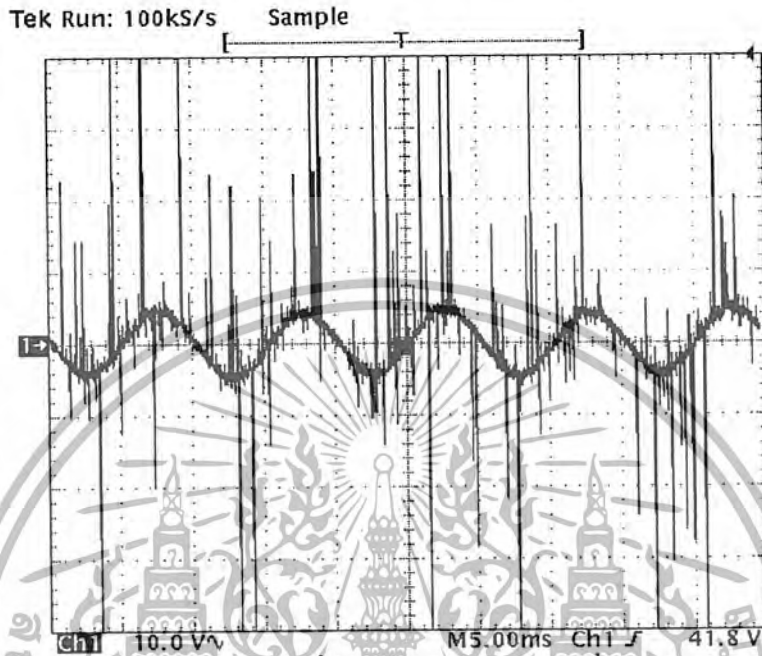
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.11
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารีปเปิล ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารีปเปิล ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด

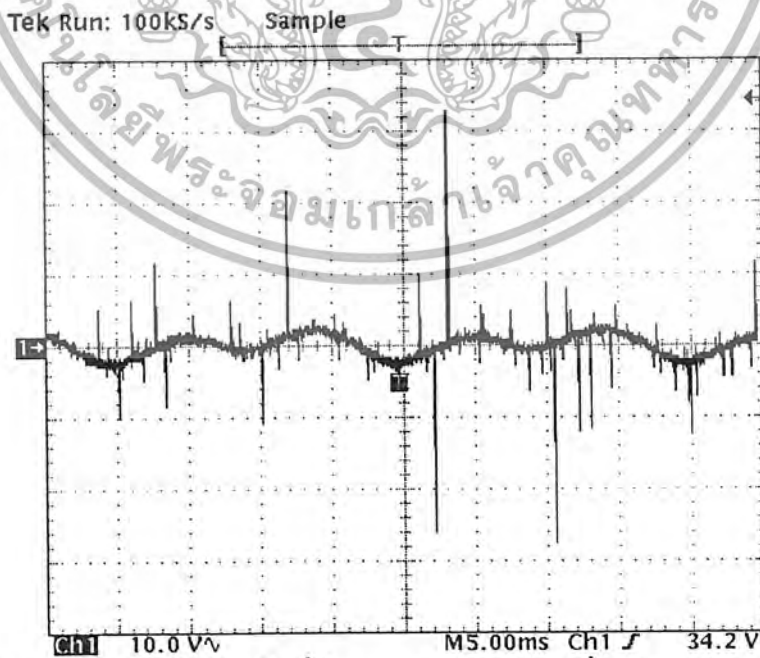


รูปที่ 5.11 การจัดชุดทดลองสำหรับการทดสอบแรงดันไฟฟ้ารีปเปิดที่ด้านขาออก

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.12 แรงดันไฟฟ้ารูปเปิดที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Average current control)



รูปที่ 5.13 แรงดันไฟฟ้ารูปเปิดที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Average current control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

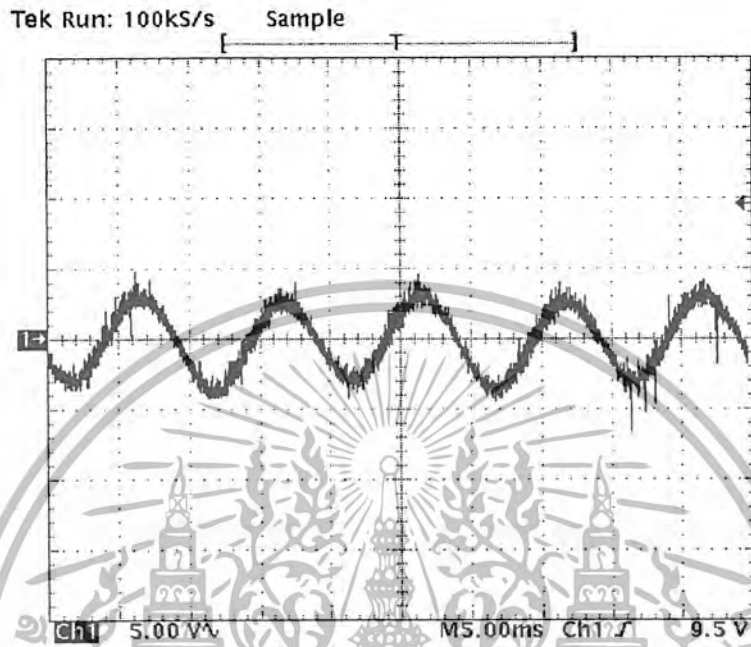
5.4.2 แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

วิธีการทดลอง

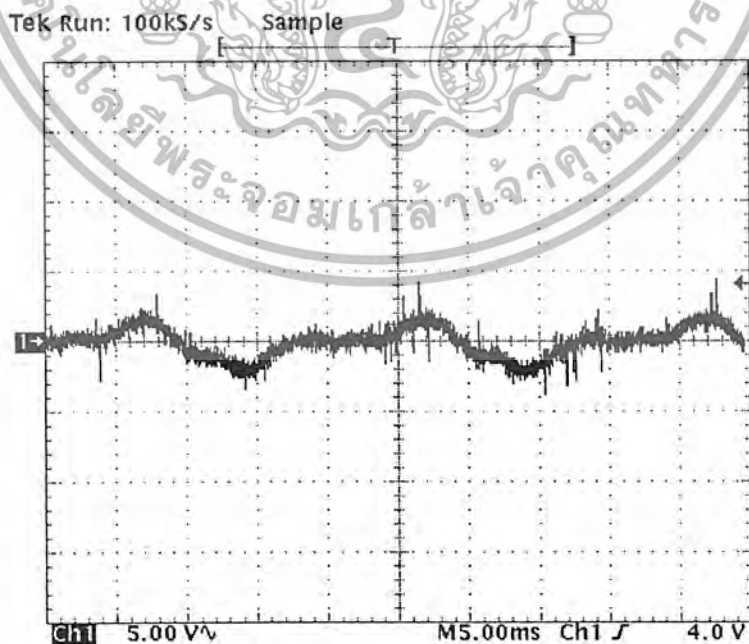
1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.11

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าริปเปิ้ล ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าริปเปิ้ล ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.14 แรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และ กระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Borderline control)



รูปที่ 5.15 แรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และ กระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Borderline control)

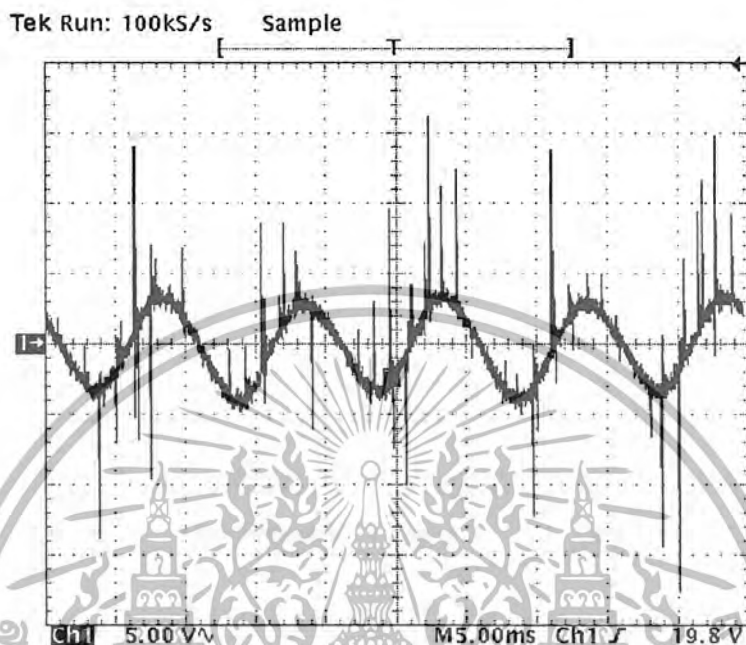
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกมัดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3 แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous current control)

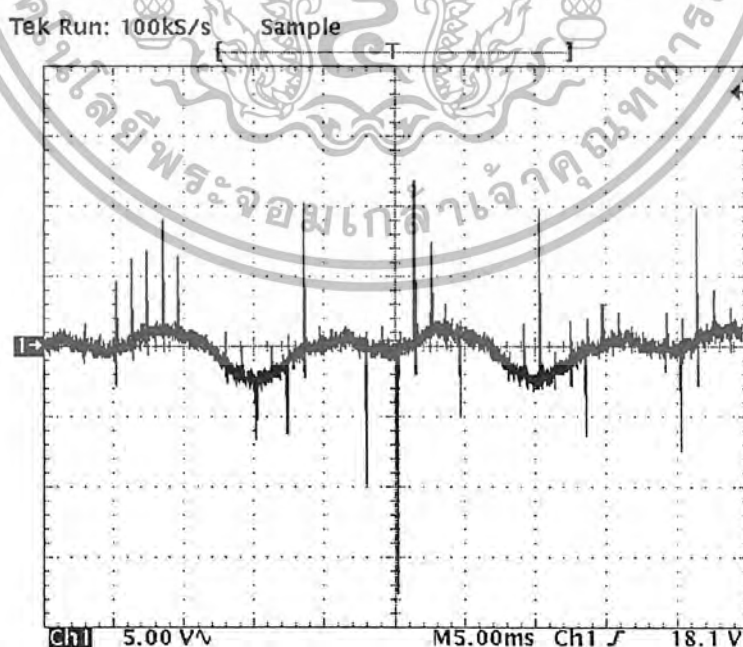
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.11
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปเปิด ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปเปิด ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.16 แรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิลที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับระดับแรงดันไฟฟ้า 90 V และ กระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด (Discontinuous current control)



รูปที่ 5.17 แรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิลที่ด้านขาออกของวงจร ที่ระดับระดับแรงดันไฟฟ้า 240 V และ กระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด (Discontinuous current control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 ค่าตัวประกอบกำลัง

ค่าของตัวประกอบกำลังหลังจากผ่านวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

5.5.1 แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

(Average current control)

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองโดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.4

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม

3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โพลต์ดิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด

4. บันทึกค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด

5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โพลต์ดิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด

6. บันทึกค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยกระแสไฟฟ้า

แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V)	กระแสไฟฟ้าขาออก (A)	ค่าตัวประกอบกำลัง
90	5.656	0.989
240	0.707	0.953

5.5.2 แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง (Borderline control)

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลอง โดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.4

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด
4. บันทึกค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด
5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด
6. บันทึกค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง

แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V)	กระแสไฟฟ้าขาออก (A)	ค่าตัวประกอบกำลัง
90	0.982	0.972
240	0.148	0.731

5.5.3 แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

(Discontinuous current control)

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองโดยต่อ Auto Transformer กับด้านเข้าของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ต่อ DC Power Supply กับวงจรควบคุม ต่อภาระทางไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ใช้ Digital Oscilloscope วัดสัญญาณที่ด้านเข้าของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ Digital Multimeter วัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ด้านขาออกของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ดังรูปที่ 5.4

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม

3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 90 V จาก Auto Transformer ให้กับวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุด

4. บันทึกค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกสูงสุด

5. เพิ่มระดับของแรงดันไฟฟ้าจาก Auto Transformer จนถึงระดับ 240 V และปรับให้โหลดคิ่งกระแสไฟฟ้าต่ำสุด

6. บันทึกค่าตัวประกอบกำลัง ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออกต่ำสุด

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.4 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง

โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V)	กระแสไฟฟ้าขาออก (A)	ค่าตัวประกอบกำลัง
90	1.195	0.983
240	0.120	0.924

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

การทดสอบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในบทที่ผ่านมาแสดงให้เห็นผลดังต่อไปนี้

1. การทำงานก่อนปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังนั้น รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ด้านขาเข้าไม่เป็นคลื่นไซน์ และมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำประมาณ (0.5)
2. เมื่อใช้วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยกระแสไฟฟ้า รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ด้านขาเข้าจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ และมีค่าตัวประกอบกำลังสูงประมาณ (0.9)
3. เมื่อใช้วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยการควบคุมแบบกึ่งกึ่ง รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ด้านขาเข้าจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ และมีค่าตัวประกอบกำลังสูงประมาณ (0.9) แต่ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านขาเข้า 240V รูปคลื่นไซน์ที่ได้จะมีการผิดเพี้ยนเนื่องจากขดลวดตรวจจับกระแสศูนย์ของวงจรไม่ทำงานเป็นบางช่วง
4. เมื่อใช้วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ด้านขาเข้าจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีการผิดเพี้ยน แต่ก็ยังมีค่าตัวประกอบกำลังสูงประมาณ (0.9)
5. แรงดันไฟกระแสตรงทางด้านขาออกของวงจรทุกแบบมีค่า 400 V. และเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันฟ้าริบเปิดความถี่ 100 Hz. ปนอยู่

สรุปได้ว่าวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง สามารถทำให้รูปกระแสทางด้านขาเข้าเป็นคลื่นไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังสูงกว่าเมื่อไม่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

ภาคผนวก ก

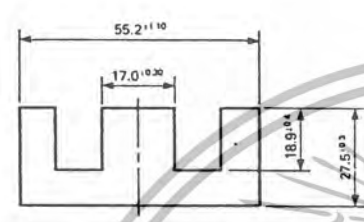
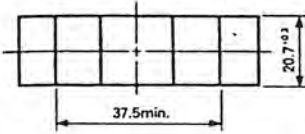
ตารางแทนเฟอไรต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EE55/55A

EE CORES



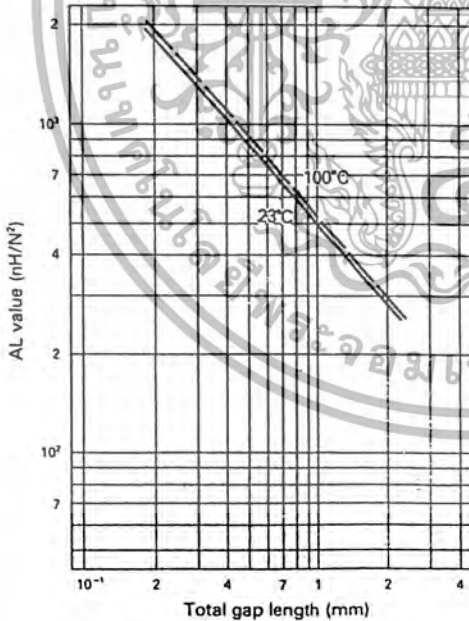
Magnetic Parameter

Core constant	C_1	0.34989 mm ⁻¹
Effective magnetic pass length	ℓ_e	124 mm
Effective cross sectional area	A_e	353 mm ²
Effective core volume	V_e	43700 mm ³
Center leg area	A_c	352 mm ²
Minimum cross sectional area (Center leg)	A_{min}	352 mm ²
Winding area of core	A_w	400 mm ²

Approx. Weight 218 g/pair
Unit: mm

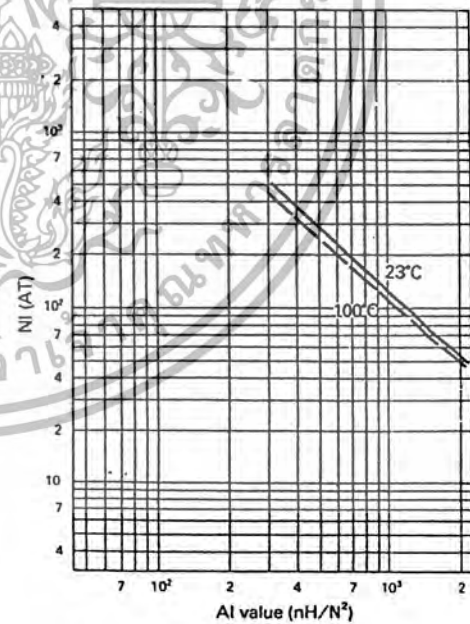
Product code	AL Value (nH/N ²)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
6H20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025-8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



23°C AL = 489.8 × G^{-0.79375} (nH/N²)
 G = 2449.5 × AL^{-1.25963} (mm)
 100°C AL = 507.1 × G^{-0.82765} (nH/N²)
 G = 1852.3 × AL^{-1.20794} (mm)

NI vs. AL value



NI shows the point where the exciting current is 20% away from its extended linear part.

รูปที่ ก.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EE CORES

Shape code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area A_{min} (mm ²)	Window area A_w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	C_1 (mm ⁻¹)	A_o (mm ²)	l_o (mm)	V_o (mm ³)							
EE12.6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

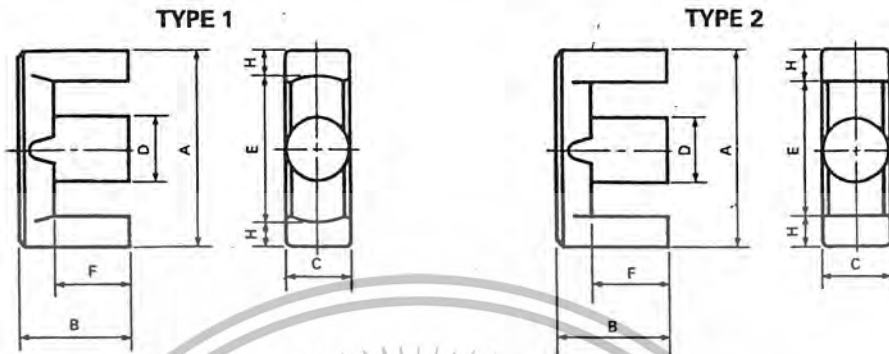
Note: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Summary

EER CORES

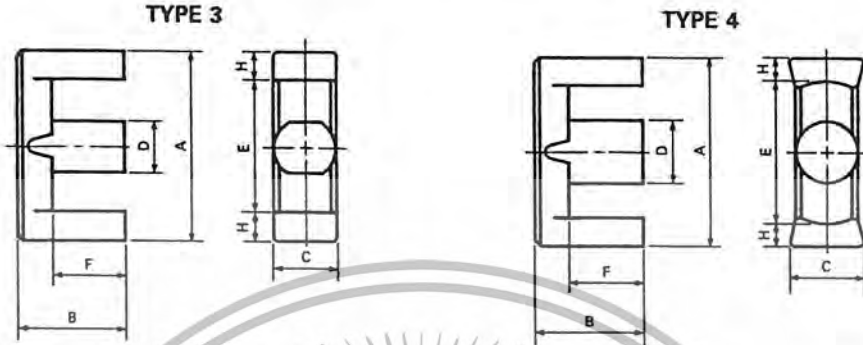


Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C	D	Emin.	F	Hnom.	
EER09/05	1	9.3±0.20	2.30±0.10	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	2.45±0.10	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER19/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.6	8.9±0.20	2.60	
EER26/33	2	26.2±0.40	16.3±0.20	7.20±0.30	7.20±0.30	19.6	12.8±0.20	3.10	
EER28/20	3	28.0±0.40	10.1±0.25	11.9±0.30	8.50±0.20	20.4	6.6±0.20	3.60	
EER28/34	1	28.6±0.50	16.9±0.25	11.4±0.30	9.90±0.20	21.2	12.6±0.30	3.40	
EER29/30	3	29.3±0.40	14.6±0.30	11.9±0.30	8.30±0.20	21.6	11.0±0.20	3.60	
EER29/32	1	29.8±0.80	15.8±0.20	9.50±0.30	9.50±0.30	22.0	11.0±0.30	3.55	ETD29
EER30/26	1	30.1±0.60	13.2±0.35	12.0±0.25	12.0±0.25	20.0	8.3±0.30	4.76	
EER33/33	3	33.0±0.30	16.7±0.35	13.0±0.20	10.5±0.20	23.4	12.0±0.20	4.65	
EER34/35	1	34.2±0.80	17.3±0.20	10.8±0.30	10.8±0.30	25.6	12.1±0.30	3.95	ETD34
EER35/41	1	35.0±0.50	20.7±0.30	11.3±0.25	11.3±0.25	25.6	14.7±0.30	4.43	JIS
EER38/44	1	37.5±0.50	22.0±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	26.5	15.5±0.20	5.25	
EER39/40	1	39.1±0.90	19.8±0.20	12.5±0.30	12.5±0.30	29.3	14.6±0.40	4.50	ETD39
EER39/45	1	39.0±0.40	22.7±0.20	12.8±0.25	12.8±0.25	28.6	17.1±0.20	5.00	JIS
EER40/45	1	40.0±0.70	22.4±0.30	13.3±0.30	13.3±0.30	28.8	15.4±0.30	5.25	JIS
EER42/42	1	42.0±0.50	21.2±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	30.5	15.3±0.30	5.50	JIS
EER42/43	1	42.2±0.90	21.6±0.20	14.7±0.30	14.7±0.30	30.4	16.0±0.40	5.58	
EER42/45	1	42.0±0.60	22.4±0.20	15.5±0.25	15.5±0.25	29.4	15.4±0.30	6.15	
EER42/49	1	42.0±0.50	24.7±0.20	19.6±0.40	17.3±0.25	31.8	18.8±0.30	4.85	
EER44/45	1	44.0±1.00	22.3±0.20	14.9±0.30	14.9±0.30	32.5	16.5±0.40	5.35	ETD44
EER45/38	2	44.0±0.50	19.3±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	31.0	13.3±0.20	6.00	
EER48/41	1	48.0±1.00	20.6±0.60	20.9±0.40	18.0±0.30	37.2	15.0±0.30	5.10	
EER49/49	1	48.7±1.10	24.7±0.20	16.4±0.30	16.4±0.30	36.1	18.1±0.40	5.85	ETD49
EER49/62	1	49.0±0.50	31.2±0.30	17.2±0.25	17.2±0.25	36.4	22.7±0.20	6.00	JIS
EER53/37	1	53.5±1.00	18.3±0.20	17.9±0.40	17.9±0.40	39.8	11.1±0.30	6.43	
EER55/57	4	55.0±0.50	28.4±0.40	24.7±0.40	20.6±0.30	41.7	19.0±0.30	6.40	
EER80/65	2	80.0±0.80	32.5±0.40	20.0±0.50	24.0±0.50	59.2	22.0±0.30	10.0	

ตารางที่ ก.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EER CORES



Shape code	Magnetic parameter				Center leg area A _c (mm ²)	Minimum cross sectional area A _{min} (mm ²)	Window area A _w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	C ₀ (mm ⁻¹)	A ₀ (mm ²)	g ₀ (mm)	V ₀ (mm ³)						
EER09/05	1.7278	7.96	13.8	110	8.81	7.07	B	7.28	0.631	—
EER11/05	1.2353	11.9	14.7	175	13.2	10.3	B	7.48	1.00	—
EER19/24	1.8784	28.1	52.8	1480	24.6	24.6	C	74.8	8.20	—
EER26/33	1.6995	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	—
EER28/20	0.58524	86.3	60.5	4360	87.7	85.7	LB	81.2	21.9	—
EER28/34	0.86800	85.6	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	—
EER29/30	0.80887	85.9	69.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	—
EER29/32	0.92727	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29
EER30/26	0.47976	120	57.4	6860	113	113	C	70.8	35.3	—
EER33/33	0.63188	121	76.3	9210	120	120	C	158	45.6	—
EER34/35	0.81454	97.0	79.0	7670	91.6	91.6	C	188	38.0	30
EER35/41	0.81729	110	80.1	8930	100	100	C	218	52.7	31
EER38/44	0.50604	185	93.6	17300	181	181	C	183	86.5	—
EER39/40	0.74141	125	92.6	11600	123	123	C	257	57.1	32
EER39/45	0.75038	136	102	13900	129	129	C	277	69.7	33
EER40/45	0.63359	155	97.2	14900	139	139	C	249	75.9	34
EER42/42	0.52664	183	86.3	17800	181	179	B	242	92.5	35
EER42/43	0.57274	178	99.0	17100	170	165	B	261	87.7	36
EER42/45	0.48286	202	97.3	19600	189	189	C	219	95.0	—
EER42/49	0.46860	233	109	25400	235	231	B	282	129	—
EER44/45	0.59208	175	103	18100	174	173	B	304	90.8	37
EER45/38	0.51323	178	91.2	16200	181	170	L	223	82.4	—
EER48/41	0.39196	254	99.5	25300	254	251	B	297	126	38
EER49/49	0.53674	231	114	24300	211	211	C	373	128	39
EER49/62	0.55627	242	134	32500	232	230	L	449	167	40
EER53/37	0.35469	255	90.4	23100	252	252	C	252	117	—
EER55/57	0.38039	334	127	42400	334	331	B	410	220	—
EER80/65	0.39587	403	160	64300	394	394	C	792	325	—

Note: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

ตารางที่ ก.2(ต่อ) ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ตารางขนาดลวดตัวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ข.1 ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm ²
44	0.0503	0.06604	0.00199
43	0.0564	0.07366	0.00250
42	0.0633	0.08128	0.00314
41	0.0711	0.09144	0.00397
40	0.0798	0.1041	0.00500
39	0.0897	0.1143	0.00631
38	0.1008	0.1295	0.00799
37	0.1130	0.1448	0.01003
36	0.1270	0.1626	0.0127
35	0.1422	0.1778	0.0159
34	0.1600	0.1981	0.0201
33	0.1803	0.2235	0.0255
32	0.2032	0.2489	0.0324
31	0.2261	0.2743	0.0401
30	0.2540	0.3048	0.0507
29	0.2870	0.3404	0.0647
28	0.3200	0.3759	0.0804
27	0.3607	0.4191	0.1022
26	0.4039	0.4699	0.128
25	0.4547	0.5232	0.162
24	0.5105	0.5817	0.205
23	0.5740	0.6502	0.259
22	0.6426	0.7214	0.324
21	0.7239	0.8052	0.412
20	0.8126	0.8966	0.519

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ข.1 (ต่อ) ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm ²
19	0.9119	1.003	0.653
18	1.024	1.118	0.823
17	1.151	1.247	1.040
16	1.290	1.389	1.308
14	1.628	1.737	2.082
13	1.829	1.943	2.627
12	2.052	2.172	3.308
11	2.304	2.431	4.168
10	2.588	2.720	5.261

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ข้อมูลไอซีต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UC1854
UC2854
UC3854

High Power Factor Preregulator

FEATURES

- Control Boost PWM to 0.99 Power Factor
- Limit Line Current Distortion To <5%
- World-Wide Operation Without Switches
- Feed-Forward Line Regulation
- Average Current-Mode Control
- Low Noise Sensitivity
- Low Start-Up Supply Current
- Fixed-Frequency PWM Drive
- Low-Offset Analog Multiplier/Divider
- 1A Totem-Pole Gate Driver
- Precision Voltage Reference

DESCRIPTION

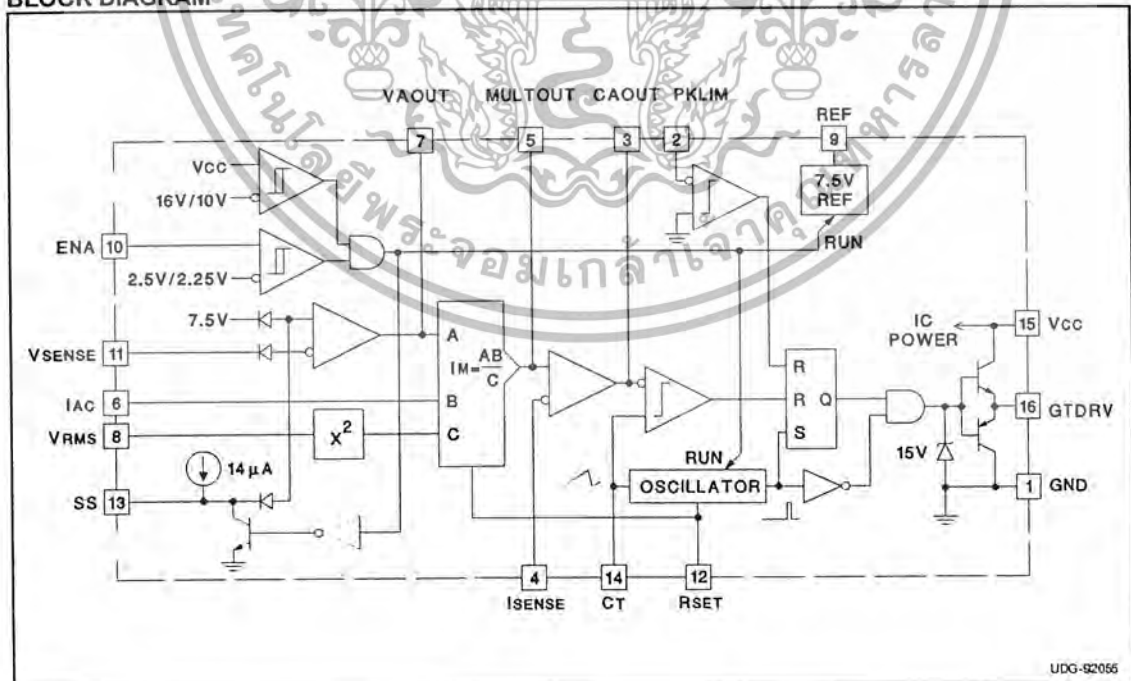
The UC1854 provides active power factor correction for power systems that otherwise would draw non-sinusoidal current from sinusoidal power lines. This device implements all the control functions necessary to build a power supply capable of optimally using available power-line current while minimizing line-current distortion. To do this, the UC1854 contains a voltage amplifier, an analog multiplier/divider, a current amplifier, and a fixed-frequency PWM. In addition, the UC1854 contains a power MOSFET compatible gate driver, 7.5V reference, line anticipator, load-enable comparator, low-supply detector, and over-current comparator.

The UC1854 uses average current-mode control to accomplish fixed-frequency current control with stability and low distortion. Unlike peak current-mode, average current control accurately maintains sinusoidal line current without slope compensation and with minimal response to noise transients.

The UC1854's high reference voltage and high oscillator amplitude minimize noise sensitivity while fast PWM elements permit chopping frequencies above 200kHz. The UC1854 can be used in single and three phase systems with line voltages that vary from 75 to 275 volts and line frequencies across the 50Hz to 400Hz range. To reduce the burden on the circuitry that supplies power to this device, the UC1854 features low starting supply current.

These devices are available packaged in 16-pin plastic and ceramic dual in-line packages, and a variety of surface-mount packages.

BLOCK DIAGRAM



6/98

UDG-92065

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1854
UC2854
UC3854

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage Vcc	35V
GT Drv Current, Continuous	0.5A
GT Drv Current, 50% Duty Cycle	1.5A
Input Voltage, VSENSE, VRMS	11V
Input Voltage, ISENSE, Mult Out	11V
Input Voltage, PKLMT	5V
Input Current, RSET, IAC, PKLMT, ENA	10mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	+300°C

Note 1: All voltages with respect to Gnd (Pin 1).
 Note 2: All currents are positive into the specified terminal.
 Note 3: ENA input is internally clamped to approximately 14V.
 Note 4: Consult Unitrode Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limita-

CONNECTION DIAGRAMS

DIL-16 & SOIC-16
(Top View)
J, N & DW Packages

PLCC-20 & LCC-20
(Top View)
Q & L Packages

PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	PIN
N/C	1
Gnd	2
PKLMT	3
CA Out	4
ISENSE	5
N/C	6
Mult Out	7
IAC	8
VA Out	9
VRMS	10
N/C	11
VREF	12
ENA	13
VSENSE	14
RSET	15
N/C	16
SS	17
CT	18
Vcc	19
GT Drv	20

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, Vcc=18V, RSET=15k to ground, CT=1.5nF to ground, PKLMT=1V, ENA=7.5V, VRMS=1.5V, IAC=100µA, ISENSE=0V, CA Out=3.5V, VA Out=5V, VSENSE=7.5V, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, -55°C<TA<125°C for the UC1854, -40°C<TA<85°C for the UC2854, and 0°C<TA<70°C for the UC3854, and TA=TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OVERALL					
Supply Current, Off	ENA=0V		1.5	2.0	mA
Supply Current, On			10	16	mA
Vcc Turn-On Threshold		14.5	16	17.5	V
Vcc Turn-Off Threshold		9	10	11	V
ENA Threshold, Rising		2.4	2.55	2.7	V
ENA Threshold Hysteresis		0.2	0.25	0.3	V
ENA Input Current	ENA=0V	-5.0	-0.2	5.0	µA
VRMS Input Current	VRMS=5V	-1.0	-0.1	1.0	µA
VOLTAGE AMPLIFIER					
Voltage Amp Offset Voltage	VA Out=5V	-8		8	mV
VSENSE Bias Current		-500	-25	500	nA
Voltage Amp Gain		70	100		dB
Voltage Amp Output Swing			0.5 to 5.8		V
Voltage Amp Short Circuit Current	VA Out=0V	-36	-20	-5	mA
SS Current	SS=2.5V	-20	-14	-6	µA

UC1854
UC2854
UC3854

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, $V_{CC}=18V$, $R_{SET}=15k$ to ground, $C_T=1.5nF$ to ground, $PKLMT=1V$, $ENA=7.5V$, $V_{RMS}=1.5V$, $I_{AC}=100\mu A$, $I_{SENSE}=0V$, $CA\ Out=3.5V$, $VA\ Out=5V$, $V_{SENSE}=7.5V$, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ for the UC1854, $-40^{\circ}C < T_A < 85^{\circ}C$ for the UC2854, and $0^{\circ}C < T_A < 70^{\circ}C$ for the UC3854, and $T_A=T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CURRENT AMPLIFIER					
Current Amp Offset Voltage		-4		4	mV
I_{SENSE} Bias Current		-500	-120	500	nA
Input Range, I_{SENSE} , Mult Out		-0.3 to 2.5			V
Current Amp Gain		80	110		dB
Current Amp Output Swing			0.5 to 16		V
Current Amp Short Circuit Current	CA Out=0V	-36	-20	-5	mA
Current Amp Gain-BW Product	$T_A=25^{\circ}C$ (Note 6)	400	800		kHz
REFERENCE					
Reference Output Voltage	$I_{REF}=0mA$, $T_A=25^{\circ}C$	7.4	7.5	7.6	V
	$I_{REF}=0mA$, Over Temp.	7.35	7.5	7.65	V
V_{REF} Load Regulation	$-10mA < I_{REF} < 0mA$	-15	5	15	mV
V_{REF} Line Regulation	$15V < V_{CC} < 35V$	-10	2	10	mV
V_{REF} Short Circuit Current	REF=0V	-50	-28	-12	mA
MULTIPLIER					
Mult Out Current I_{AC} Limited	$I_{AC}=100\mu A$, $R_{SET}=10k$, $V_{RMS}=1.25V$	-220	-200	-180	μA
Mult Out Current Zero	$I_{AC}=0\mu A$, $R_{SET}=15k$	-2.0	-0.2	2.0	μA
Mult Out Current R_{SET} Limited	$I_{AC}=450\mu A$, $R_{SET}=15k$, $V_{RMS}=1V$, VA Out = 6V	-280	-255	-220	μA
Mult Out Current	$I_{AC}=50\mu A$, $V_{RMS}=2V$, VA=4V	-50	-42	-33	μA
	$I_{AC}=100\mu A$, $V_{RMS}=2V$, VA=2V	-38	-27	-12	μA
	$I_{AC}=200\mu A$, $V_{RMS}=2V$, VA=4V	-165	-150	-105	μA
	$I_{AC}=300\mu A$, $V_{RMS}=1V$, VA=2V	-250	-225	-150	μA
	$I_{AC}=100\mu A$, $V_{RMS}=1V$, VA=2V	-95	-80	-60	μA
Multiplier Gain Constant	(Note 5)		-1.0		V
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency	$R_{SET}=15k$	46	55	62	kHz
	$R_{SET}=8.2k$	86	102	118	kHz
C_T Ramp Peak-to-Valley Amplitude		4.9	5.4	5.9	V
C_T Ramp Valley Voltage		0.8	1.1	1.3	V
GATE DRIVER					
Maximum GT Drv Output Voltage	0mA load on GT Drv, $18V < V_{CC} < 35V$	13	14.5	18	V
GT Drv Output Voltage High	-200mA load on GT Drv, $V_{CC}=15V$	12	12.8		V
GT Drv Output Voltage Low, Off	$V_{CC}=0V$, 50mA load on GT Drv		0.9	1.5	V
GT Drv Output Voltage Low	200mA load on GT Drv		1.0	2.2	V
	10mA load on GT Drv		0.1	0.4	V
Peak GT Drv Current	10nF from GT Drv to Gnd		1.0		A
GT Drv Rise/Fall Time	1nF from GT Drv to Gnd		35		ns
GT Drv Maximum Duty Cycle	VCA Out=7V		95		%
CURRENT LIMIT					
PKLMT Offset Voltage		-10		10	mV
PKLMT Input Current	PKLMT=-0.1V	-200	-100		μA
PKLMT to GT Drv Delay	PKLMT falling from 50mV to -50mV		175		ns

Note 5: Multiplier Gain Constant (k) is defined by: $I_{Mult\ Out} = \frac{k \times I_{AC} \times (VA\ Out - 1)}{V_{RMS}^2}$

Note 6: Guaranteed by design. Not 100% tested in production.

UC1854
UC2854
UC3854

PIN DESCRIPTIONS (Pin Numbers Refer to DIL Packages)

Gnd (Pin 1) (ground): All voltages are measured with respect to Gnd. Vcc and REF should be bypassed directly to Gnd with an 0.1µF or larger ceramic capacitor. The timing capacitor discharge current also returns to this pin, so the lead from the oscillator timing capacitor to Gnd should also be as short and as direct as possible.

PKLMT (Pin 2) (peak limit): The threshold for PKLMT is 0.0V. Connect this input to the negative voltage on the current sense resistor as shown in Figure 1. Use a resistor to REF to offset the negative current sense signal up to Gnd.

CA Out (Pin 3) (current amplifier output): This is the output of a wide-bandwidth op amp that senses line current and commands the pulse width modulator (PWM) to force the correct current. This output can swing close to Gnd, allowing the PWM to force zero duty cycle when necessary. The current amplifier will remain active even if the IC is disabled. The current amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

ISENSE (Pin 4) (current sense minus): This is the inverting input to the current amplifier. This input and the non-inverting input Mult Out remain functional down to and below Gnd. Care should be taken to avoid taking these inputs below -0.5V, because they are protected with diodes to Gnd.

Mult Out (Pin 5) (multiplier output and current sense plus): The output of the analog multiplier and the non-inverting input of the current amplifier are connected together at Mult Out. The cautions about taking ISENSE below -0.5V also apply to Mult Out. As the multiplier output is a current, this is a high impedance input similar to ISENSE, so the current amplifier can be configured as a differential amplifier to reject Gnd noise. Figure 1 shows an example of using the current amplifier differentially.

IAC (Pin 6) (input AC current): This input to the analog multiplier is a current. The multiplier is tailored for very low distortion from this current input (IAC) to Mult Out, so this is the only multiplier input that should be used for sensing instantaneous line voltage. The nominal voltage on IAC is 6V, so in addition to a resistor from IAC to rectified 60Hz, connect a resistor from IAC to REF. If the resistor to REF is one fourth of the value of the resistor to the rectifier, then the 6V offset will be cancelled, and the line current will have minimal cross-over distortion.

VA Out (Pin 7) (voltage amplifier output): This is the output of the op amp that regulates output voltage. Like the current amplifier, the voltage amplifier will stay active even if the IC is disabled with either ENA or Vcc. This means that large feedback capacitors across the amplifier will stay charged through momentary disable cycles. Voltage amplifier output levels below 1V will inhibit multiplier output. The voltage amplifier output is internally limited to approximately 5.8V to prevent overshoot. The voltage amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

VRMS (Pin 8) (RMS line voltage): The output of a boost PWM is proportional to the input voltage, so when the line voltage into a low-bandwidth boost PWM voltage regulator changes, the output will change immediately and slowly recover to the regulated level. For these devices, the VRMS input compensates for line voltage changes if it is connected to a voltage proportional to the RMS input line voltage. For best control, the VRMS voltage should stay between 1.5V and 3.5V.

REF (Pin 9) (voltage reference output): REF is the output of an accurate 7.5V voltage reference. This output is capable of delivering 10mA to peripheral circuitry and is internally short circuit current limited. REF is disabled and will remain at 0V when Vcc is low or when ENA is low. Bypass REF to Gnd with an 0.1µF or larger ceramic capacitor for best stability.

ENA (Pin 10) (enable): ENA is a logic input that will enable the PWM output, voltage reference, and oscillator. ENA also will release the soft start clamp, allowing SS to rise. When unused, connect ENA to a +5V supply or pull ENA high with a 22k resistor. The ENA pin is not intended to be used as a high speed shutdown to the PWM output.

VSENSE (Pin 11) (voltage amplifier inverting input): This is normally connected to a feedback network and to the boost converter output through a divider network.

RSET (Pin 12) (oscillator charging current and multiplier limit set): A resistor from RSET to ground will program oscillator charging current and maximum multiplier output. Multiplier output current will not exceed 3.75V divided by the resistor from RSET to ground.

SS (Pin 13) (soft start): SS will remain at Gnd as long as the IC is disabled or Vcc is too low. SS will pull up to over 8V by an internal 14µA current source when both Vcc becomes valid and the IC is enabled. SS will act as the reference input to the voltage amplifier if SS is below REF. With a large capacitor from SS to Gnd, the reference to the voltage regulating amplifier will rise slowly, and increase the PWM duty cycle slowly. In the event of a disable command or a supply dropout, SS will quickly discharge to ground and disable the PWM.

CT (Pin 14) (oscillator timing capacitor): A capacitor from CT to Gnd will set the PWM oscillator frequency according to this relationship:

$$F = \frac{1.25}{R_{SET} \times C_T}$$

Vcc (Pin 15) (positive supply voltage): Connect Vcc to a stable source of at least 20mA above 17V for normal operation. Also bypass Vcc directly to Gnd to absorb supply current spikes required to charge external MOSFET gate capacitances. To prevent inadequate GT Drv signals, these devices will be inhibited unless Vcc exceeds the upper under-voltage lockout threshold and remains above the lower threshold.

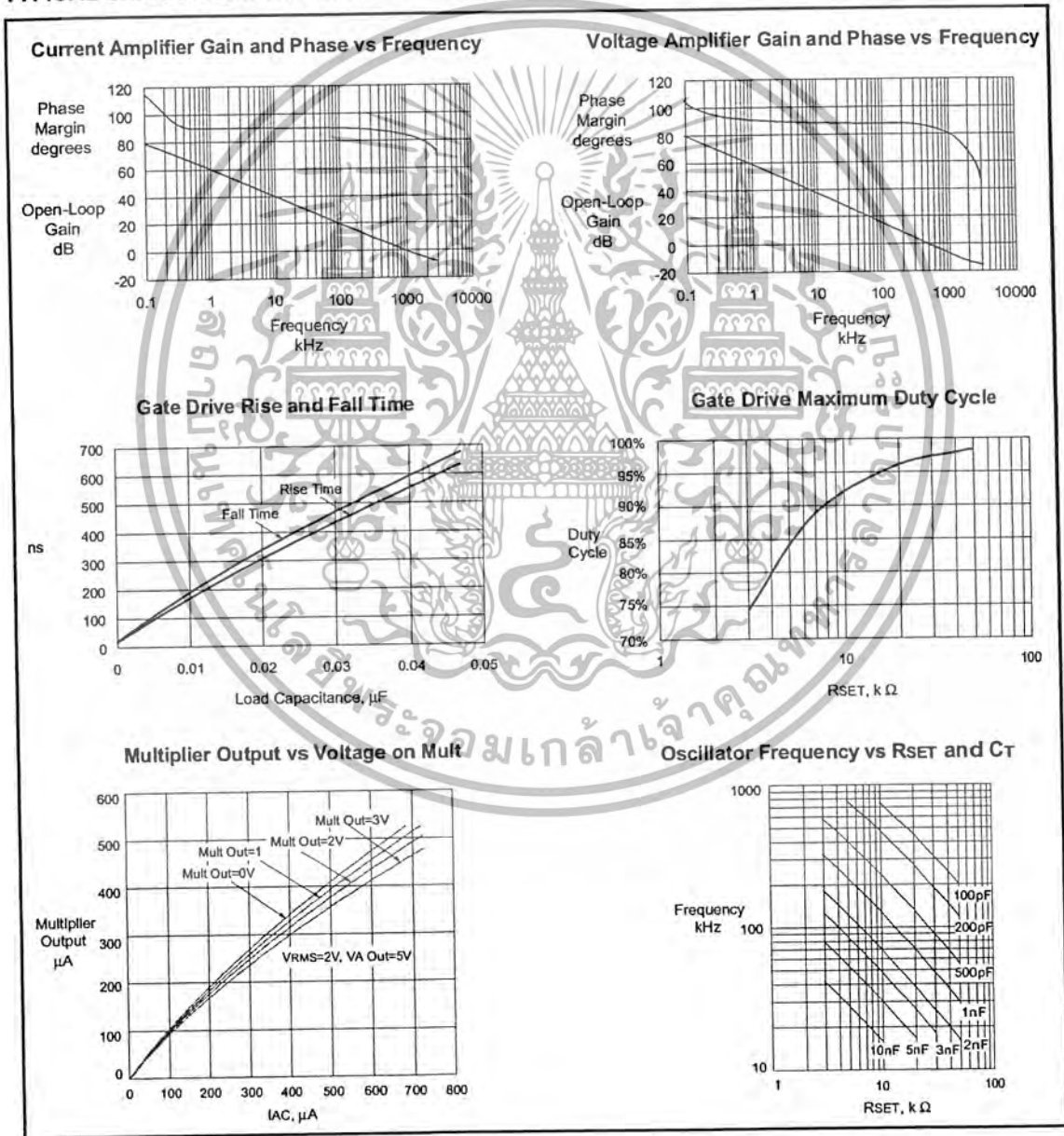
UC1854
UC2854
UC3854

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

GT Drv (Pin 16) (gate drive): The output of the PWM is a totem pole MOSFET gate driver on GT Drv. This output is internally clamped to 15V so that the IC can be operated with Vcc as high as 35V. Use a series gate resistor of at least 5 ohms to prevent interaction between the gate im-

pedance and the GT Drv output driver that might cause the GT Drv output to overshoot excessively. Some overshoot of the GT Drv output is always expected when driving a capacitive load.

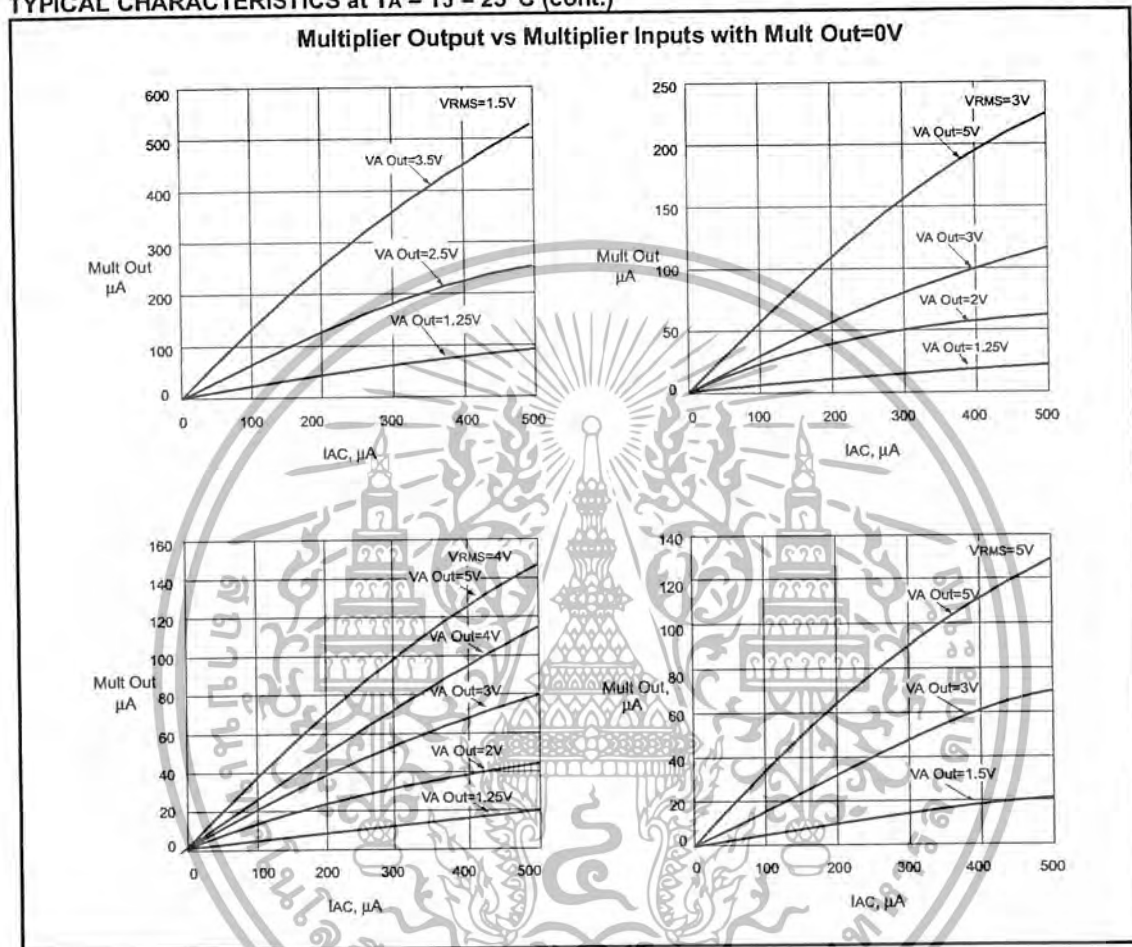
TYPICAL CHARACTERISTICS at TA = TJ = 25°C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1854
UC2854
UC3854

TYPICAL CHARACTERISTICS at TA = TJ = 25°C (cont.)



APPLICATIONS INFORMATION

A 250W PREREGULATOR

The circuit of Figure 1 shows a typical application of the UC3854 as a preregulator with high power factor and efficiency. The assembly consists of two distinct parts, the control circuit centering on the UC3854 and the power section.

The power section is a "boost" converter, with the inductor operating in the continuous mode. In this mode, the duty cycle is dependent on the ratio between input and output voltages; also, the input current has low switching frequency ripple, which means that the line noise is low. Furthermore, the output voltage must be higher than the peak value of the highest expected AC line voltage, and all components must be rated accordingly.

In the control section, the UC3854 provides PWM pulses (GT Drv, Pin 16) to the power MOSFET gate. The duty

cycle of this output is simultaneously controlled by four separate inputs to the chip:

INPUT	PIN #	FUNCTION
VSENSE.....	11	Output DC Voltage
IAC.....	6	Line Voltage Waveform
ISENSE/Mult Out.....	4/5	Line Current
VRMS.....	8	RMS Line Voltage

Additional controls of an auxiliary nature are provided. They are intended to protect the switching power MOSFETS from certain transient conditions, as follows:

INPUT	PIN #	FUNCTION
ENA.....	10	Start-Up Delay
SS.....	13	Soft Start
PKLIM.....	2	Maximum Current Limit

UC1854
UC2854
UC3854

APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

PROTECTION INPUTS

ENA (Enable): The ENA input must reach 2.5 volts before the REF and GT Drv outputs are enabled. This provides a means to shut down the gate in case of trouble, or to add a time delay at power up. A hysteresis gap of 200mV is provided at this terminal to prevent erratic operation. Undervoltage protection is provided directly at pin 15, where the on/off thresholds are 16V and 10V. If the ENA input is unused, it should be pulled up to Vcc through a current limiting resistor of 100k.

SS (Soft start): The voltage at pin 13 (SS) can reduce the reference voltage used by the error amplifier to regulate the output DC voltage. With pin 13 open, the reference voltage is typically 7.5V. An internal current source delivers approximately -14μA from pin 13. Thus a capacitor connected between that pin and ground will charge linearly from zero to 7.5V in 0.54C seconds, with C expressed in microfarads.

PKLIM (Peak current limit): Use pin 2 to establish the highest value of current to be controlled by the power MOSFET. With the resistor divider values shown in Figure 1, the 0.0V threshold at pin 2 is reached when the voltage drop across the 0.25 ohm current sense resistor is $7.5V \times 2k/10k = 1.5V$, corresponding to 6A. A bypass capacitor from pin 2 to ground is recommended to filter out very high frequency noise.

CONTROL INPUTS

VSENSE (Output DC voltage sense): The threshold voltage for the VSENSE input is 7.5V and the input bias current is typically 50nA. The values shown in Figure 1 are for an output voltage of 400V DC. In this circuit, the voltage amplifier operates with a constant low frequency gain for minimum output excursions. The 47nF feedback capacitor places a 15Hz pole in the voltage loop that prevents 120Hz ripple from propagating to the input current.

IAC (Line waveform): In order to force the line current waveshape to follow the line voltage, a sample of the power line voltage in waveform is introduced at pin 6. This signal is multiplied by the output of the voltage amplifier in the internal multiplier to generate a reference signal for the current control loop.

This input is not a voltage, but a current (hence IAC). It is set up by the 220k and 910k resistive divider (see Figure 1). The voltage at pin 6 is internally held at 6V, and the two resistors are chosen so that the current flowing into pin 6 varies from zero (at each zero crossing) to about 400μA at the peak of the waveshape. The following formulas were used to calculate these resistors:

$$R_{AC} = \frac{V_{pk}}{I_{ACpk}} = \frac{260VAC \times \sqrt{2}}{400\mu A} = 910k$$

$$R_{REF} = \frac{R_{AC}}{4} = 220k$$

(where Vpk is the peak line voltage)

ISENSE/Mult Out (Line current): The voltage drop across the 0.25 ohm current-sense resistor is applied to pins 4 and 5 as shown. The current-sense amplifier also operates with high low-frequency gain, but unlike the voltage amplifier, it is set up to give the current-control loop a very wide bandwidth. This enables the line current to follow the line voltage as closely as possible. In the present example, this amplifier has a zero at about 500Hz, and a gain of about 18dB thereafter.

VRMS (RMS line voltage): An important feature of the UC3854 preregulator is that it can operate with a three-to-one range of input line voltages, covering everything from low line in the US (85VAC) to high line in Europe (255VAC). This is done using line feedforward, which keeps the input power constant with varying input voltage (assuming constant load power). To do this, the multiplier divides the line current by the square of the RMS value of the line voltage. The voltage applied to pin 8, proportional to the average of the rectified line voltage (and proportional to the RMS value), is squared in the UC3854, and then used as a divisor by the multiplier block. The multiplier output, at pin 5, is a current that increases with the current at pin 6 and the voltage at pins 7, and decreases with the square of the voltage at pin 8.

PWM FREQUENCY: The PWM oscillator frequency in Figure 1 is 100kHz. This value is determined by CT at pin 14 and RSET at pin 12. RSET should be chosen first because it affects the maximum value of IMULT according to the equation:

$$I_{MULTMAX} = \frac{-3.75V}{R_{SET}}$$

This effectively sets a maximum PWM-controlled current. With RSET=15k,

$$I_{MULTMAX} = \frac{-3.75V}{15k} = -250\mu A$$

Also note that the multiplier output current will never exceed twice IAC.

With the 4k resistor from Mult Out to the 0.25 ohm current sense resistor, the maximum current in the current sense resistor will be

$$I_{MAX} = \frac{-I_{MULTMAX} \times 4k}{0.25\Omega} = -4A$$

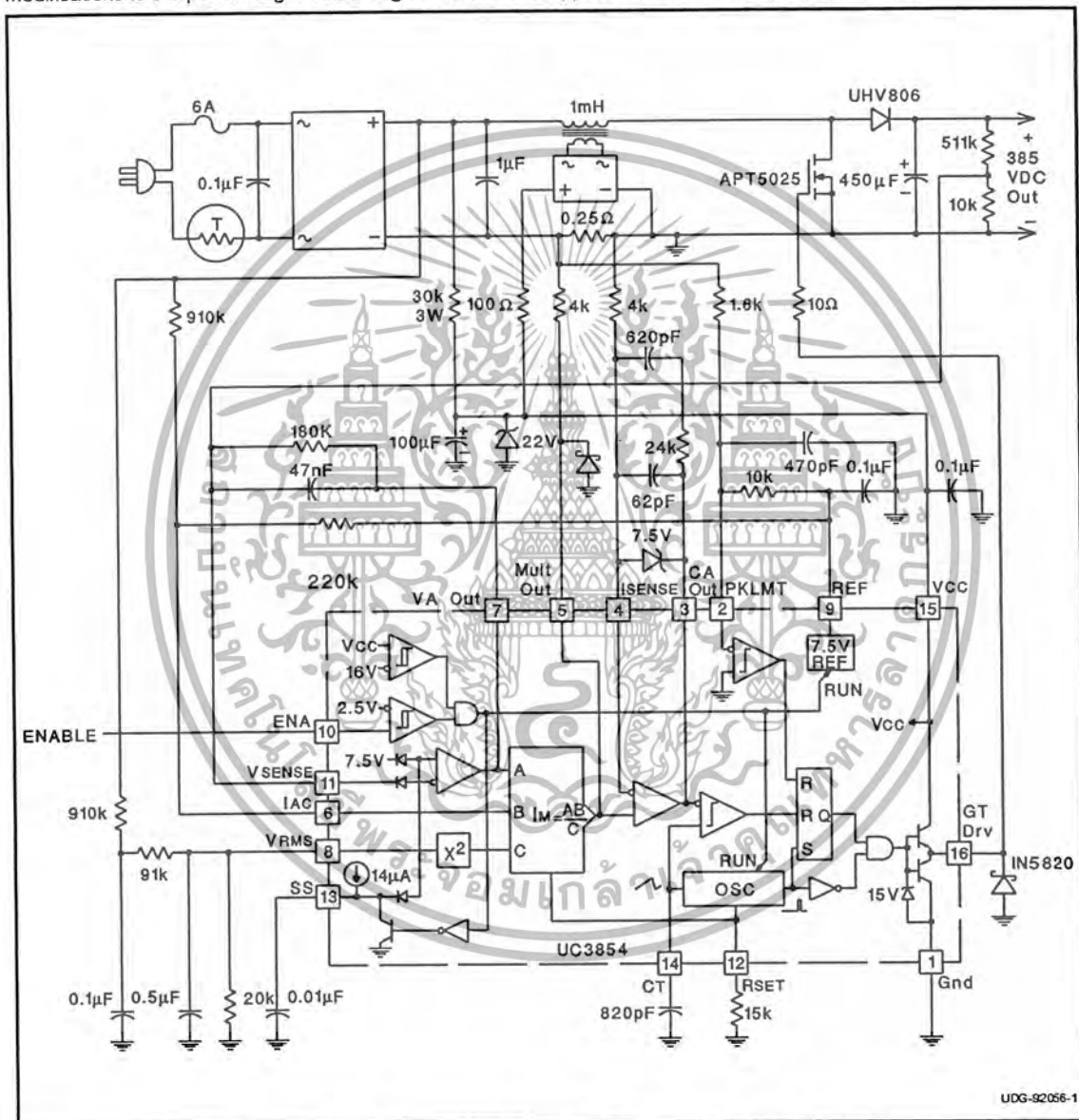
Having thus selected RSET, the current sense resistor, and the resistor from Mult Out to the current sense resistor, calculate CT for the desired PWM oscillator frequency from the equation

$$C_T = \frac{1.25}{F \times R_{SET}}$$

UC1854
UC2854
UC3854

FIGURE 1 - Typical Application

This diagram depicts a complete 250 Watt Preregulator. At full load, this preregulator will exhibit a power factor of 0.99 at any power line voltage between 80 and 260 VRMS. This same circuit can be used at higher power levels with minor modifications to the power stage. See Design Note 39B and Application Note U-134 for further details.



NOTE: Boost Inductor can be fabricated with ARNOLD MPP toroidal core part number A-43831-2, using a 55 turn primary and a 13 turn secondary.

UNITRODE CORPORATION
7 CONTINENTAL BLVD. • MERRIMACK, NH 03054
TEL. (603) 424-2410 0 FAX (603) 424-3460

These products contain patented circuitry and are sold under license from Pioneer Magnetics, Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. **Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.**

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

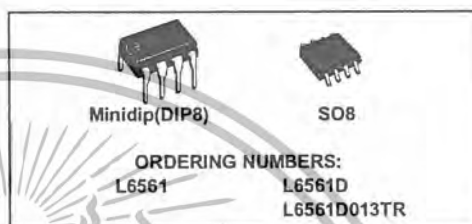
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



L6561

POWER FACTOR CORRECTOR

- VERY PRECISE ADJUSTABLE OUTPUT OVERVOLTAGE PROTECTION
- MICRO POWER START-UP CURRENT (50µA TYP.)
- VERY LOW OPERATING SUPPLY CURRENT (4mA TYP.)
- INTERNAL START-UP TIMER
- CURRENT SENSE FILTER ON CHIP
- DISABLE FUNCTION
- 1% PRECISION (@ $T_j = 25^\circ\text{C}$) INTERNAL REFERENCE VOLTAGE
- TRANSITION MODE OPERATION
- TOTEM POLE OUTPUT CURRENT: $\pm 400\text{mA}$
- DIP8/SO8 PACKAGES



DESCRIPTION

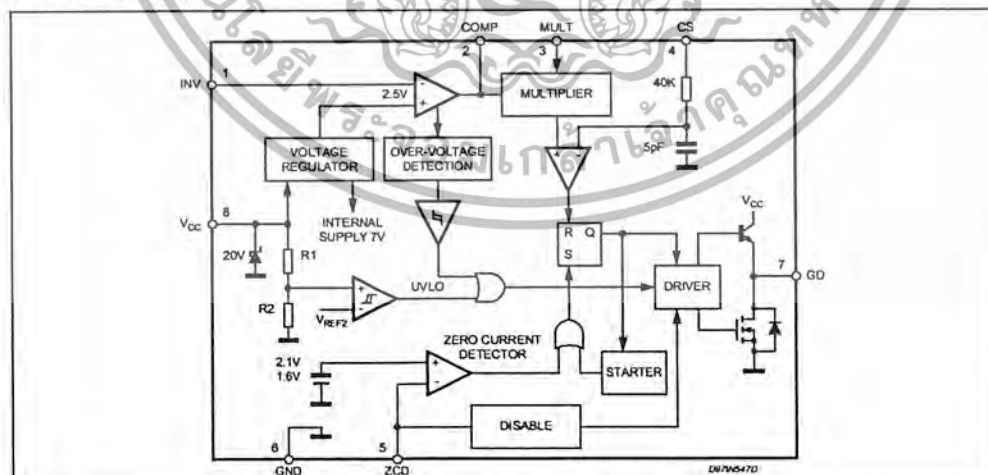
L6561 is the improved version of the L6560 standard Power Factor Corrector. Fully compatible with the standard version, it has a superior performant multiplier making the device capable of working in wide input voltage range applications (from 85V to 265V) with an excellent THD. Furthermore the start up current has been reduced at few tens of μA and a disable function has been implemented on the ZCD pin, guaranteeing lower current

consumption in stand by mode. Realised in mixed BCD technology, the chip gives the following benefits:

- micro power start up current
- 1% precision internal reference voltage ($T_j = 25^\circ\text{C}$)
- Soft Output Over Voltage Protection
- no need for external low pass filter on the current sense
- very low operating quiescent current minimises power dissipation

The totem pole output stage is capable of driving a Power MOS or IGBT with source and sink currents of $\pm 400\text{mA}$. The device is operating in transition mode and it is optimised for Electronic Lamp Ballast application, AC-DC adaptors and SMPS.

BLOCK DIAGRAM



June 2003

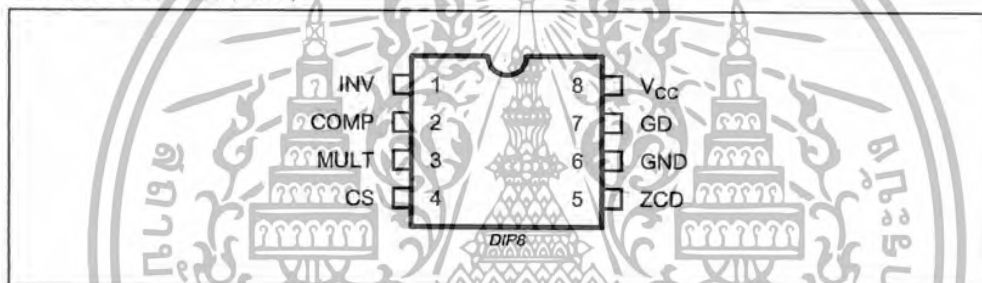
1/12

L6561

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Pin	Parameter	Value	Unit
I_{VCC}	8	$I_q + I_Z$; ($I_{GD} = 0$)	30	mA
I_{GD}	7	Output Totem Pole Peak Current ($2\mu s$)	± 700	mA
INV, COMP MULT	1, 2, 3	Analog Inputs & Outputs	-0.3 to 7	V
CS	4	Current Sense Input	-0.3 to 7	V
ZCD	5	Zero Current Detector	50 (source) -10 (sink)	mA mA
P_{tot}		Power Dissipation @ $T_{amb} = 50^\circ C$	1 0.65	W W
T_J		Junction Temperature Operating Range	-40 to 150	$^\circ C$
T_{stg}		Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ C$

PIN CONNECTION (Top view)



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO 8	MINIDIP	Unit
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction to ambient	150	100	$^\circ C/W$

PIN DESCRIPTION

N.	Name	Function
1	INV	Inverting input of the error amplifier. A resistive divider is connected between the output regulated voltage and this point, to provide voltage feedback.
2	COMP	Output of error amplifier. A feedback compensation network is placed between this pin and the INV pin.
3	MULT	Input of the multiplier stage. A resistive divider connects to this pin the rectified mains. A voltage signal, proportional to the rectified mains, appears on this pin.
4	CS	Input to the comparator of the control loop. The current is sensed by a resistor and the resulting voltage is applied to this pin.
5	ZCD	Zero current detection input. If it is connected to GND, the device is disabled.
6	GND	Current return for driver and control circuits.
7	GD	Gate driver output. A push pull output stage is able to drive the Power MOS with peak current of 400mA (source and sink).
8	VCC	Supply voltage of driver and control circuits.

L6561

ELECTRICAL CHARACTERISTICS(V_{CC} = 14.5V; T_{amb} = -25°C to 125°C; unless otherwise specified)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
SUPPLY VOLTAGE SECTION							
V _{CC}	8	Operating Range	after turn-on	11		18	V
V _{CC ON}	8	Turn-on Threshold		11	12	13	V
V _{CC OFF}	8	Turn-off Threshold		8.7	9.5	10.3	V
Hys	8	Hysteresis		2.2	2.5	2.8	V
SUPPLY CURRENT SECTION							
I _{START-U}	8	Start-up Current	before turn-on (V _{CC} = 11V)	20	50	90	μA
I _q	8	Quiescent Current			2.6	4	mA
I _{CC}	8	Operating Supply Current	C _L = 1nF @ 70KHz in QVP condition V _{pin1} = 2.7V		4	5.5	mA
I _q	8	Quiescent Current	V _{PINS} ≤ 150mV, V _{CC} > V _{CC OFF}		1.4	2.1	mA
	8		V _{PINS} ≤ 150mV, V _{CC} < V _{CC OFF}	20	50	90	μA
V _Z	8	Zener Voltage	I _{CC} = 25mA	18	20	22	V
ERROR AMPLIFIER SECTION							
V _{INV}	1	Voltage Feedback Input Threshold	T _{amb} = 25°C 12V < V _{CC} < 18V	2.465 2.44	2.5	2.535 2.56	V
		Line Regulation	V _{CC} = 12 to 18V		2	5	mV
I _{INV}	1	Input Bias Current			-0.1	-1	μA
G _v		Voltage Gain	Open loop	60	80		dB
GB		Gain Bandwidth			1		MHz
I _{COMP}	2	Source Current	V _{COMP} = 4V, V _{INV} = 2.4V	-2	-4	-6	mA
		Sink Current	V _{COMP} = 4V, V _{INV} = 2.6V	2.5	4.5		mA
V _{COMP}	2	Upper Clamp Voltage	I _{SOURCE} = 0.5mA		5.8		V
		Lower Clamp Voltage	I _{SINK} = 0.5mA		2.25		V
MULTIPLIER SECTION							
V _{MULT}	3	Linear Operating Voltage		0 to 3	0 to 3.5		V
$\frac{\Delta V_{CS}}{\Delta V_{mult}}$		Output Max. Slope	V _{MULT} = from 0V to 0.5V V _{COMP} = Upper Clamp Voltage	1.65	1.9		
K		Gain	V _{MULT} = 1V, V _{COMP} = 4V	0.45	0.6	0.75	1/V
CURRENT SENSE COMPARATOR							
V _{CS}	4	Current Sense Reference Clamp	V _{MULT} = 2.5V V _{COMP} = Upper Clamp Voltage	1.6	1.7	1.8	V
I _{CS}	4	Input Bias Current	V _{CS} = 0		-0.05	-1	μA
t _d (H-L)	4	Delay to Output			200	450	ns
	4	Current Sense Offset			0	15	mV
ZERO CURRENT DETECTOR							
V _{ZCD}	5	Input Threshold Voltage Rising Edge	(1)		2.1		V
		Hysteresis	(1)	0.3	0.5	0.7	V
V _{ZCD}	5	Upper Clamp Voltage	I _{ZCD} = 20μA	4.5	5.1	5.9	V
V _{ZCD}	5	Upper Clamp Voltage	I _{ZCD} = 3mA	4.7	5.2	6.1	V



3/12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L6561

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)(V_{CC} = 14.5V; T_{amb} = -25°C to 125°C; unless otherwise specified)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{ZCD}	5	Lower Clamp Voltage	I _{ZCD} = -3mA	0.3	0.65	1	V
I _{ZCD}	5	Sink Bias Current	1V ≤ V _{ZCD} ≤ 4.5V		2		μA
I _{ZCD}	5	Source Current Capability		-3		-10	mA
I _{ZCD}	5	Sink Current Capability		3		10	mA
V _{DIS}	5	Disable threshold		150	200	250	mV
I _{ZCD}	5	Restart Current After Disable	V _{ZCD} < V _{DIS} ; V _{CC} > V _{CCOFF}	-100	-200	-300	μA
OUTPUT SECTION							
V _{GD}	7	Dropout Voltage	I _{GDsource} = 200mA		1.2	2	V
			I _{GDsource} = 20mA		0.7	1	V
			I _{GDsink} = 200mA			1.5	V
			I _{GDsink} = 20mA			0.3	V
t _r	7	Output Voltage Rise Time	C _L = 1nF		40	100	ns
t _f	7	Output Voltage Fall Time	C _L = 1nF		40	100	ns
I _{GD off}	7	IGD Sink Current	V _{CC} = 3.5V V _{GD} = 1V	5	10	-	mA
OUTPUT OVERVOLTAGE SECTION							
I _{OVP}	2	OVP Triggering Current		35	40	45	μA
		Static OVP Threshold		2.1	2.25	2.4	V
RESTART TIMER							
I _{START}		Start Timer		70	150	400	μs

(1) Parameter guaranteed by design, not tested in production.

OVER VOLTAGE PROTECTION OVP

The output voltage is expected to be kept by the operation of the PFC circuit close to its nominal value. This is set by the ratio of the two external resistors R1 and R2 (see fig. 2), taking into consideration that the non inverting input of the error amplifier is biased inside the L6561 at 2.5V.

In steady state conditions, the current through R1 and R2 is:

$$I_{R1sc} = \frac{V_{out} - 2.5}{R1} = I_{R2} = \frac{2.5V}{R2}$$

and, if the external compensation network is made only with a capacitor C_{comp}, the current through C_{comp} equals zero. When the output voltage increases abruptly the current through R1 becomes:

$$I_{R1} = \frac{V_{outsc} + \Delta V_{out} - 2.5}{R1} = I_{R1sc} + \Delta I_{R1}$$

Since the current through R2 does not change, ΔI_{R1} must flow through the capacitor C_{comp} and enter the error amplifier.

This current is monitored inside the L6561 and when reaches about 37μA the output voltage of the multiplier is forced to decrease, thus reducing the energy drawn from the mains. If the current exceeds 40μA, the OVP protection is triggered (Dynamic OVP), and the external power transistor is switched off until the current falls approximately below 10μA.

However, if the overvoltage persists, an internal comparator (Static OVP) confirms the OVP condition keeping the external power switch turned off (see fig. 1). Finally, the overvoltage that triggers the OVP function is:

$$\Delta V_{out} = R1 \cdot 40\mu A.$$

L6561

Typical values for R₁, R₂ and C are shown in the application circuits. The overvoltage can be set independently from the average output voltage. The precision in setting the overvoltage threshold is 7% of the overvoltage value (for instance $\Delta V = 60V \pm 4.2V$).

Disable function

The zero current detector (ZCD) pin can be used for device disabling as well. By grounding the ZCD voltage the device is disabled reducing the supply current consumption at 1.4mA typical (@ 14.5V supply voltage).

Releasing the ZCD pin the internal start-up timer will restart the device.

Figure 1.

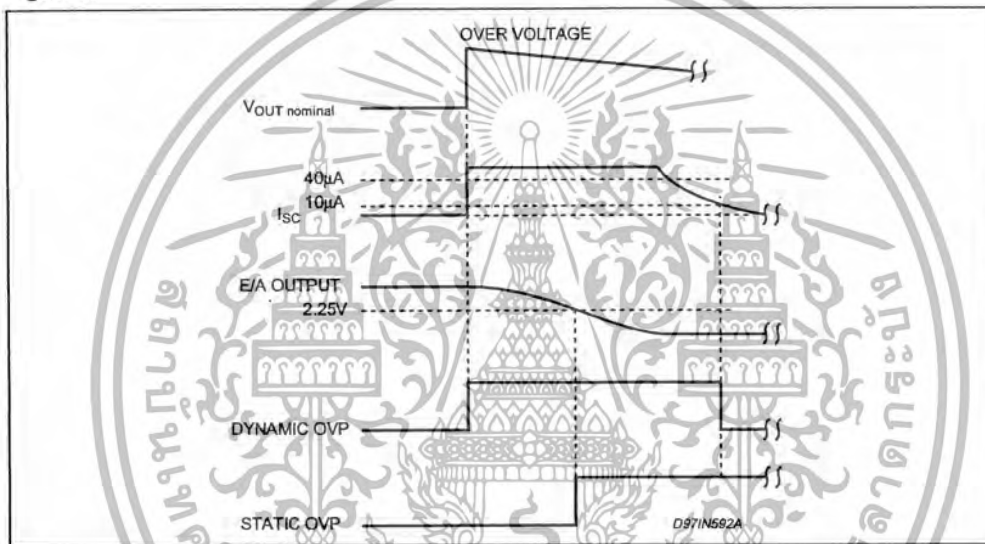
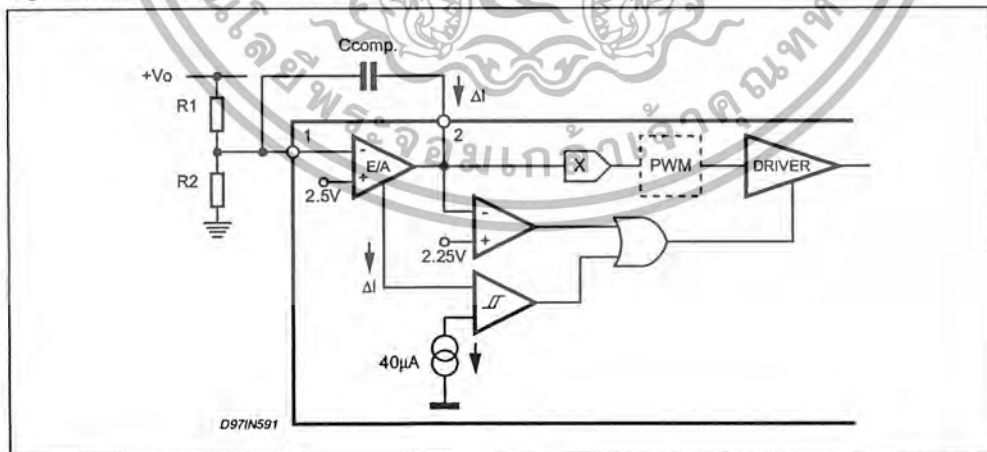


Figure 2. Overvoltage Protection Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L6561

Figure 3. Typical Application Circuit (80W, 110VAC)

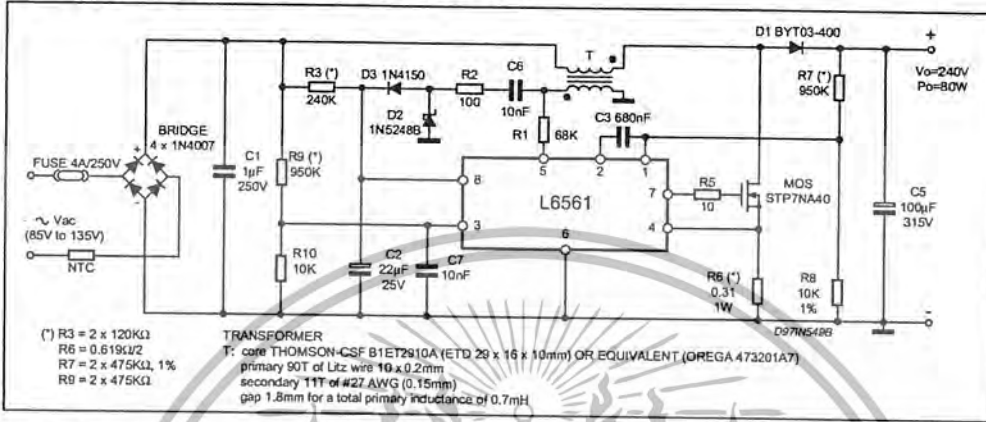


Figure 4. Typical Application Circuit (120W, 220VAC)

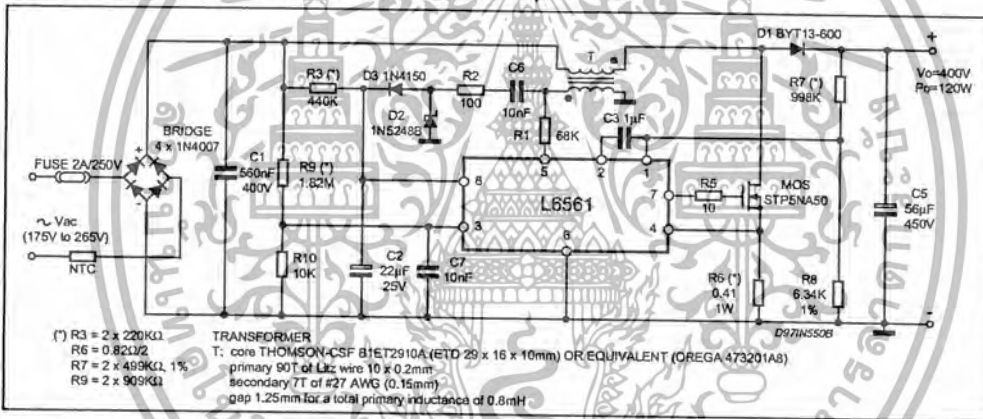
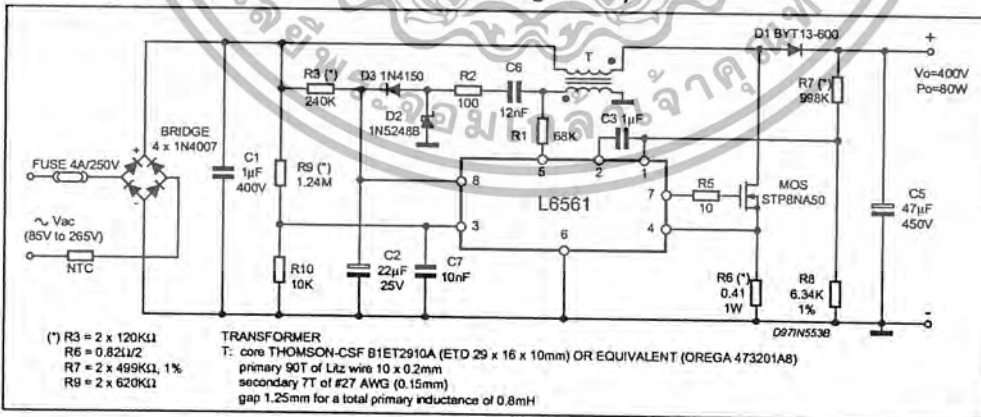


Figure 5. Typical Application Circuit (80W, Wide-range Mains)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L6561

Figure 6. Demo Board (EVAL6561-80) Electrical Schematic

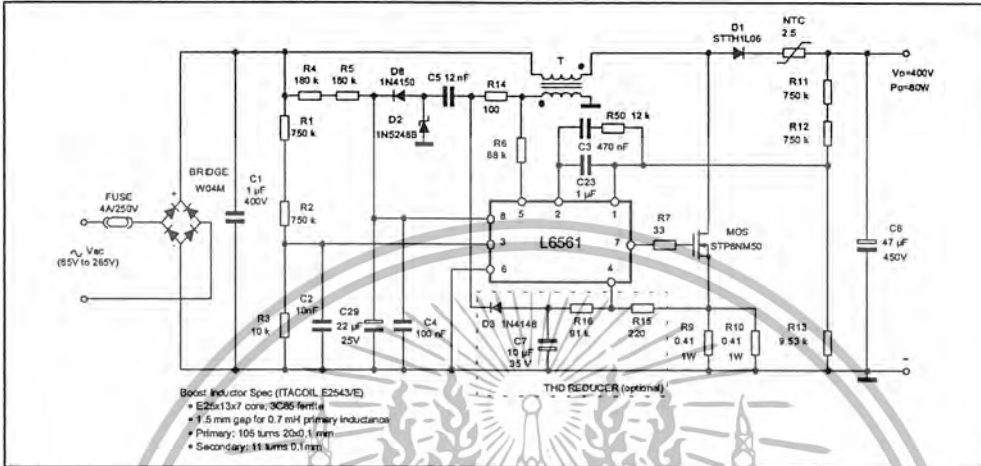


Figure 7. EVAL6561-80: PCB and Component Layout (Top view, real size 57x108mm)

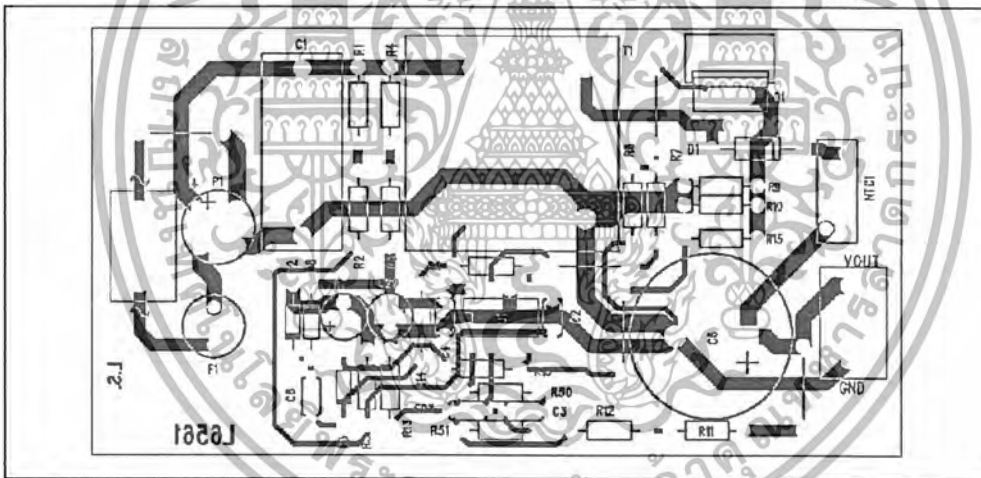


Table 1. EVAL6561-80: Evaluation Results.

V _{in} (Vac)	Pin (W)	V _o (Vdc)	ΔV _o (Vdc)	P _o (W)	η (%)	w/o THD reducer		with THD reducer	
						PF	THD (%)	PF	THD (%)
85	87.2	400.1	14	80.7	92.8	0.999	3.7	0.999	2.9
110	85.2	400.1	14	80.7	94.7	0.996	5.0	0.996	3.2
135	84.2	400.1	14	80.7	95.8	0.989	6.2	0.989	3.7
175	83.5	400.1	14	80.7	96.6	0.976	8.3	0.976	4.3
220	83.1	400.1	14	80.7	97.1	0.940	10.7	0.941	5.6
265	82.9	400.1	14	80.7	97.3	0.890	13.7	0.893	8.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L6561

Figure 8. OVP Current Threshold vs. Temperature

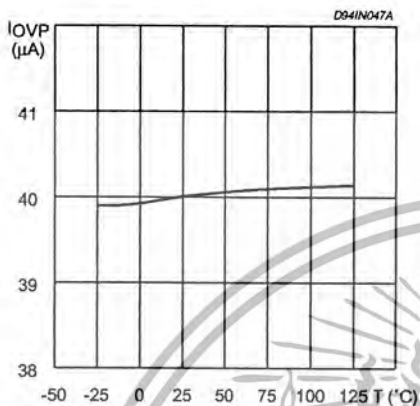


Figure 10. Supply Current vs. Supply Voltage

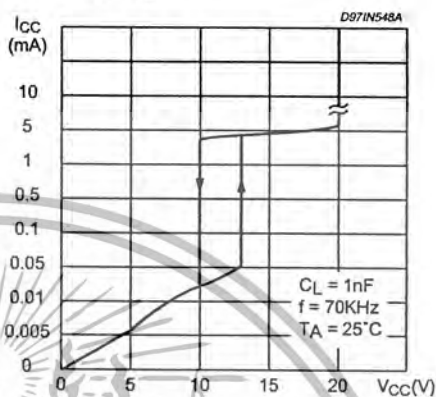


Figure 9. Undervoltage Lockout Threshold vs. Temperature

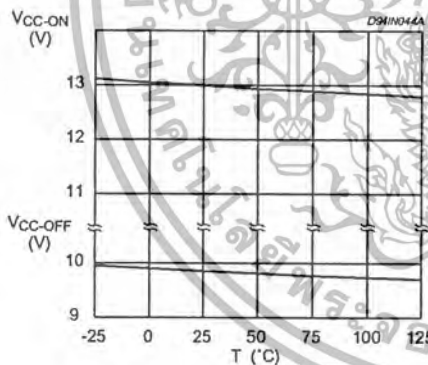


Figure 11. Voltage Feedback Input Threshold vs. Temperature

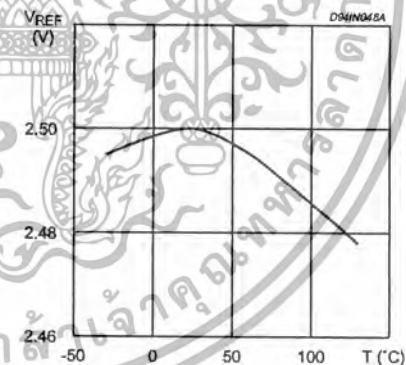


Figure 12. Output Saturation Voltage vs. Sink Current

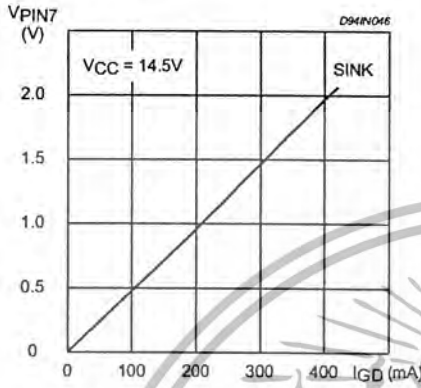


Figure 14. Multiplier Characteristics Family

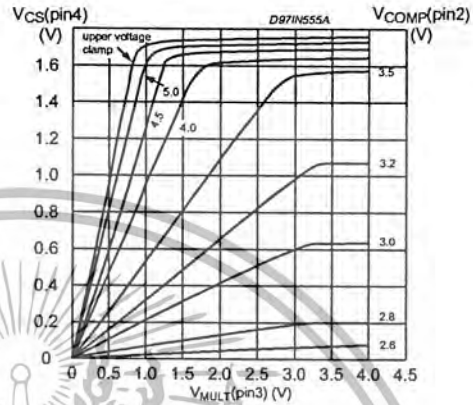
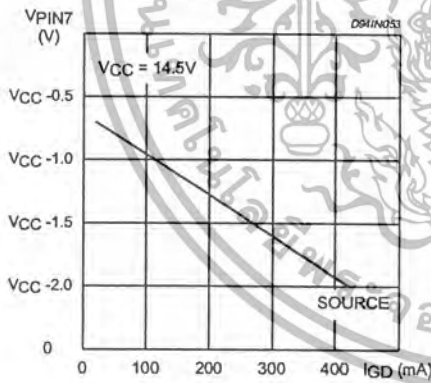


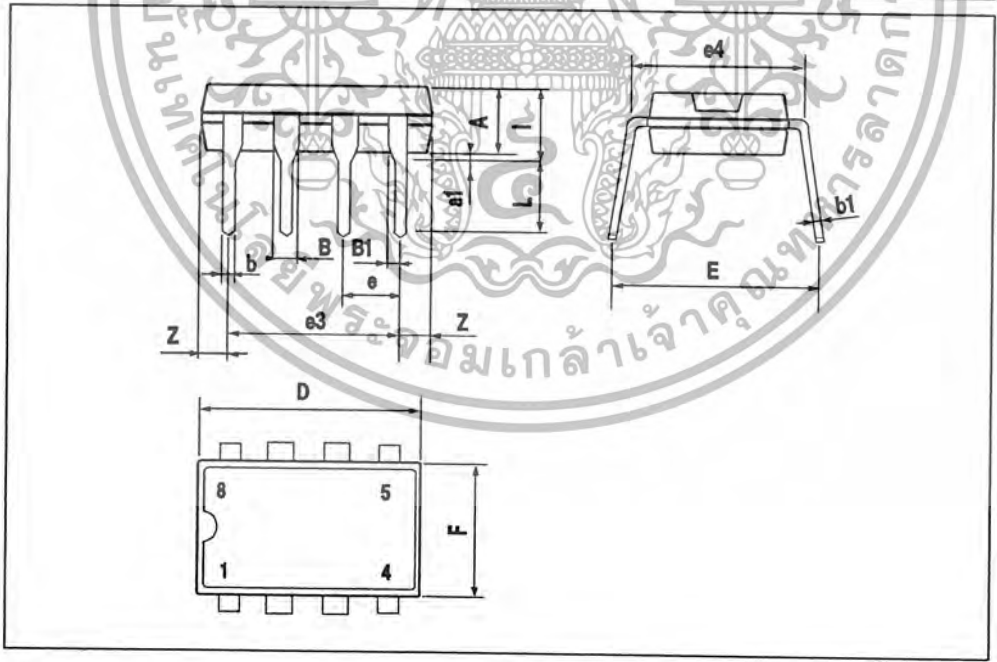
Figure 13. Output Saturation Voltage vs. Source Current



L6561

DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
I			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



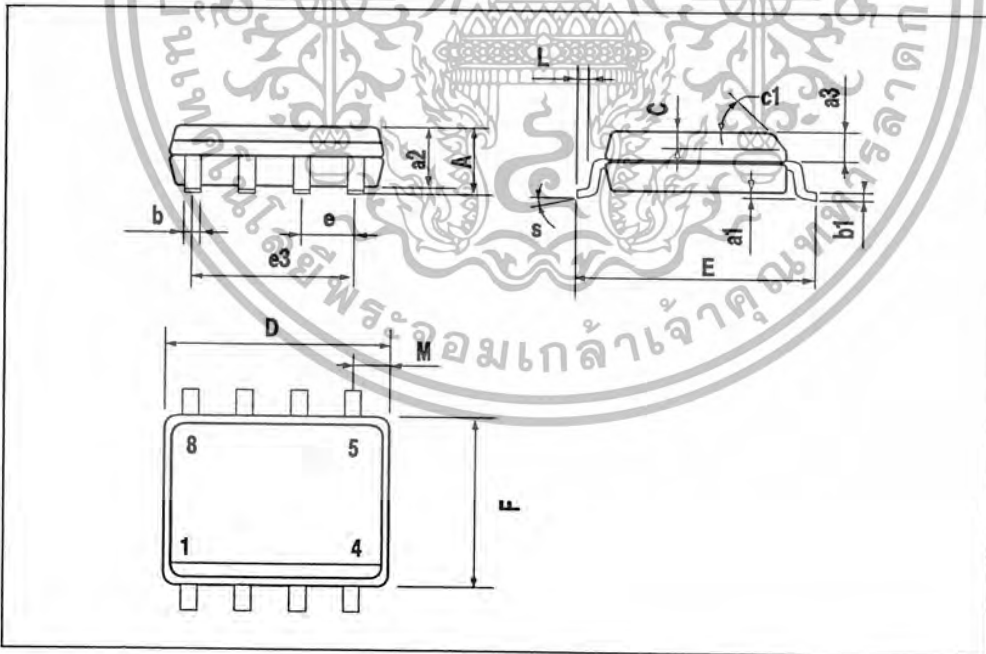
L6561

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D (1)	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F (1)	3.8		4.0	0.15		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).



11/12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L6561



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

STMicroelectronics acknowledges the trademarks of all companies referred to in this document.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
© 2003 STMicroelectronics - All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES
Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.
<http://www.st.com>

12/12



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Unitrode Products
from Texas Instruments



UC1825
UC2825
UC3825

High Speed PWM Controller

FEATURES

- Compatible with Voltage or Current Mode Topologies
- Practical Operation Switching Frequencies to 1MHz
- 50ns Propagation Delay to Output
- High Current Dual Totem Pole Outputs (1.5A Peak)
- Wide Bandwidth Error Amplifier
- Fully Latched Logic with Double Pulse Suppression
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Soft Start / Max. Duty Cycle Control
- Under-Voltage Lockout with Hysteresis
- Low Start Up Current (1.1mA)

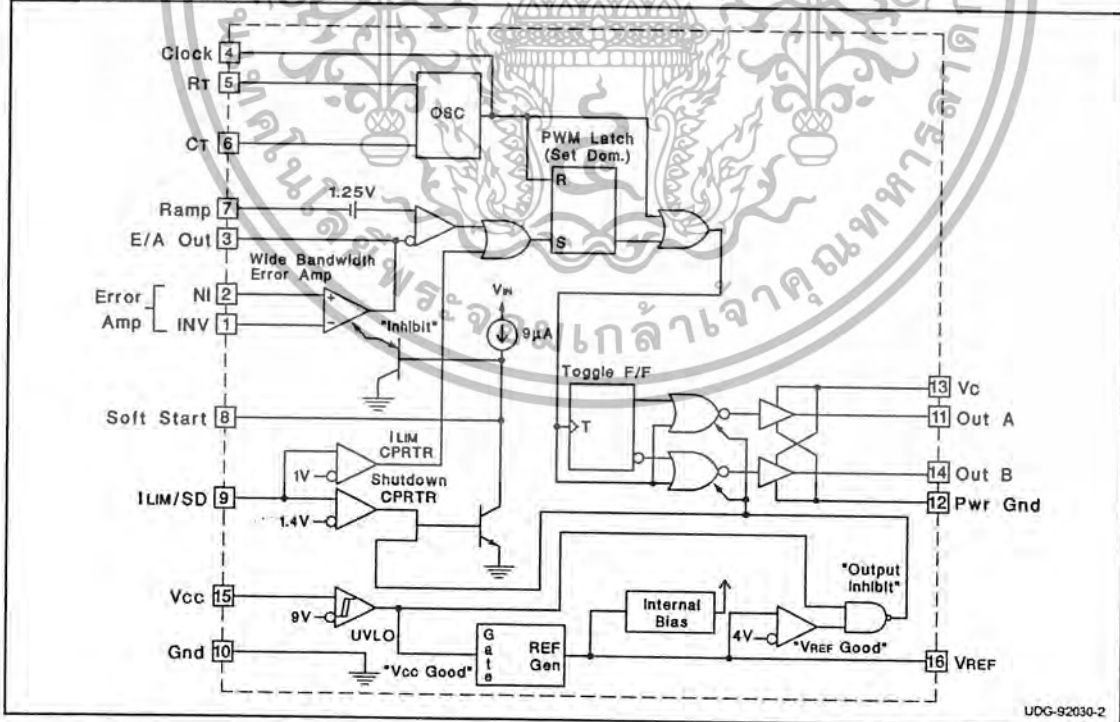
DESCRIPTION

The UC1825 family of PWM control ICs is optimized for high frequency switched mode power supply applications. Particular care was given to minimizing propagation delays through the comparators and logic circuitry while maximizing bandwidth and slew rate of the error amplifier. This controller is designed for use in either current-mode or voltage mode systems with the capability for input voltage feed-forward.

Protection circuitry includes a current limit comparator with a 1V threshold, a TTL compatible shutdown port, and a soft start pin which will double as a maximum duty cycle clamp. The logic is fully latched to provide jitter free operation and prohibit multiple pulses at an output. An under-voltage lockout section with 800mV of hysteresis assures low start up current. During under-voltage lockout, the outputs are high impedance.

These devices feature totem pole outputs designed to source and sink high peak currents from capacitive loads, such as the gate of a power MOSFET. The on state is designed as a high level.

BLOCK DIAGRAM



SLUS235A - MARCH 1997 - REVISED MARCH 2004

UDG-92030-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

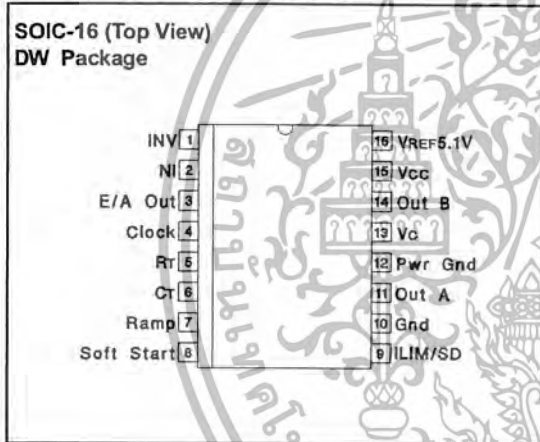
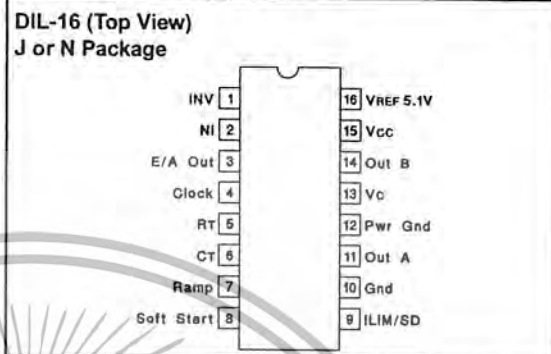
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Pins 13, 15) 30V
Output Current, Source or Sink (Pins 11, 14)
DC 0.5A
Pulse (0.5 s) 2.0A
Analog Inputs
(Pins 1, 2, 7) -0.3V to 7V
(Pin 8, 9) -0.3V to 6V
Clock Output Current (Pin 4) -5mA
Error Amplifier Output Current (Pin 3) 5mA
Soft Start Sink Current (Pin 8) 20mA
Oscillator Charging Current (Pin 5) -5mA
Power Dissipation 1W
Storage Temperature Range -65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C

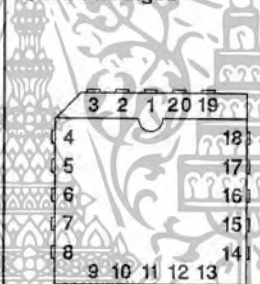
Note 1: All voltages are with respect to GND (Pin 10); all currents are positive into, negative out of part; pin numbers refer to DIL-16 package.

Note 3: Consult Unitorde Integrated Circuit Databook for thermal limitations and considerations of package.

CONNECTION DIAGRAMS



**PLCC-20 & LCC-20
(Top View)
Q & L Packages**



PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	PIN
N/C	1
INV	2
NI	3
E/A Out	4
Clock	5
N/C	6
RT	7
CT	8
Ramp	9
Soft Start	10
N/C	11
ILIM/SD	12
Gnd	13
Out A	14
Pwr Gnd	15
N/C	16
Vc	17
Out B	18
Vcc	19
VREF 5.1V	20

THERMAL RATINGS TABLE

Package	θ_{JA}	θ_{JC}
DIL-16J	80-120	28 ⁽²⁾
DIL-16N	90 ⁽¹⁾	45
PLCC-20	43-75(1)	34
LCC-20	70-80	20 ⁽²⁾
SOIC-16	50-120 ⁽¹⁾	35

(1) Specified θ_{JA} (junction to ambient) is for devices mounted to $5in^2$ FR4 PC board with one ounce copper where noted. When resistance range is given, lower values are for $5in^2$ aluminum PC board. Test PWB was 0.062in thick and typically used 0.635mm trace widths for power packages and 1.3mm trace widths for non-power packages with 100 x 100 mil probe land area at the end of each trace.

(2) θ_{JC} data values stated were derived from MIL-STD-1835B. MIL-STD-1835B states that the baseline values shown are worst case (mean +2s) for a 60 x 60mil microcircuit device silicon die and applicable for devices with die sizes up to 14400 square mils. For device die sizes greater than 14400 square mils use the following values; dual-in-line, 11°C/W; flat pack 10°C/W; pin grid array, 10°C/W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for , $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ for the UC1825, $-40^{\circ}C < T_A < 85^{\circ}C$ for the UC2825, and $0^{\circ}C < T_A < 70^{\circ}C$ for the UC3825, $T_A = T_o$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TOP	MAX	MIN	TOP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	$T_o = 25^{\circ}C$, $I_o = 1mA$	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	$10V < V_{CC} < 30V$		2	20		2	20	mV
Load Regulation	$1mA < I_o < 10mA$		5	20		5	20	mV
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/ $^{\circ}C$
Total Output Variation*	Line, Load, Temperature	5.00		5.20	4.95		5.25	V
Output Noise Voltage*	$10Hz < f < 10kHz$		50			50		μV
Long Term Stability*	$T_J = 125^{\circ}C$, 1000hrs.		5	25		5	25	mV
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0V$	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy*	$T_J = 2^{\circ}C$	360	400	440	360	400	440	kHz
Voltage Stability*	$10V < V_{CC} < 30V$		0.2	2		0.2	2	%
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		5			5		%
Total Variation*	Line, Temperature	340		460	340		460	kHz
Oscillator Section (cont.)								
Clock Out High		3.9	4.5		3.9	4.5		V
Clock Out Low			2.3	2.9		2.3	2.9	V
Ramp Peak*		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	V
Ramp Valley*		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	V
Ramp Valley to Peak*		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	V
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage				10			15	mV
Input Bias Current			0.6	3		0.6	3	μA
Input Offset Current			0.1	1		0.1	1	μA
Open Loop Gain	$1V < V_o < 4V$	60	95		60	95		dB
CMRR	$1.5V < V_{CM} < 5.5V$	75	95		75	95		dB
PSRR	$10V < V_{CC} < 30V$	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{PIN3} = 1V$	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{PIN3} = 4V$	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{PIN3} = -0.5mA$	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{PIN3} = 1mA$	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth*		3	5.5		3	5.5		MHz
Slew Rate*		6	12		6	12		V/ μs

UC1825
UC2825
UC3825

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for , $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ for the UC1825, $-40^{\circ}C < T_A < 85^{\circ}C$ for the UC2825, and $0^{\circ}C < T_A < 70^{\circ}C$ for the UC3825, $T_A = T_J$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TOP	MAX	MIN	TOP	MAX	
PWM Comparator Section								
Pin 7 Bias Current	$V_{PIN7} = 0V$		-1	-5		-1	-5	μA
Duty Cycle Range		0		80	0		85	%
Pin 3 Zero DC Threshold	$V_{PIN7} = 0V$	1.1	1.25		1.1	1.25		V
Delay to Output*			50	80		50	80	ns
Soft-Start Section								
Charge Current	$V_{PIN8} = 0.5V$	3	9	20	3	9	20	μA
Discharge Current	$V_{PIN8} = 1V$	1			1			mA
Current Limit / Shutdown Section								
Pin 9 Bias Current	$0 < V_{PIN9} < 4V$			15			10	μA
Current Limit Threshold		0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Shutdown Threshold		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	V
Delay to Output			50	80		50	80	ns
Output Section								
Output Low Level	$I_{OUT} = 20mA$		0.25	0.40		0.25	0.40	V
	$I_{OUT} = 200mA$		1.2	2.2		1.2	2.2	V
Output High Level	$I_{OUT} = -20mA$	13.0	13.5		13.0	13.5		V
	$I_{OUT} = -200mA$	12.0	13.0		12.0	13.0		V
Collector Leakage	$V_C = 30V$		100	500		10	500	μA
Rise/Fall Time*	$CL = 1nF$		30	60		30	60	ns
Under-Voltage Lockout Section								
Start Threshold		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	V
Supply Current Section								
Start Up Current	$V_{CC} = 8V$		1.1	2.5		1.1	2.5	mA
ICC	$V_{PIN1}, V_{PIN7}, V_{PIN9} = 0V; V_{PIN2} = 1V$		22	33		22	33	mA

* This parameter not 100% tested in production but guaranteed by design.

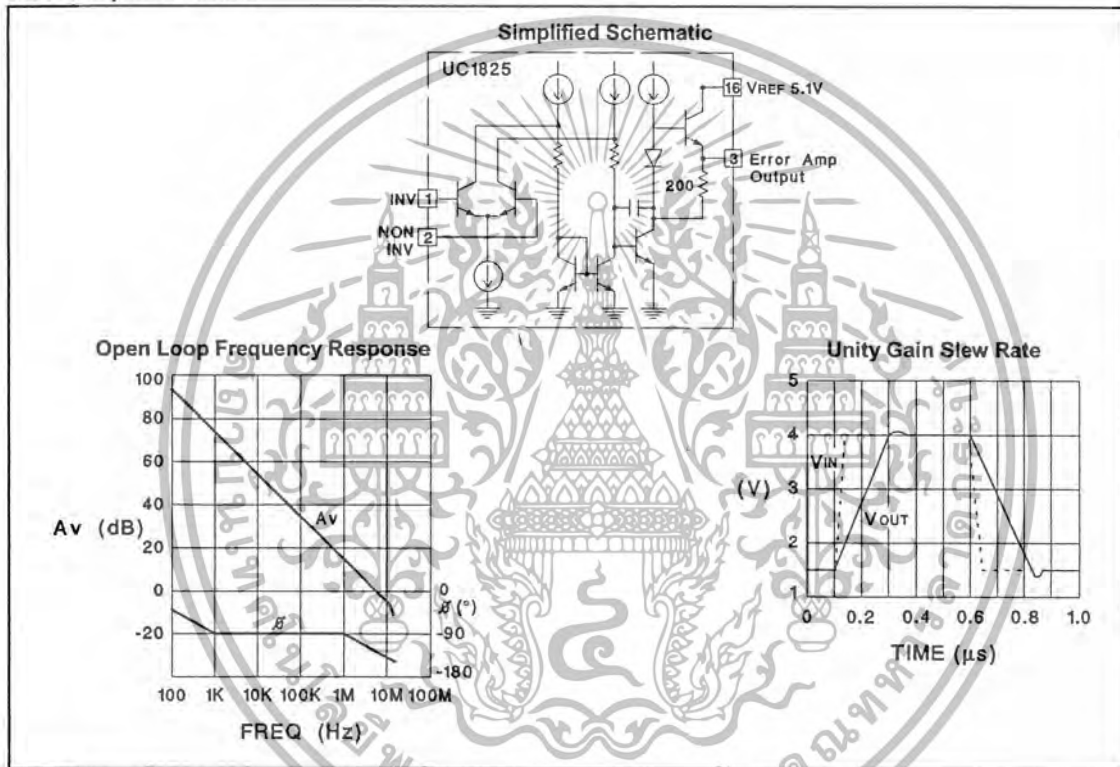
UC1825
UC2825
UC3825

Printed Circuit Board Layout Considerations

High speed circuits demand careful attention to layout and component placement. To assure proper performance of the UC1825 follow these rules: 1) Use a ground plane. 2) Damp or clamp parasitic inductive kick energy from the gate of driven MOSFETs. Do not allow the output pins to ring below ground. A series gate resistor or a shunt 1 Amp Schottky diode at the output pin will serve

this purpose. 3) Bypass VCC, Vc, and VREF. Use 0.1μF monolithic ceramic capacitors with low equivalent series inductance. Allow less than 1 cm of total lead length for each capacitor between the bypassed pin and the ground plane. 4) Treat the timing capacitor, CT, like a bypass capacitor.

Error Amplifier Circuit



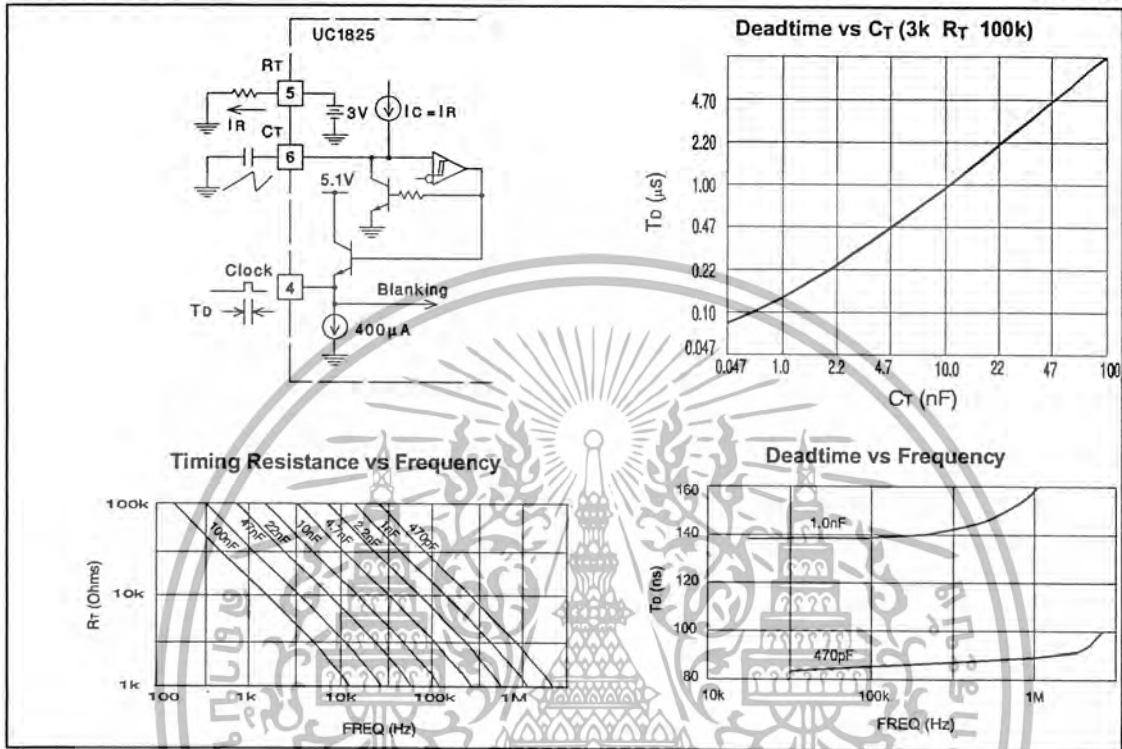
PWM Applications



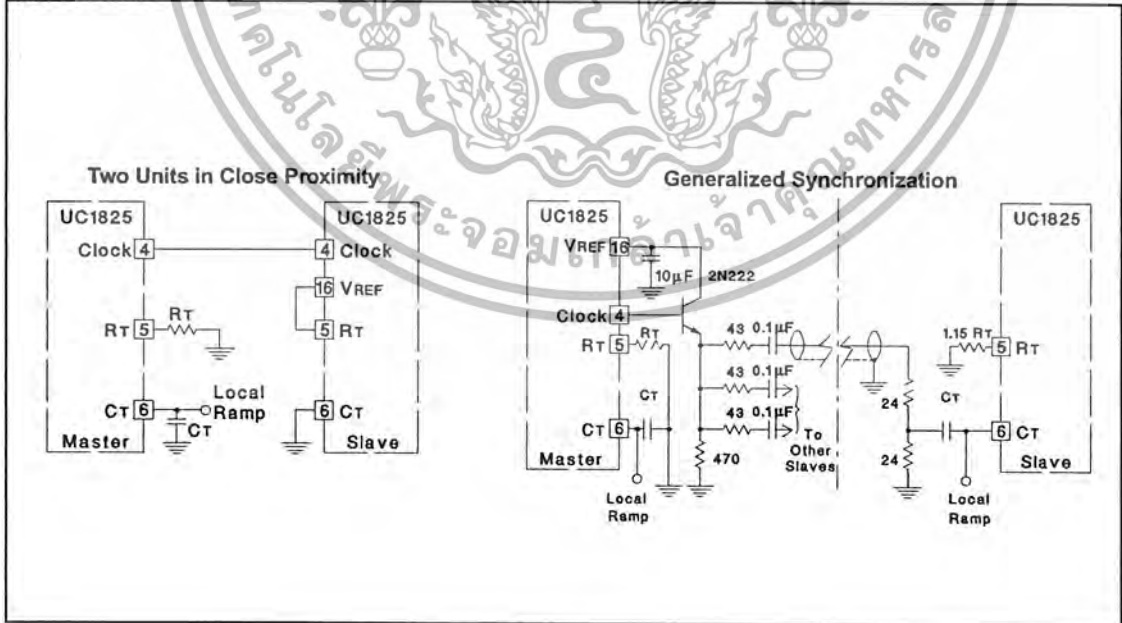
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

Oscillator Circuit



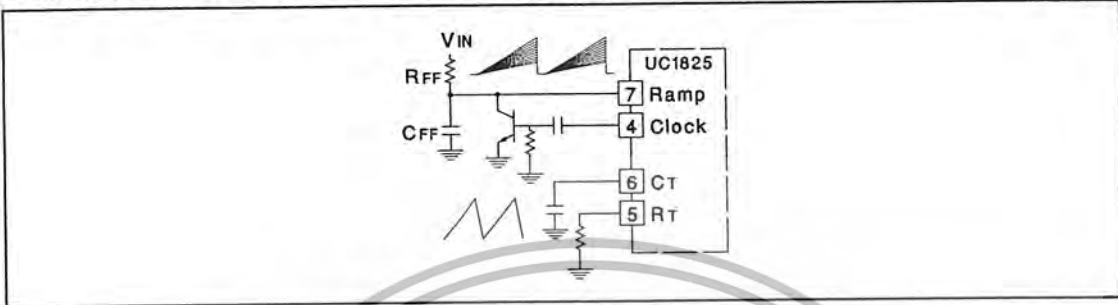
Synchronized Operation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

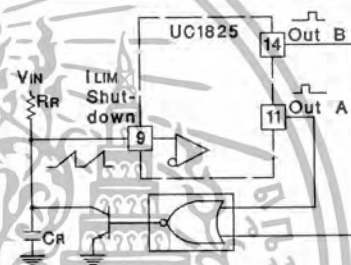
UC1825
UC2825
UC3825

Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application

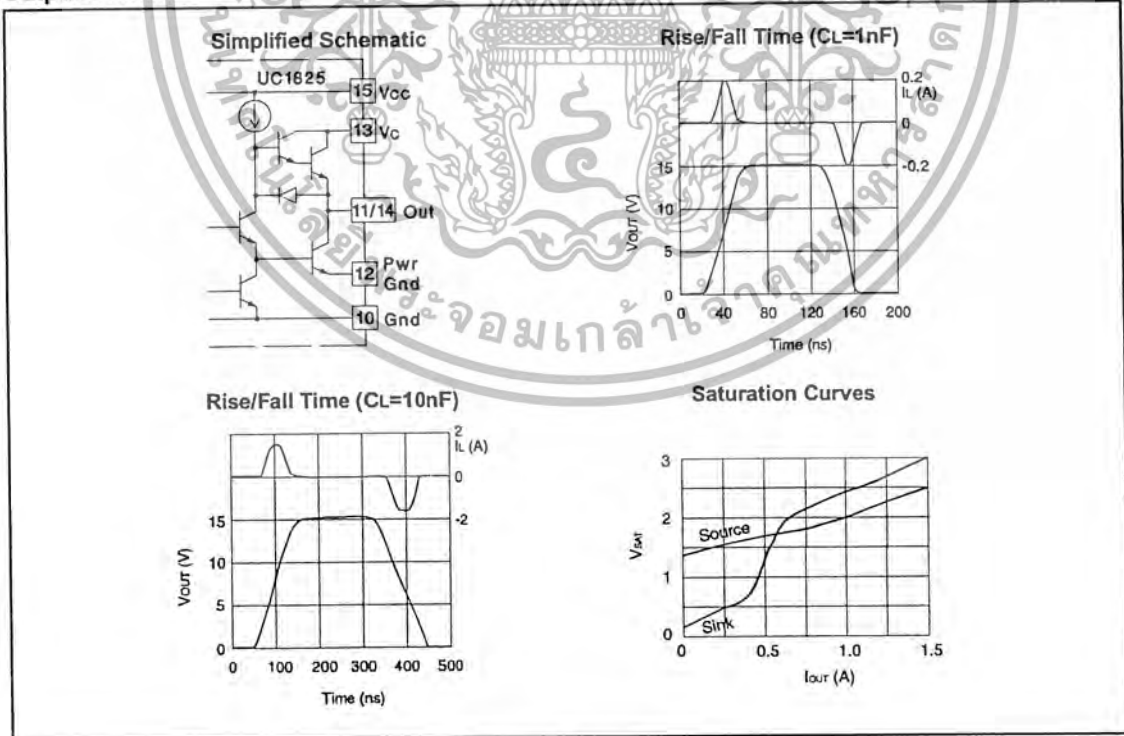


Constant Volt-Second Clamp Circuit

The circuit shown here will achieve a constant volt-second product clamp over varying input voltages. The ramp generator components, RT and CR are chosen so that the ramp at Pin 9 crosses the 1V threshold at the same time the desired maximum volt-second product is reached. The delay through the functional nor block must be such that the ramp capacitor can be completely discharged during the minimum deadtime.

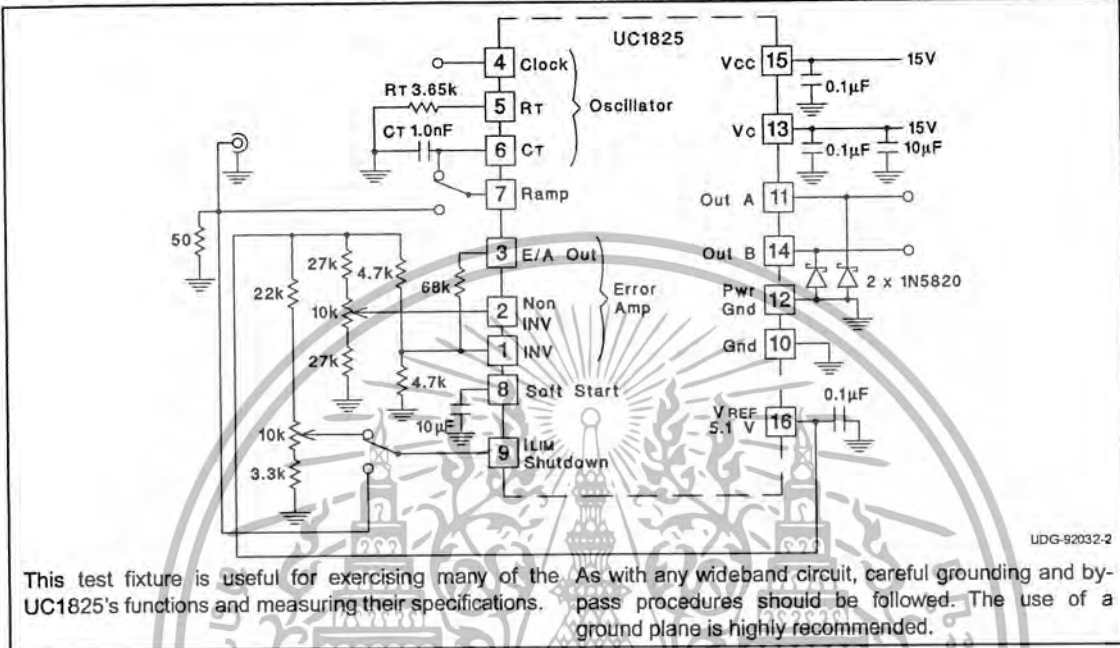


Output Section

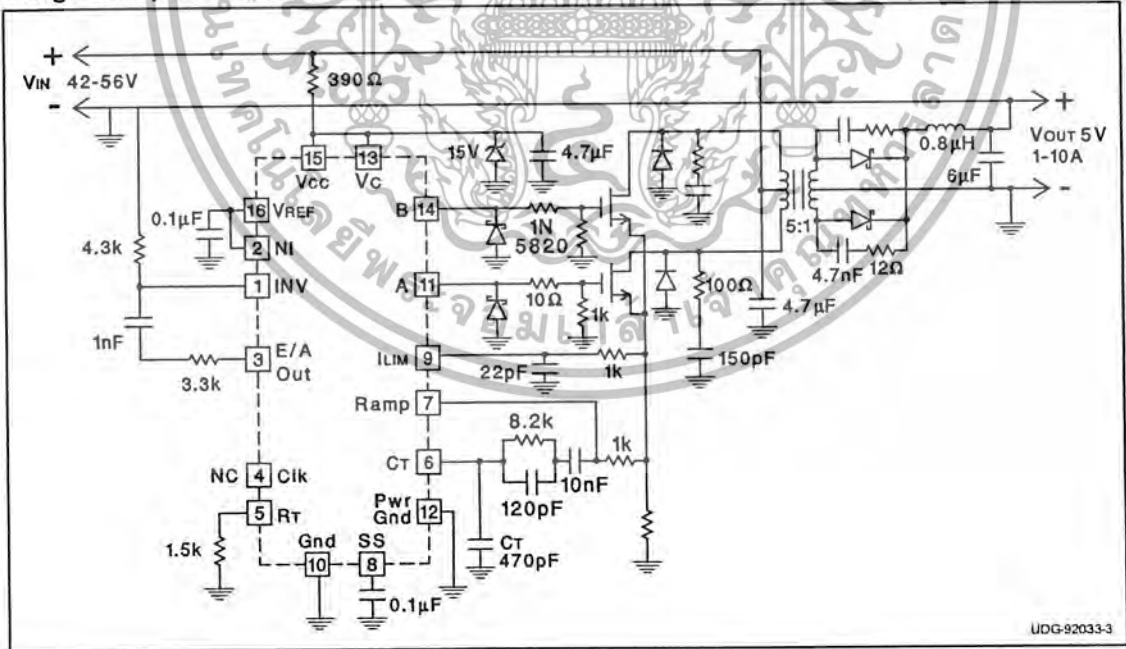


UC1825
UC2825
UC3825

Open Loop Laboratory Test Fixture



Design Example: 50W, 48V to 5V DC to DC Converter - 1.5MHz Clock Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products	Applications
Amplifiers amplifier.ti.com	Audio www.ti.com/audio
Data Converters dataconverter.ti.com	Automotive www.ti.com/automotive
DSP dsp.ti.com	Broadband www.ti.com/broadband
Interface interface.ti.com	Digital Control www.ti.com/digitalcontrol
Logic logic.ti.com	Military www.ti.com/military
Power Mgmt power.ti.com	Optical Networking www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers microcontroller.ti.com	Security www.ti.com/security
	Telephony www.ti.com/telephony
	Video & Imaging www.ti.com/video
	Wireless www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

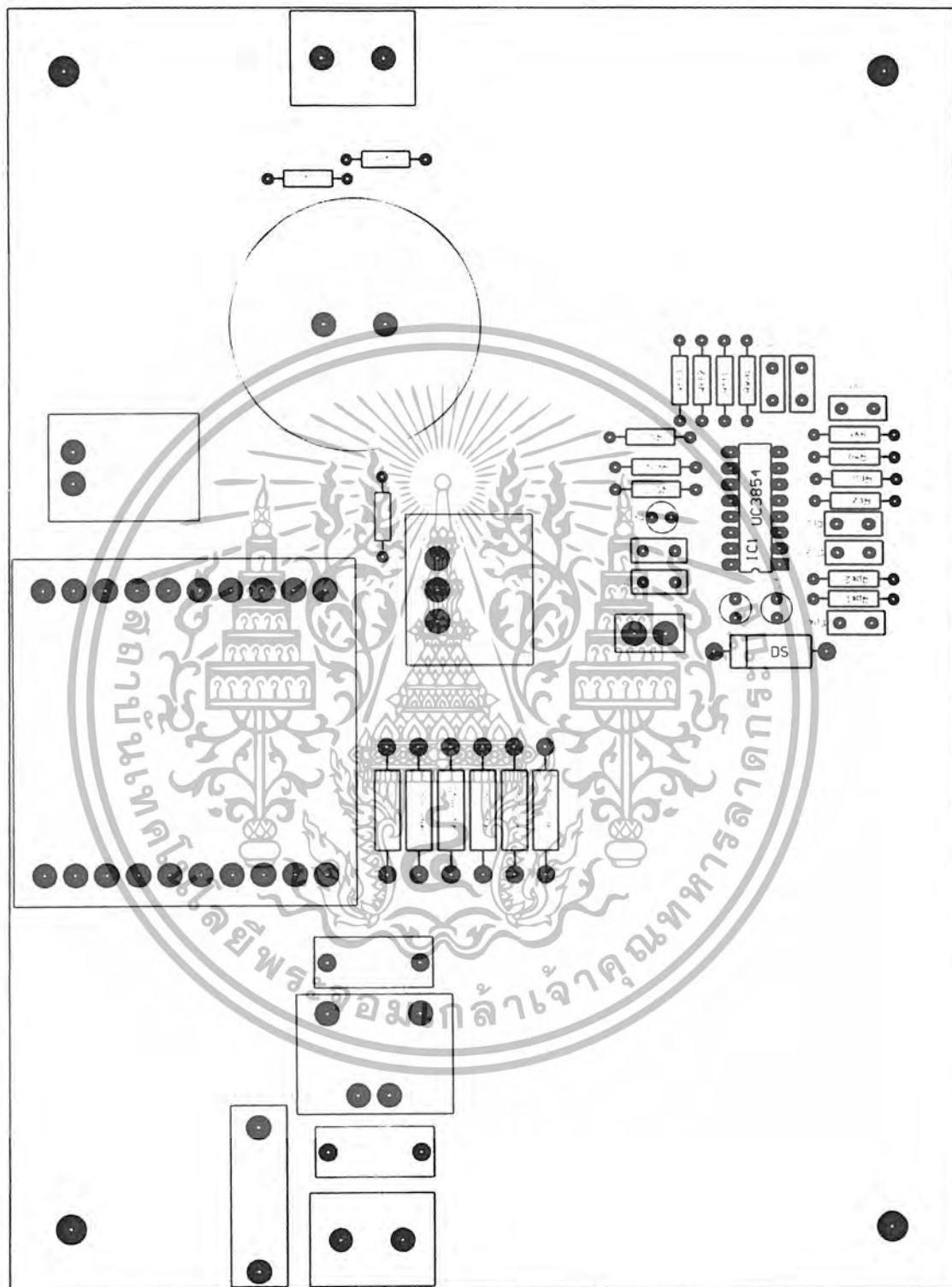
Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated

ภาคผนวก ง

แบบลายทองแดงวงจร



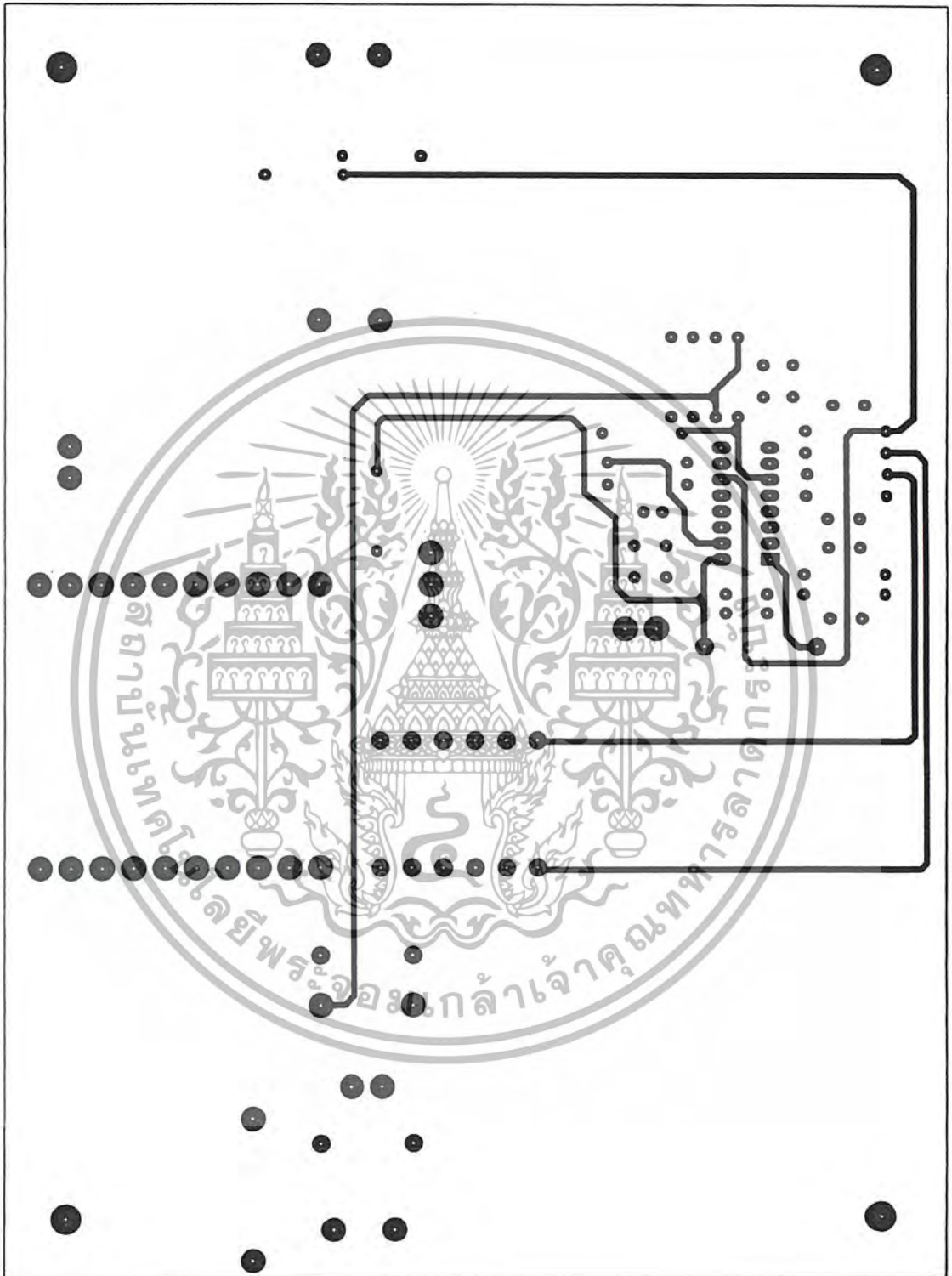
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.1 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง

แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

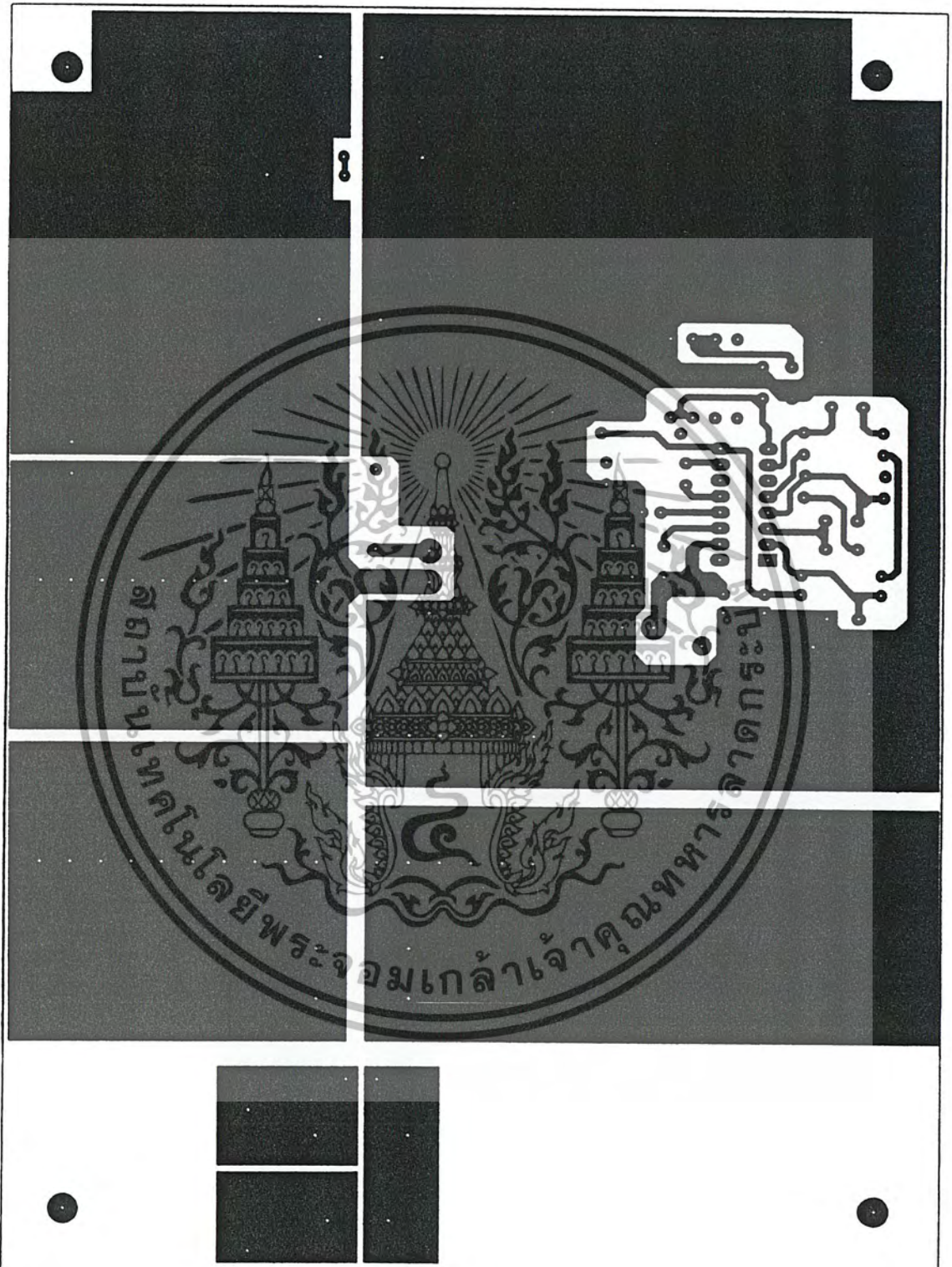
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.2 แบบลายทองแดงด้านบนของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

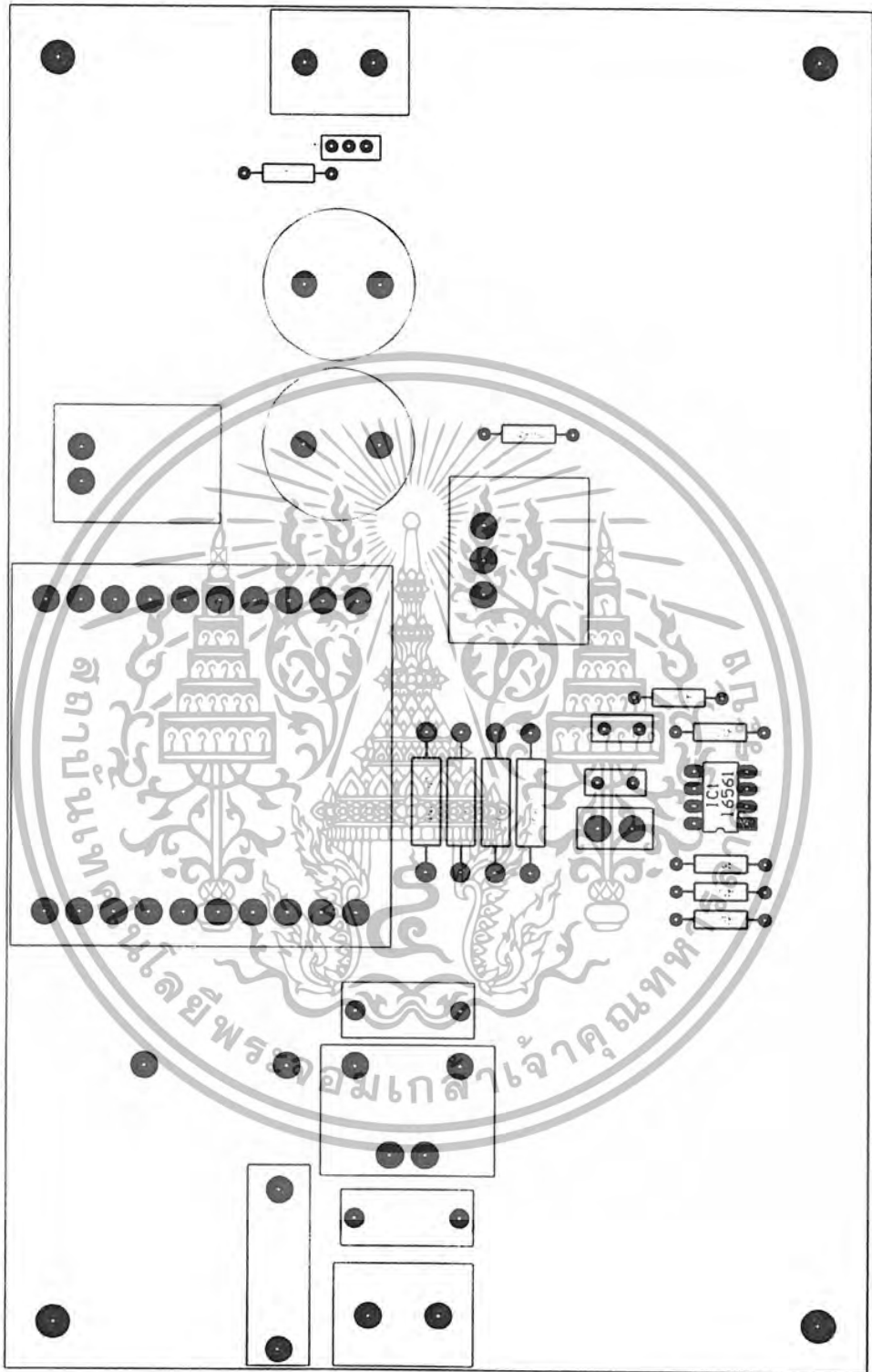
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.3 แบบลายทองแดงด้านต่างของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

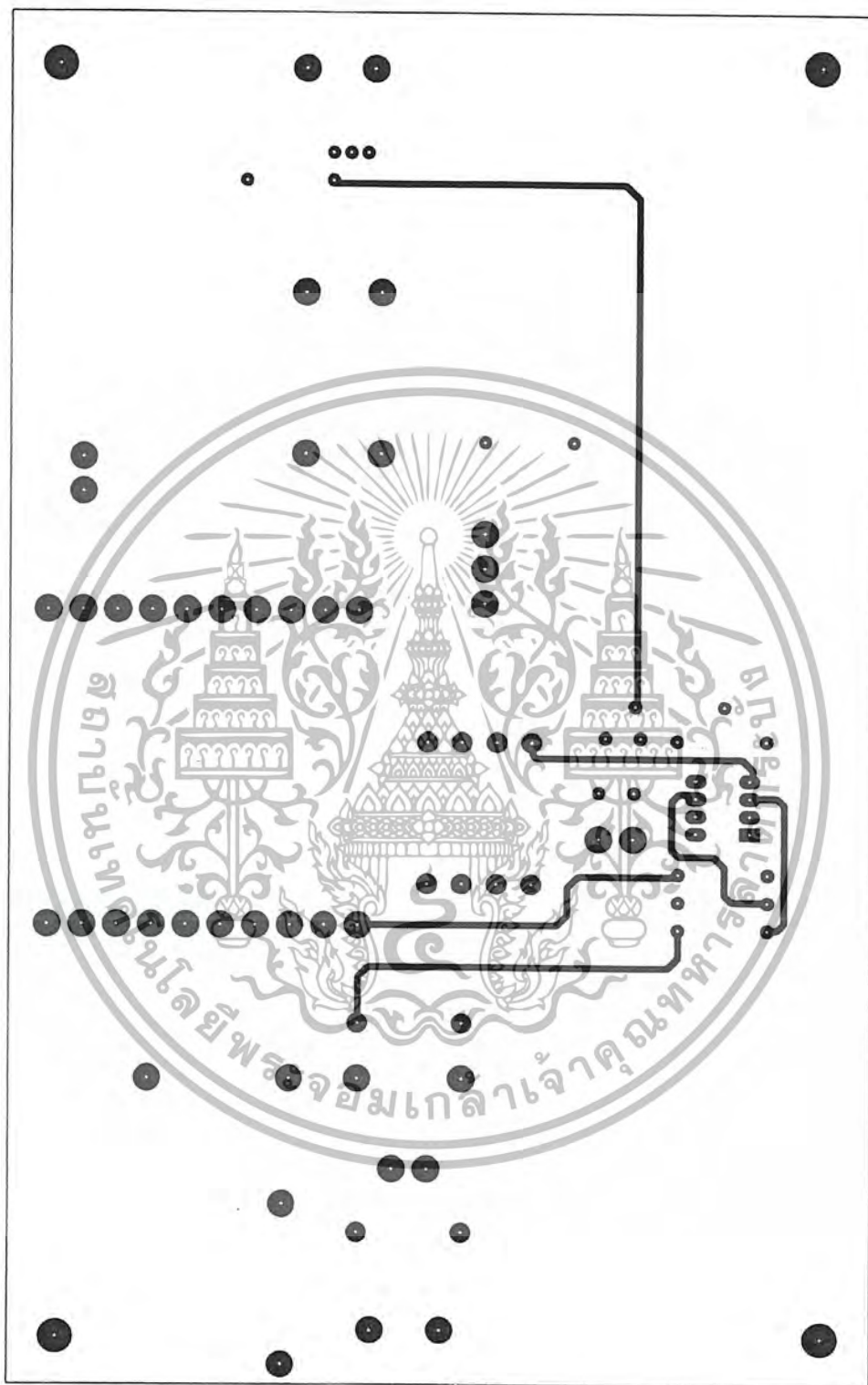
แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



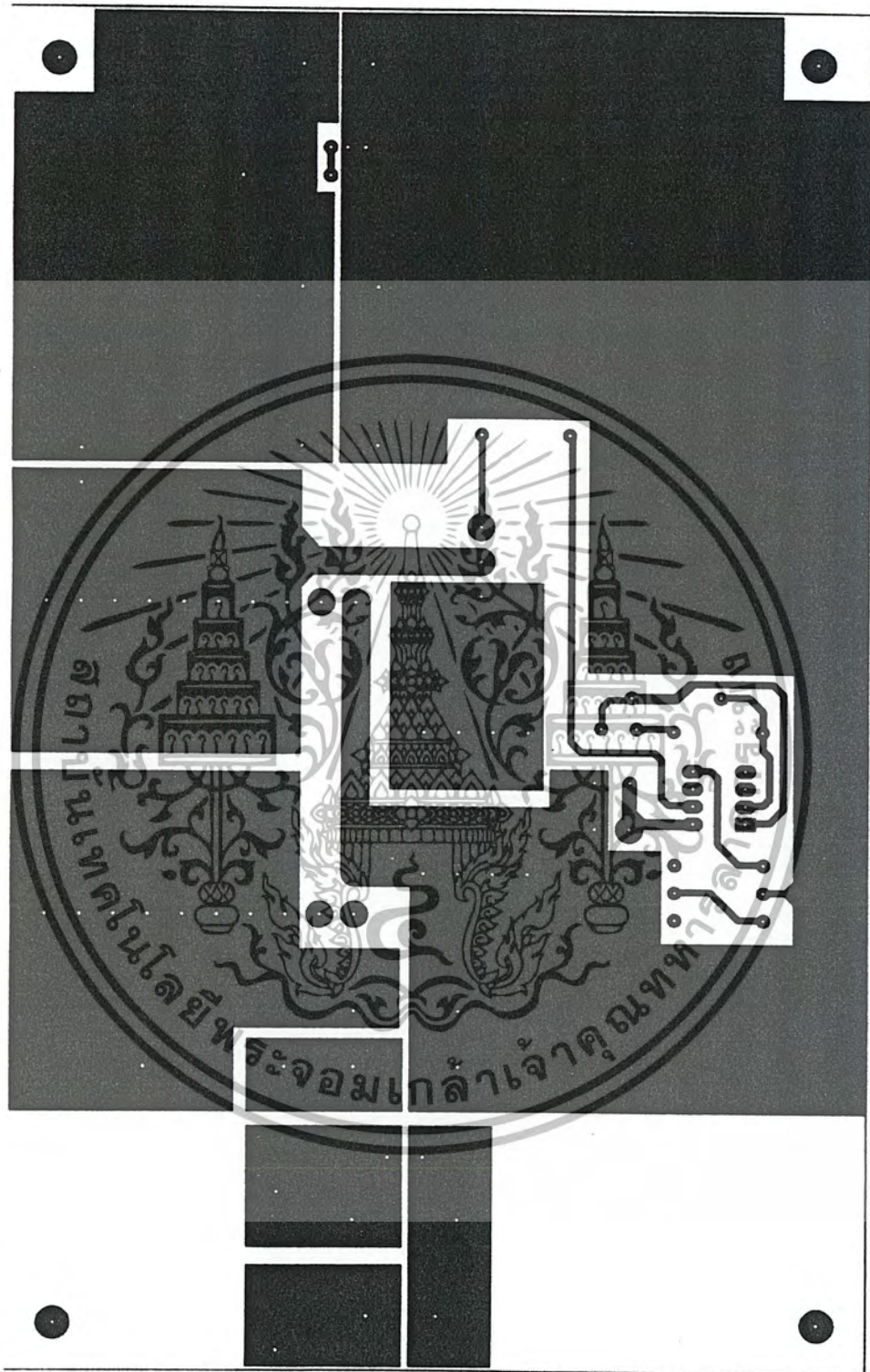
รูปที่ ง.4 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



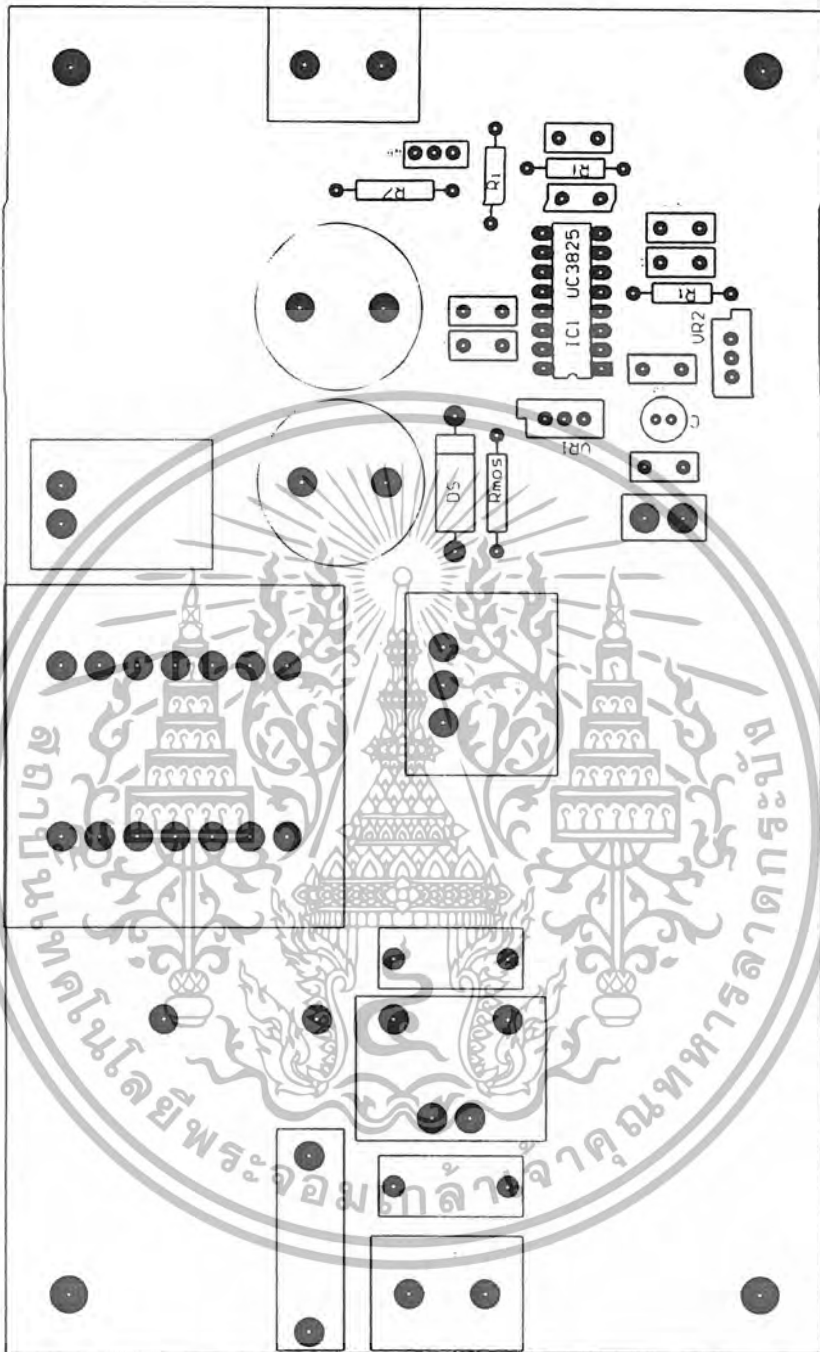
รูปที่ ง.5 แบบลายทองแดงค้ำบนของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบก้ำกึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

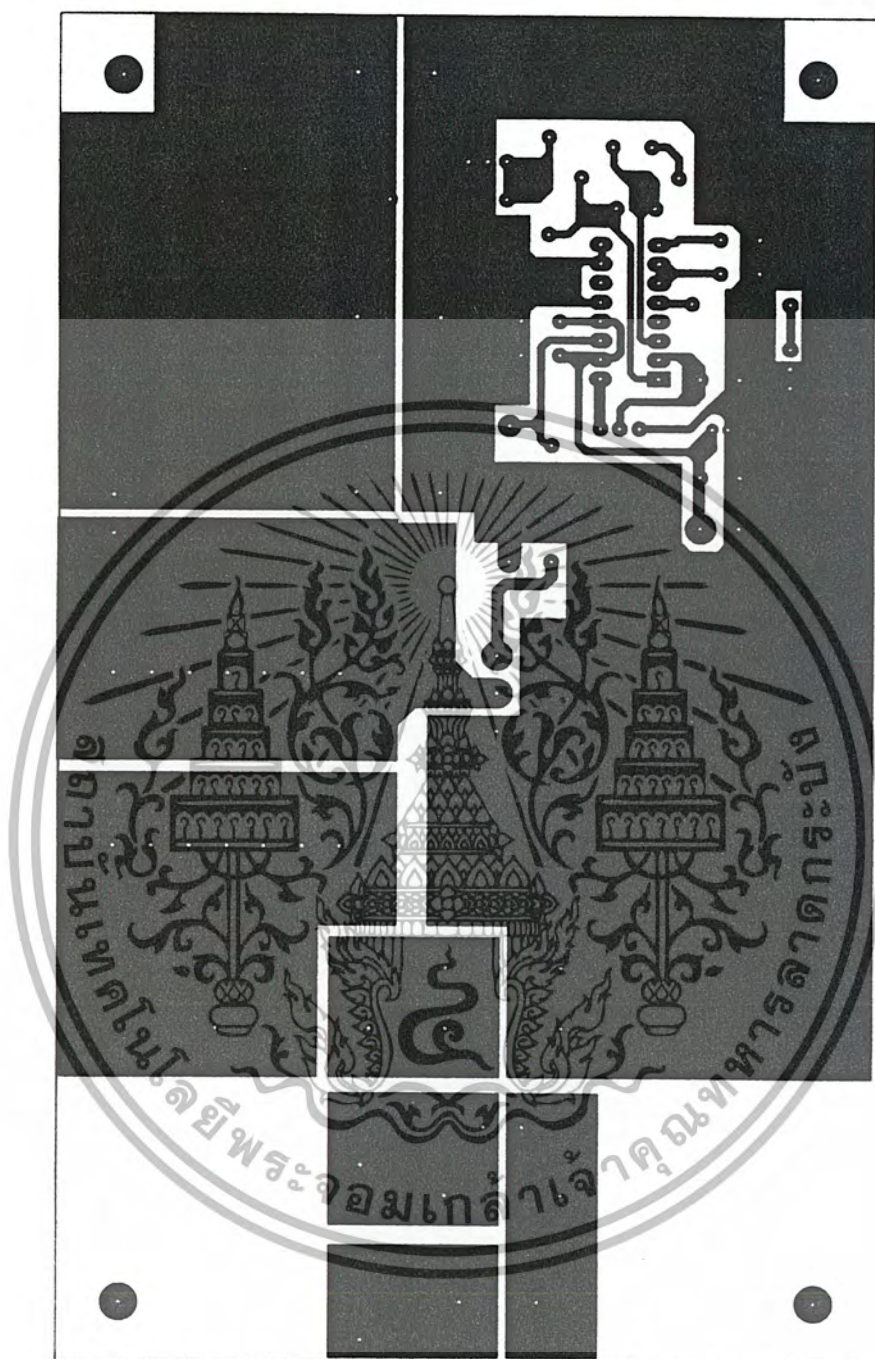


รูปที่ ง.6 แบบลายทองแดงด้านล่างของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.7 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง



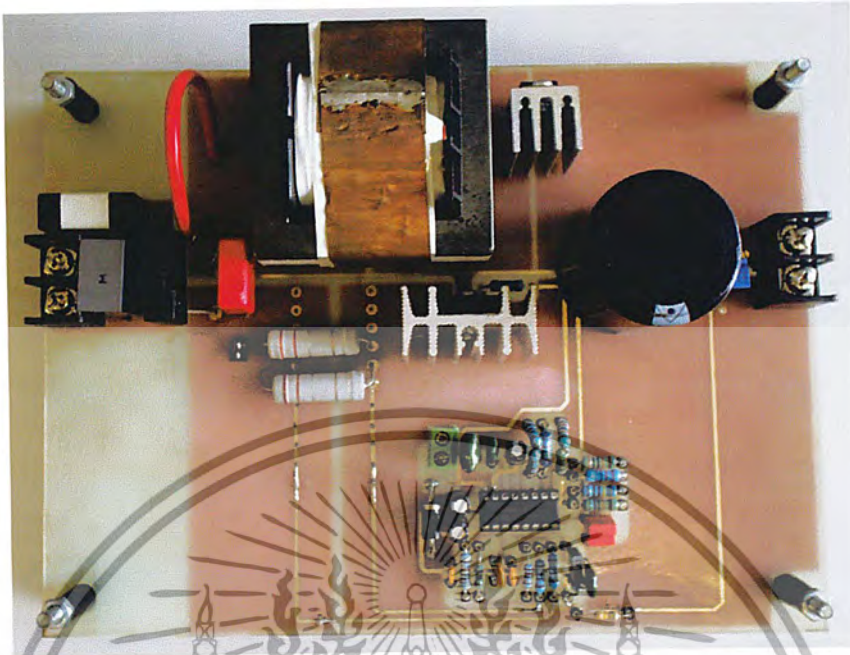
รูปที่ ง.8 แบบลายทองแดงค้ำต่างของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

ภาคผนวก จ

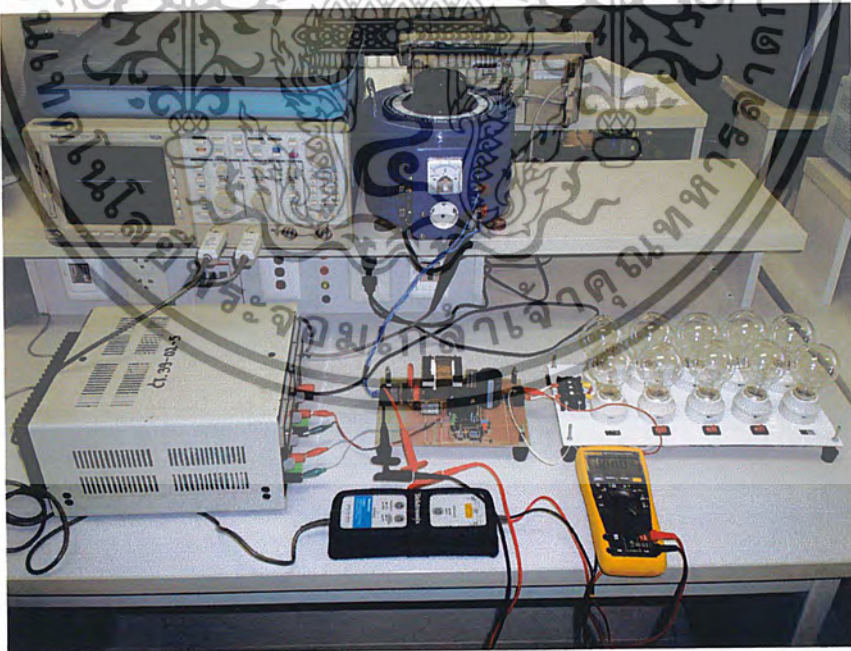
ภาพถ่ายงานปริยญาธิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

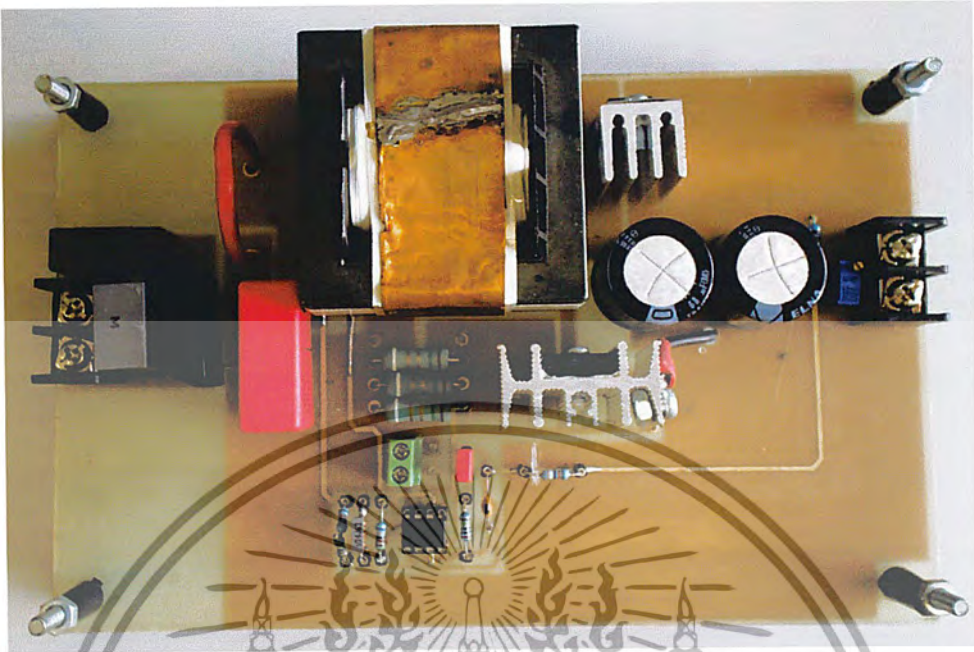


รูปที่ จ.1 ภาพถ่ายของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุมโดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

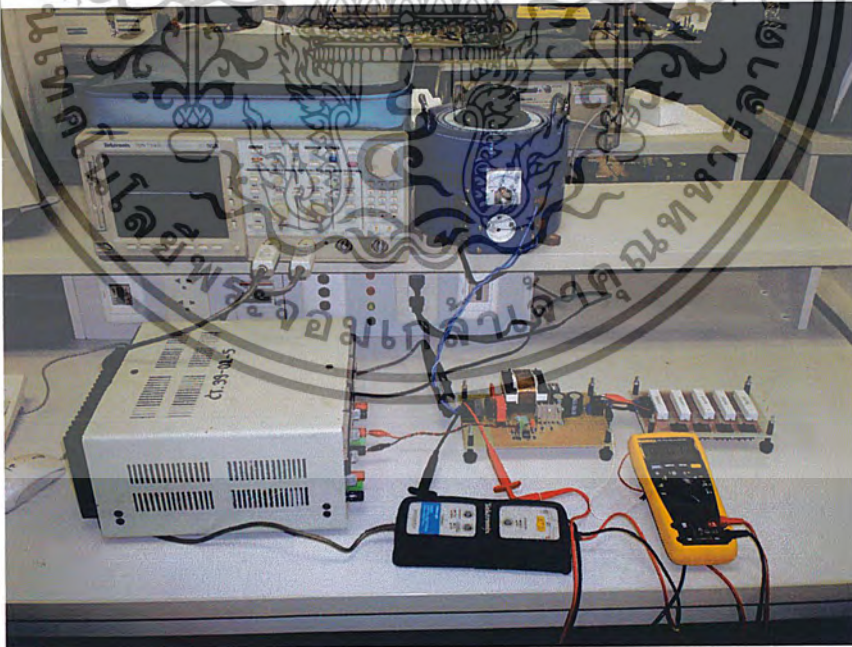


รูปที่ จ.2 ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

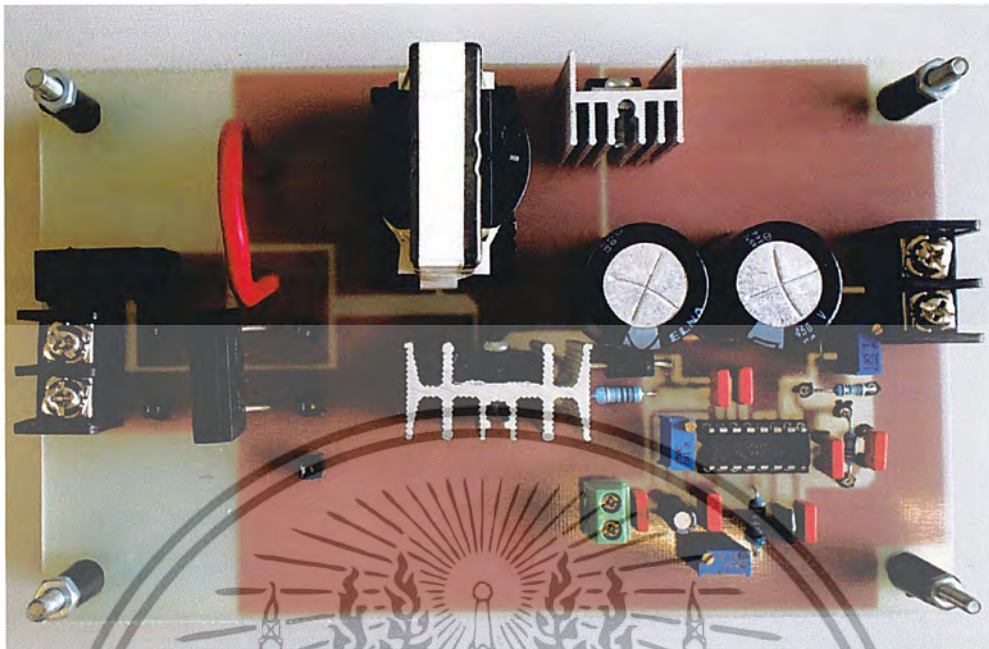


รูปที่ จ.3 ภาพถ่ายของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกึ่งกึ่ง

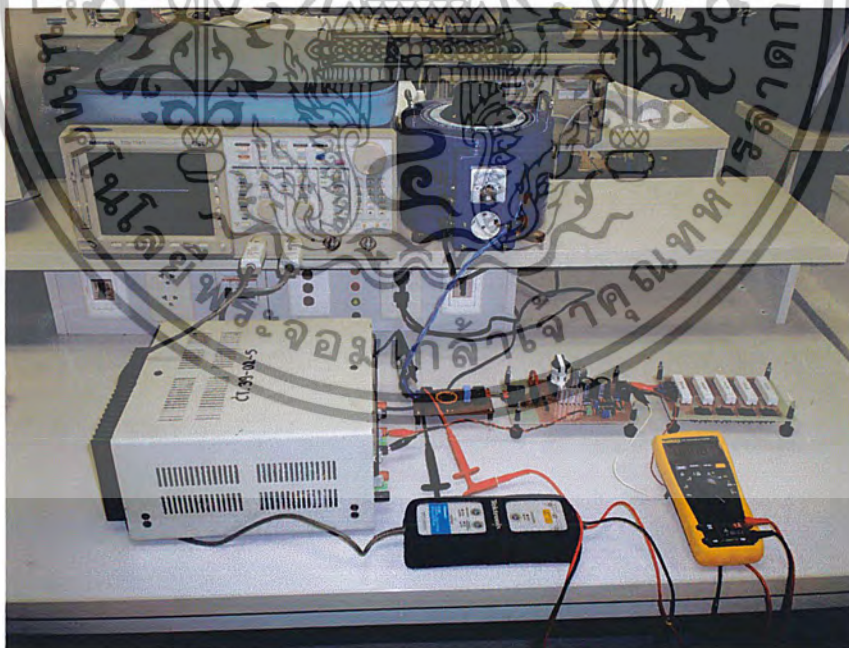


รูปที่ จ.4 ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกึ่งกึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ จ.5 ภาพถ่ายของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ จ.6 ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
แบบการควบคุม โดยการควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชนินทร์ บุญลักษณะานุกรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท
สำหรับคำแนะนำ คำปรึกษาและความกรุณาที่ผู้ทำปริญญาโทได้รับตลอดมา ขอกราบ
ขอบพระคุณเป็นอย่างสูง และขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์
ที่เป็นประโยชน์ต่อปริญญาโทฉบับนี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ปริญญาโท ทุกคนในห้องวิจัยสำหรับความช่วยเหลือต่างๆ และให้
กำลังใจต่อผู้ทำปริญญาโทตลอดมา

ขอขอบคุณบุคลากรของภาควิชาที่อำนวยความสะดวกต่างๆ ตลอดเวลาการทำปริญญาโท
คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาโทฉบับนี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ภูมเดช คงถาวรวัฒนา

วิระวัฒน์ จันทร์ศิริ



เอกสารอ้างอิง

- [1] ก็นติชา กิตติพิรัชต, "การออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.
- [2] สุวัฒน์ คั่น, "เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย", ซีอีเคยูเคชั่น. , 2537
- [3] Claudio Adragna, "L6561 Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector", ST Application Note, 2001.
- [4] Claudio Adragna, "Control Loop Modeling of L6561-Based TM PFC", ST Application Note, 2001.
- [5] Daniel W. Hart, "Introduction to Power Electronics", Prentice-hall international. 1997.
- [6] Fung. Kin Siu, "Analysis and Measurement of DCM Power Factor Correctors", The Hong Kong University of Science and Technology, 1998
- [7] H. W. Whittington, B. W. Flynn and D. E. Macpherson, "Switched Mode Power Supplies: Design and Construction", Research Studies Press Ltd. 1992.
- [8] Kwang-Hwa Lic, Yung-Lin Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuit Employing Discontinuous-Mode Boost Converters", IEEE Trans. Power Electronics, pp.825-829, 1989.
- [9] L. H. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", Texas Instruments, Unitrode Application Note, 1999, pp.356-370.
- [10] L. Rossetto, G. Spiazzi, P.Tenti, Control Techniques for Power Factor Correction Converters, Power Electronics and Motion Control Conference, 1994.
- [11] L. Umanand, S. R. Bhat. "Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters", Wiley Eastern Limited. 1992.
- [12] Philip C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Texas Instruments, Unitrode Application Note, 1999, pp.269-289.
- [13] R. Redl, L. Balogh, "RMS, DC, Peak, and Harmonic Current in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage", APEC Conf. Proc., 1992 pp.533-540.
- [14] R. Redl, "Reducing Distortion in Boost Rectifiers with Automatic Control", IEEE Trans. Power Electronics, pp.74-80, 1997

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] R. W. Erickson, D. Maksimovic, “Fundamental of Power Electronics”, 2nd Edition, Massachusetts, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [16] V. Grigore, J. Kyyra, J. Rajamaki, “Input Filter Design for Power Factor Correction Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode”, IEEE Trans. Power Electronics, pp.145-150, 1999.

