

วงจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบ SINGLE-STAGE SINGLE-SWITCH S⁴ICS
SINGLE-STAGE SINGLE-SWITCH INPUT-CURRENT SHAPERS S⁴ICS



โดย
นายปิยวัฒน์ บวรวิษพงษ์
นายสมบัติ ไยทา

บ. 619
2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45699
วัน, เดือน, ปี..... 13 ก.พ. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

611278638

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบ SINGLE-STAGE SINGLE-SWITCH S⁴ICS
SINGLE-STAGE SINGLE-SWITCH INPUT-CURRENT SHAPERS S⁴ICS



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS
Single-Stage Single-Switch Input-Current Shaper S⁴ICS

ผู้จัดทำ

- | | |
|---------------------------|-----------------------|
| 1. นายปิยวัฒน์ บวรวิษพงษ์ | รหัสประจำตัว 42015273 |
| 2. นายสมบัติ ไชยา | รหัสประจำตัว 42015285 |

นายสมบัติ ไชยา

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS

นายปิยวัฒน์ บวรวิษพงษ์
นายสมบัติ ไชยา
ดร.นนทวัฒน์ จุลเดช อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

วงจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS เป็นแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ซึ่งได้มีการนำวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังและวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ DC/DC มารวมเป็นภาคเดียวกันซึ่งจะสามารถทำให้ทำงานได้สองประการ คือ ประการแรกสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางค่านเข้า ประการที่สองสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าตรงทางค่านออกให้คงที่ แหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ที่นำเสนอเป็นการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์(Boost converter)ซึ่งการทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous-Conduction Mode , DCM) รวมเข้ากับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) ซึ่งการทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode,CCM)

Abstract

Single-Stage Single-Switch Input-Current Shaper S⁴ICS is switching power supply, which integrates power factor correction circuit with DC/DC converter output stage. This technique provides power factor correction and regulating of output voltage. This project uses combination of boost converter in discontinuous conduction mode (DCM) and forward converter in continuous conduction mode (CCM)

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	I
สารบัญ	II
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	XIV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์	4
1.3 ขอบเขตการศึกษา	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน	5
2.1 ทฤษฎี Single-Stage Single-Switch Input-Current Shapper (S ⁴ ICS)	5
2.1.1 การทํางานของตัวเหนี่ยวนำบูสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง	5
2.2 ทฤษฎีวงจรถอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	10
2.2.1 พื้นฐานการทํางานของฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	10
2.2.2 กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดลวดคิตแมกเนไตซิ่ง (N _p)	12
2.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิทช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย	13
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)	13
บทที่ 3 หลักการออกแบบและการคำนวณ	15
3.1 การวิเคราะห์การทํางานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องของตัวเหนี่ยวนำบูสต์	16
3.2 การออกแบบการทํางานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องของตัวเหนี่ยวนำบูสต์	18
3.3 การคำนวณวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	22
3.4 การออกแบบระบบควบคุม	32
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	40
4.1 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรถอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณ	40

สารบัญ (ต่อ)

4.2 การเลียนแบบการทำงานของวงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า ความต้านทานโหลดต่างๆ โดยโปรแกรม PSPICE	40
4.2.1 วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load	40
4.2.2 วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load	41
4.2.3 วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load	41
4.2.4 วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load	42
4.2.5 วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load	42
4.2.6 วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี full load	43
4.3 ผลการทดลองการทำงานของวงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์	45
4.3.1 ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของ วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์	45
4.3.1.1 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)	45
4.3.1.2 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)	46
4.3.1.3 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)	46
4.3.1.4 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)	47
4.3.1.5 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)	47
4.3.1.6 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	48
4.3.2 ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของ วงจรถอร์เวร์คอนเวอร์เตอร์	48
4.3.2.1 การทดลองที่แรงดัน 160 Vrms ที่ full load (10 A)	49
4.3.2.2 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	49

สารบัญ (ต่อ)

4.3.3	การทดลองผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกอย่างทันทีทันใดย่านแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ	50
4.3.4	การวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (power factor) และค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ	51
4.3.4.1	การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 140 V _{rms}	51
4.3.4.2	การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 180 V _{rms}	52
4.3.4.3	การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 220 V _{rms}	53
4.4	การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่ได้จากการคำนวณ	56
4.5	การเลียนแบบการทำงานของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่ค่าความต้านทานโหลดต่าง ๆ โดยโปรแกรม PSPICE	56
4.5.1	วงจร Single-Stage Single-Switch (S ⁴ ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load	56
4.5.2	วงจร Single-Stage Single-Switch (S ⁴ ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load	57
4.5.3	วงจร Single-Stage Single-Switch (S ⁴ ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load	57
4.5.4	วงจร Single-Stage Single-Switch (S ⁴ ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load	58
4.5.5	วงจร Single-Stage Single-Switch (S ⁴ ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load	58
4.5.6	วงจร Single-Stage Single-Switch (S ⁴ ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี Full load	59
4.6	ผลการทดลองการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S ⁴ ICS	61
4.6.1	ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S ⁴ ICS	61
4.6.1.1	การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)	61

สารบัญ (ต่อ)

4.6.1.2 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)	62
4.6.1.3 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)	62
4.6.1.4 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)	63
4.6.1.5 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)	63
4.6.1.6 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	64
4.6.2 ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของวงจรปรับปรุง ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S ⁴ ICS	64
4.6.2.1 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)	65
4.6.2.2 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)	65
4.6.2.3 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)	66
4.6.2.4 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)	66
4.6.2.5 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)	67
4.6.2.6 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	67
4.6.3 การทดลองผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกอย่างทันทีทันใดที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่างๆ	68
4.6.4 ผลการวัด ripple ที่ค่าต่างๆ	69
4.6.5 การวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (power factor) และค่ากำลังไฟฟ้า ทางด้านเข้าที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่างๆ	70
4.6.5.1 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 140 V _{rms}	70
4.6.5.2 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 180 V _{rms}	71
4.6.5.3 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 220 V _{rms}	72
4.6.6 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า ที่เปรียบเทียบกับมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 Class D	75
4.6.6.1 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 140 V _{rms}	75
4.6.6.2 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 180 V _{rms}	76
4.6.6.3 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 220 V _{rms}	77

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	80
5.1 วิจารณ์ผลการทดลอง	80
5.2 สรุปผลการทดลอง	81
5.3 ปัญหาที่ได้อพบ	82
5.4 ข้อเสนอแนะ	

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



สารบัญญภาพ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
รูปที่ 1.1 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์โดยทั่วไป	1
รูปที่ 1.2 แสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางเข้าของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์โดยทั่วไป	2
รูปที่ 1.3 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์สองภาค	2
รูปที่ 1.4 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ภาคเดียว	3
รูปที่ 1.5 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ภาคเดียวที่รวมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน	5
รูปที่ 2.1 แสดงการทำงานของวงจร S ⁴ ICS โดยฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์กับตัวเหนี่ยวนำบูสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง	6
รูปที่ 2.2 แสดงกราฟการทำงานของวงจร S ⁴ ICS โดยฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์กับตัวเหนี่ยวนำบูสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง	7
รูปที่ 2.3 แสดงรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร S ⁴ ICS	9
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ขณะทํางาน	11
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและกระแสจากการถ่ายเทพลังงานของขดลวดคิตแมกเนไตซิ่ง N _p ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส	13
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากรางค์	13
รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐานตามรูปที่ 2.7	14
บทที่ 3 หลักการออกแบบและการคำนวณ	15
รูปที่ 3.1 แสดงกราฟการทำงานของตัวเหนี่ยวนำบูสต์	16

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 3.2 แสดงโหมมการทำงานของตัวเหนี่ยวนำบวสตันโหมมกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง	18
รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์	32
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมมแรงดัน	32
รูปที่ 3.5 วงจรขยายความแตกต่างในแบบที่ 2	33
รูปที่ 3.6 แสดงส่วน Filter ทางออกของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	34
รูปที่ 3.7 แสดง Bode Diagram ของฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของ Filter และ Pulse Width Modulate	35
รูปที่ 3.8 แสดง Bode Diagram ของ Filter , วงจรขยายผลต่างและการรวมกันของ Filter กับวงจรขยายผลต่าง	37
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Forward converter ทั้งหมดที่ได้ทำการออกแบบ	38
รูปที่ 3.10 แสดงวงจร Single-Stage Single-Switch Input Current Shaper (S ⁴ ICS) ทั้งหมดที่ได้ทำการออกแบบ	39
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	40
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ ในกรณี light load	40
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ ในกรณี full load	41
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ ในกรณี light load	41
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ ในกรณี full load	42

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทาง ด้านเข้าของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้าน เข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load	42
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทาง ด้านเข้าของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้าน เข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี full load	43
รูปที่ 4.7 รูปแสดงเขียนแบบการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ด้วยโปรแกรม PSPICE	45
รูปที่ 4.8 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)	45
รูปที่ 4.9 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)	46
รูปที่ 4.10 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)	46
รูปที่ 4.11 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)	47
รูปที่ 4.12 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)	47
รูปที่ 4.13 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	48
รูปที่ 4.14 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 160 Vrms ที่ full load (10 A)	49
รูปที่ 4.15 แสดงการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	49
รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 160 Vrms เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า ทางด้านออกจาก 4 A เป็น 10 A ของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	50
รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 220 Vrms เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า ทางด้านออกจาก 4 A เป็น 10 A ของวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.18 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี light load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์	51
รูปที่ 4.19 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี full load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์	52
รูปที่ 4.20 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี light load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์	52
รูปที่ 4.21 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี full load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์	53
รูปที่ 4.22 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี light load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์	53
รูปที่ 4.23 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี full load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์	54
รูปที่ 4.24 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าประสิทธิภาพ และกำลังไฟฟ้า ทางด้านเอาต์พุต	55
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับ ทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้า สลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load	56
รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับ ทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้า สลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load	57
รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับ ทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้า สลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load	57
รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับ ทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้า สลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load	58
รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับ ทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้า	

สารบัญภาพ (ต่อ)

สลับทงด้ำนเข้เป็น 220 โวลต์ในกรณี light load	58
รูปที่ 4.30 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทงด้ำนเข้กับกระแสไฟฟ้าสลับทงด้ำนเข้ของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทงด้ำนเข้เป็น 220 โวลต์ในกรณี full load	59
รูปที่ 4.31 รูปแสดงเลียนแบบการทำงานของวงจร Single-Stage Single-Switch ด้วย โปรแกรม PSPICE	60
รูปที่ 4.32 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)	61
รูปที่ 4.33 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)	62
รูปที่ 4.34 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)	62
รูปที่ 4.35 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)	63
รูปที่ 4.36 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)	63
รูปที่ 4.37 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)	64
รูปที่ 4.38 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)	65
รูปที่ 4.39 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)	65
รูปที่ 4.40 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)	66
รูปที่ 4.41 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)	66
รูปที่ 4.42 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.43 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S ⁴ ICS ที่แรงดัน 220 V _{rms} ที่ full load (10 A)	67
รูปที่ 4.44 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 160 V _{rms} เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า ทางด้านออกจาก 4 A เป็น 10 A	68
รูปที่ 4.45 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 220 V _{rms} เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า ทางด้านออกจาก 4 A เป็น 10 A	68
รูปที่ 4.46 แสดงการวัดค่า ripple ที่ทางด้านเอาต์พุตที่แรงดันด้านทางเข้า 140 V _{rms}	69
รูปที่ 4.47 แสดงการวัดค่า ripple ที่ทางด้านเอาต์พุตที่แรงดันด้านทางเข้า 220 V _{rms}	69
รูปที่ 4.48 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 140 V _{rms} กรณี light load	70
รูปที่ 4.49 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 140 V _{rms} กรณี full load	71
รูปที่ 4.50 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 180 V _{rms} กรณี light load	71
รูปที่ 4.51 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 180 V _{rms} กรณี full load	72
รูปที่ 4.52 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 220 V _{rms} กรณี light load	72
รูปที่ 4.53 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 220 V _{rms} กรณี full load	73
รูปที่ 4.54 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและกำลัง ไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต	74
รูปที่ 4.55 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทางด้านเข้ากรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 V _{rms} กำลัง ไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 14 วัตต์	75
รูปที่ 4.56 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทางด้านเข้ากรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 V _{rms} กำลัง ไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 65 วัตต์	75

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.57 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทางด้านเข้ากรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น $180\text{ V}_{\text{rms}}$ กำลัง ไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 15 วัตต์	76
รูปที่ 4.58 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทางด้านเข้ากรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น $180\text{ V}_{\text{rms}}$ กำลัง ไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 65 วัตต์	76
รูปที่ 4.59 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทางด้านเข้ากรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น $220\text{ V}_{\text{rms}}$ กำลัง ไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 16 วัตต์	77
รูปที่ 4.60 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทางด้านเข้ากรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น $220\text{ V}_{\text{rms}}$ กำลัง ไฟฟ้าทางด้านเข้า เป็น 40 วัตต์	77

สารบัญตาราง

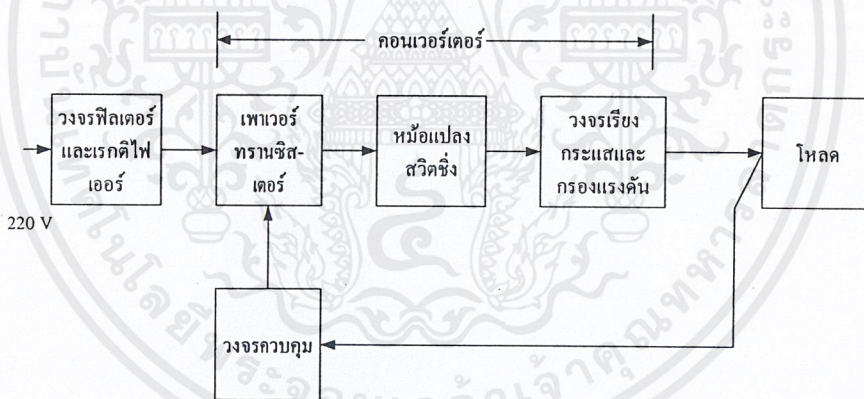
	หน้า
บทที่ 3 หลักการออกแบบและการคำนวณ	16
ตารางที่ 1 ค่า K factors and Phase	36
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	40
ตารางที่ 1 แสดงค่ากำลังไฟฟ้าทางค่านอกและกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้า ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า และที่โหลดค่าต่าง ๆ	54
ตารางที่ 2 แสดงค่ากำลังไฟฟ้าทางค่านอกและกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้า ของวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและที่โหลดค่าต่าง ๆ	73
ตารางที่ 3 แสดงค่าตัวประกอบกำลังทางค่านเข้า ค่าTHD แรงดันไฟฟ้า ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางค่านอกของวงจรบูสต์และ ค่าประสิทธิภาพของวงจร S ⁴ ICS ในโหมดกระแสไฟฟ้า ไหลไม่ต่อเนื่อง ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่า ต่าง ๆ ($V_o = 5 \text{ V}$ และ $I_o = 1 \text{ A}$)	78
ตารางที่ 4 แสดงค่าตัวประกอบกำลังทางค่านเข้า ค่าTHD แรงดันไฟฟ้า ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางค่านอกของวงจรบูสต์และ ค่าประสิทธิภาพของวงจร S ⁴ ICS ในโหมดกระแสไฟฟ้า ไหลไม่ต่อเนื่อง ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่า ต่าง ๆ ($V_o = 5 \text{ V}$ และ $I_o = 10 \text{ A}$)	78
ตารางที่ 5 การเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์กับวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันทางเข้า 220 Vrms ที่ Light load	79
ตารางที่ 6 การเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์กับวงจร S ⁴ ICS ที่แรงดันทางเข้า 220 Vrms ที่ Full load	79

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

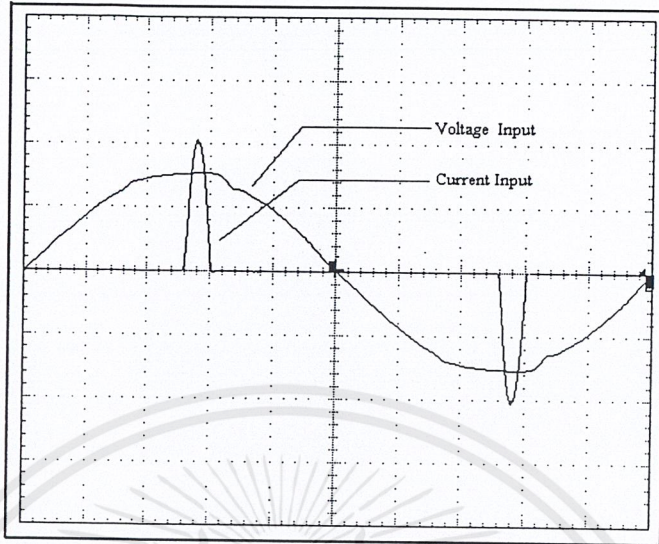
เนื่องจากในปัจจุบันได้มีการใช้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching power Supply) มากกว่าแบบลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย (Linear power) ซึ่งตามคุณสมบัติแล้วสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงกว่าแบบลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย แต่ในส่วนประกอบภายในของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีความซับซ้อน ซึ่งโดยปกติทั่วไปแล้วสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะประกอบไปด้วยวงจรฟิลเตอร์และเรกติไฟเออร์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC และวงจรควบคุม ซึ่งส่งผลให้แหล่งจ่ายกำลังโดยทั่วไปนี้มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำ (Power Factor) โดยพิจารณาได้จากรูปสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับทางเข้าที่มีลักษณะไม่เป็นสัญญาณไซน์ ดังรูปที่ 1.2 ซึ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานเนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่จ่ายจริงนั้นไม่สามารถที่จะนำมาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้อย่างคุ้มค่า



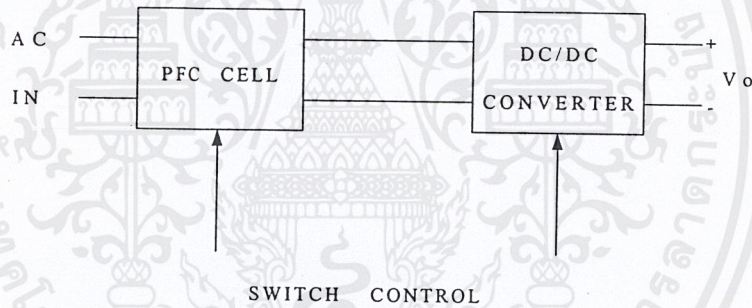
รูปที่ 1.1 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตซ์โดยทั่วไป

ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสองภาคดังแสดงได้จากรูปที่ 1.3 โดยการเพิ่มภาคการปรับปรุงตัวประกอบกำลังขึ้นมาเพื่อช่วยปรับปรุงตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ก่อนที่จะเข้าภาคคอนเวอร์เตอร์แบบ DC/DC ซึ่งจะส่งผลให้รูปสัญญาณไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเพิ่มและยังเป็นการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ให้เกิดประโยชน์มากขึ้นด้วย แต่แหล่งจ่ายกำลังแบบสองภาคนี้ก็ยังมีประสิทธิภาพต่ำอยู่เพราะว่าต้องใช้อุปกรณ์จำนวนมากและยังมีการเพิ่มอุปกรณ์เพื่อปรับปรุงตัวประกอบกำลังเป็นผลให้เกิดความซับซ้อนมากขึ้นและใช้ต้นทุนในการผลิตสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

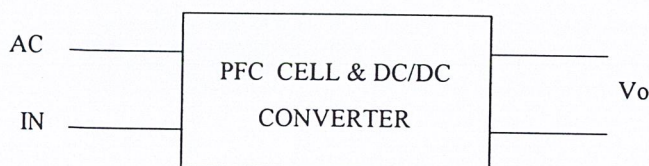


รูปที่ 1.2 แสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางเข้าของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์โดยทั่วไป

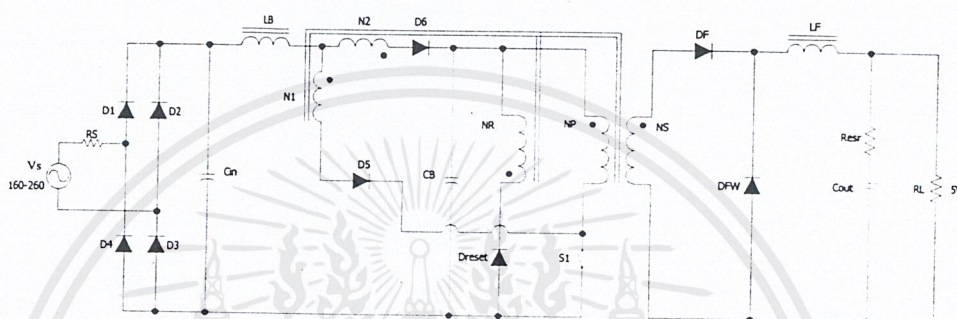


รูปที่ 1.3 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์สองภาค

รูปที่ 1.4 ได้มีการนำเสนอแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ภาคเดียวที่สามารถที่จะแก้ไขจำกัดของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสองภาค ซึ่งแหล่งจ่ายกำลังแบบภาคเดียวเป็นการรวมวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลังและวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ DC/DC เข้าด้วยกันและใช้อุปกรณ์สวิตช์เพียงตัวเดียว ซึ่งทำให้การควบคุมแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ภาคเดียวทำได้ง่ายขึ้น และความไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ของกระแสไฟฟ้าทางเข้าเมื่อเลือกวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลังเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบวสต์ ซึ่งจะทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (discontinuous conduction mode) สามารถทำให้กระแสไฟฟ้าทางเข้ามีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นถ้าควบคุมให้ความถี่ของการสวิตช์คงที่ แหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์แสดงดังรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.4 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตซ์ภาคเดียว



รูปที่ 1.5 แสดงแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตซ์ภาคเดียวที่รวมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวิร์ด

จากรูปที่ 1.5 เป็นแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตซ์ภาคเดียวที่มีการใช้อุปกรณ์สวิตซ์เพียงตัวเดียว ซึ่งจะทำงานร่วมกับกับวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบบูสต์และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ DC/DC จากการทำงานร่วมกันนี้ทำให้ไม่สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์ กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า และความถี่เพี้ยนของฮาร์โมนิกในกรแสไฟฟ้าทางด้านเข้า ดังนั้นการทำงานในแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์แบบภาคเดียวจะต้องพยายามทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์หลัก้ากับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า ถ้าตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ดทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบูสต์จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าหรือกระแสไฟฟ้าทางด้านออก แต่ถ้าแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่าสูงขึ้นหรือกระแสไฟฟ้าทางด้านออกมีค่าลดลง แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบูสต์จะมีค่าเพิ่มขึ้น นอกจากนี้การสวิตซ์แบบเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ก็เป็นวิธีที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุทางด้านออกของวงจรบูสต์มีค่าลดลงได้อีกวิธีหนึ่ง

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีภาคเดียวที่รวมการทำงานของวงจร 2 ส่วนเข้าด้วยกันคือ ส่วนวงจรตัวปรับปรุงตัวประกอบกำลังและส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ DC/DC เข้าด้วยกัน
2. เพื่อลดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
3. เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้แหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตซ์ภาคเดียว

1.3 ขอบเขตการทำงาน

เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรและทำการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตซ์ภาคเดียวที่มีการรวมการทำงานของวงจรสองส่วนเข้าด้วยกัน คือส่วนที่เป็นวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบบูสต์ซึ่งจะทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง และส่วนที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC แบบฟอร์เวิร์ด ซึ่งจะทำงานอยู่ในโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง ที่ทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้าเท่ากับ 160–220 โวลต์ แรงดันไฟฟ้าทางออก 5 โวลต์ และกระแสไฟฟ้าทางออก 1-10 แอมป์ ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงาน

2.1 ทฤษฎี Single-Stage Single-Switch Input-Current Shapper (S¹ICS)

เพื่อให้การวิเคราะห์ได้ง่ายเราจะสมมุติอุปกรณ์ทุกตัวทำงานเป็นอุดมคติ และหม้อแปลงไฟฟ้าจะไม่มีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) เพราะมันเป็นอุดมคติแต่จะมีความเหนี่ยวนำนำแมกนีไทซิ่ง (magnetizing inductance) และในการวิเคราะห์จะพิจารณาแรงดันทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะถูกพิจารณาเป็นค่าคงที่ระหว่างช่วงในการสวิตช์ตลอด เพราะความถี่ของการสวิตช์จะมีค่ามากกว่าความถี่ของไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามาก

2.1.1 การทำงานของตัวเหนี่ยวนำบูสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง

การทำงานของวงจรจะสมมติให้ตัวเหนี่ยวนำบูสต์ (L_B) ในรูปที่ 1.5 มีขนาดเล็กและจะทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง และตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด (L_F) ของวงจรทางด้านออกมีขนาดใหญ่เพียงพอที่จะทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง รูปที่ 2.1 และรูปที่ 2.2 แสดงการทำงานและกราฟการทำงานที่สัมพันธ์กันของวงจร ในระหว่างช่วงเวลา $T_0 - T_1$ จะเป็นช่วงที่สวิตช์ทำงานของวงจรดังรูปที่ 2.1 (a) กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านสวิตช์ (i_{sw}) คือผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบูสต์ (i_{LB}) กระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ (i_p) และกระแสไฟฟ้าแมกเนไทซิ่ง (i_m) แสดงดังรูปที่ 2.2 จากกฎของแอมป์แปร์จะได้รับความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าไหลในหม้อแปลงไฟฟ้าคือ

$$N_p i_p + N_1 i_{LB} - N_s i_s = 0 \quad (2.1)$$

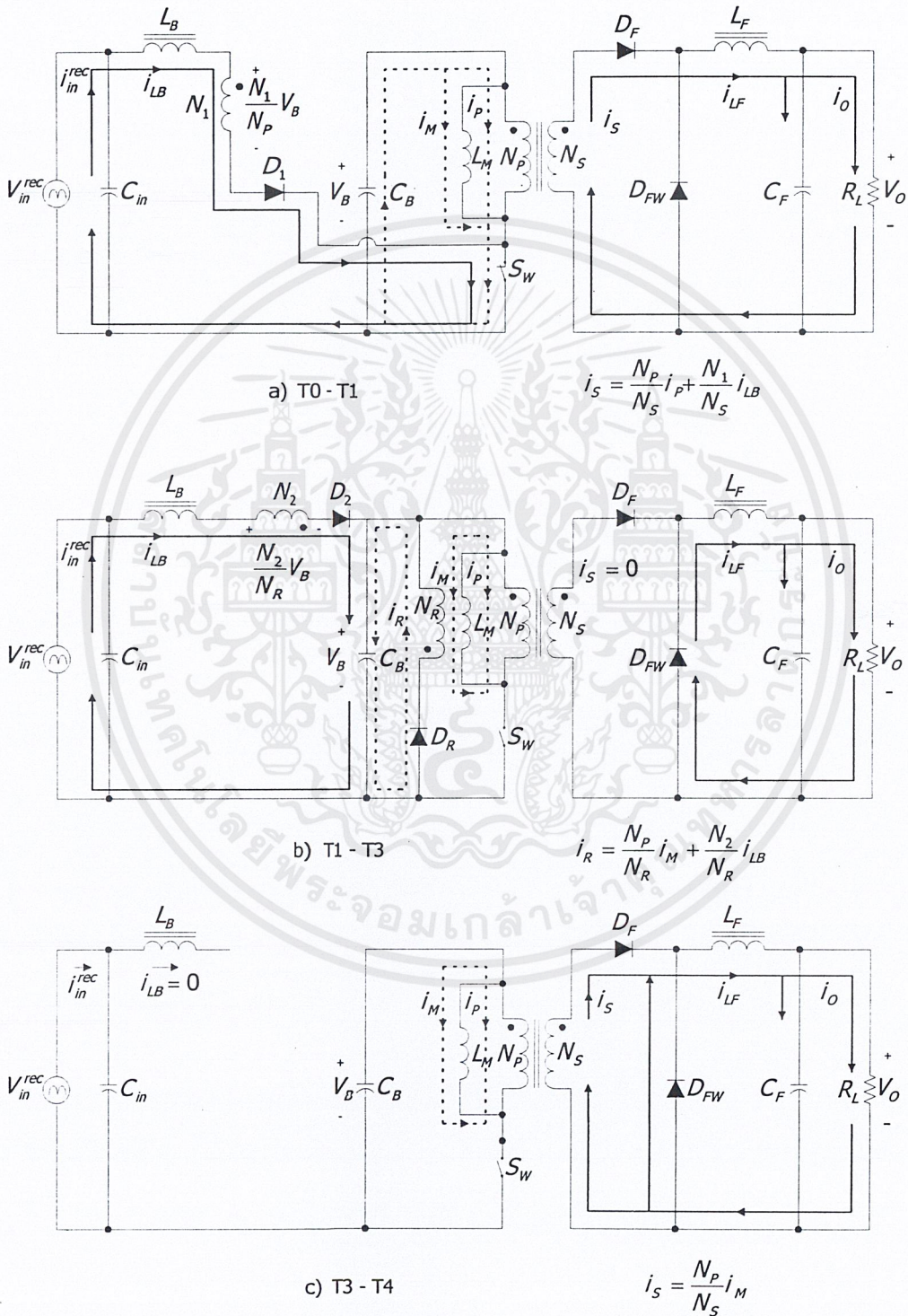
ดังนั้นกระแสทางด้านทุติยภูมิ (i_s) ระหว่างช่วงที่สวิตช์ทำงานสามารถแสดงได้คือ

$$i_s = \frac{N_p}{N_s} i_p + \frac{N_1}{N_s} i_{LB} \quad (2.2)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิในช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงานจะจ่ายพลังงานออกเป็นสองส่วนคือ กระแสไฟฟ้าผ่านขดลวดปฐมภูมิที่ได้จากการคายประจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบูสต์ ขณะที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบูสต์จะได้จากแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า โดยได้แสดงองค์ประกอบของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดดังรูปที่ 2.2

เมื่อสวิตช์ไม่ทำงานในช่วงเวลาที่ $t = T_1$ สวิตช์จะเริ่มไม่ทำงานกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบูสต์ จะเปลี่ยนเส้นทางการไหล โดยจะเปลี่ยนไปให้กับตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของบูสต์ดังรูปที่ 2.1 (b) และจะได้ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบูสต์ดังนี้

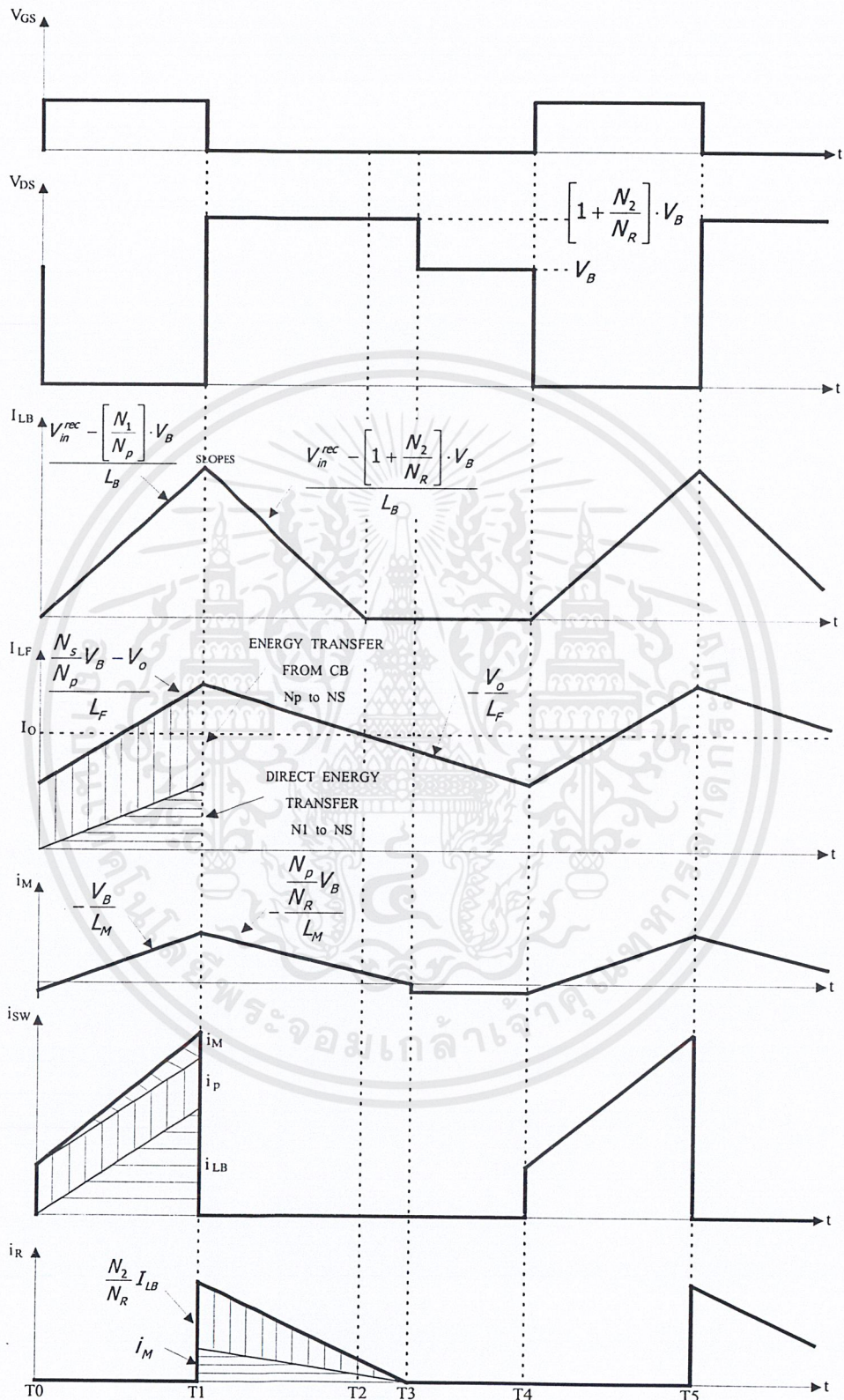
$$\frac{di_{LB}}{dt} = \frac{V_{in}^{rec} - \left[1 + \frac{N_2}{N_R}\right] \cdot V_B}{L_B} \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.1 แสดงการทำงานของวงจร S⁴ICS โดยฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์กับตัวเหนี่ยวนำบูสต์ใน

โหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงกราฟการทำงานของวงจร S^4ICS โดยฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์กับตัวเหนี่ยวนำนาบาสต์ ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่ทำงาน กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิจะต้องลดลงจนเป็นศูนย์เพื่อรีเซตแกนของตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิให้สมบูรณ์ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิจึงมีค่าเป็นลบเนื่องมาจาก

$$\left[1 + \frac{N_2}{N_R}\right] \cdot V_B > V_{in}^{rec} \quad (2.4)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าขดลวด N_2 ต้องรีเซตแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรปฐมภูมิมีค่าลดลง เนื่องจากการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้า $(N_2 / N_R) \cdot V_B$ จะตกคร่อมขดลวด N_2

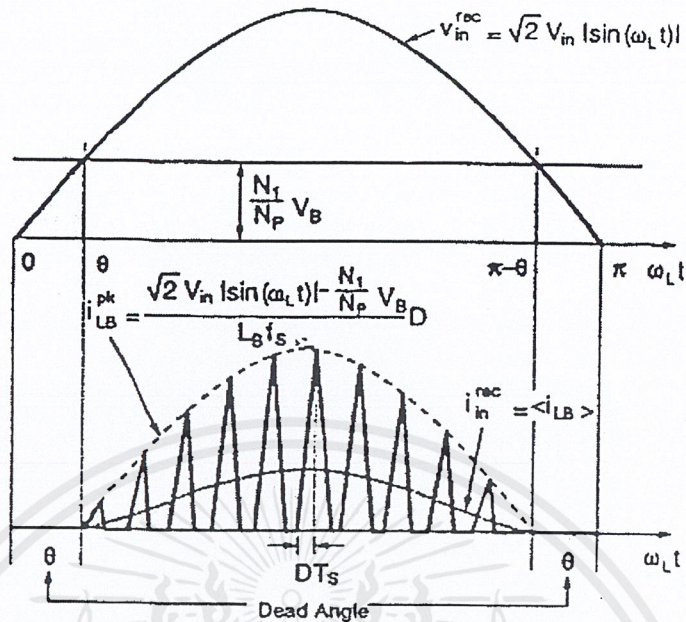
การที่เราจะสามารถที่จะรีเซตแกนหม้อแปลงทำได้โดยขดลวดรีเซต (N_R) ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิ เนื่องจากการเชื่อมต่อทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างขดลวด N_2 และขดลวดรีเซต N_R จากกฎของแอมแปร์กระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดรีเซตคือ

$$i_R = \frac{N_P}{N_R} i_M + \frac{N_2}{N_R} i_{LB} \quad (2.5)$$

จากรูปที่ 2.1 (b) ช่วงที่สวิตช์ไม่ทำงาน พลังงานที่เก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิ จะคายพลังงานไปให้กับตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรปฐมภูมิสองทางคือ ผ่านไดโอด D_2 โดยตรงและทางอ้อมผ่านทางขดลวดรีเซต ซึ่งอัตราส่วนการคายพลังงานโดยอ้อมต่อโดยตรงคำนวณได้จากอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด N_2 ต่อจำนวนรอบขดลวดรีเซต N_R ในรูปที่ 2.2 พลังงานที่เก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิจะคายพลังงานเสร็จสมบูรณ์ที่ $t = T_2$ และเมื่อที่ $t = T_3$ ฟลักซ์ในแกนของหม้อแปลงจะถูกรีเซตจนหมดทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมหม้อแปลงจะเท่ากับศูนย์ การทำงานในรูปที่ 2.1 (c) จะเป็นขั้นตอนสุดท้ายจนกว่าจะมีการทำงานของสวิตช์ในคาบเวลาใหม่

เพื่อให้วงจรสามารถที่จะทำงานได้อย่างถูกต้อง และเหมาะสมจะต้องเลือกจำนวนรอบของขดลวด N_1 และ N_2 ที่จะทำให้ไดโอด D_2 ไม่ทำงานในช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงาน จากรูปที่ 2.1 สภาวะที่ต้องการจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขที่ต้องการได้จากสมการ

$$\frac{N_1}{N_P} V_B + \frac{N_2}{N_P} V_B < V_B, \text{ or } \frac{N_1}{N_P} + \frac{N_2}{N_P} < 1 \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.3 แสดงรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสลับทางเข้าของวงจร S1CS โดยพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์กับตัวเหนี่ยวนำบวสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง

เพื่อให้การส่งผ่านพลังงานโดยตรงได้มากที่สุด ค่าอัตราส่วนของ N_1/N_p ควรเลือกให้มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่เนื่องจากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบที่มากกว่านี้จะเป็นสาเหตุที่ทำให้มีความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกในกระแสไฟฟ้าทางเข้ามากด้วยดังรูปที่ 2.3 และค่ากระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบวสต์จะไม่สามารถไหลได้จนกว่าแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าจะมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวด N_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(N_1/N_p)V_B$ ดังนั้นการเพิ่มค่า N_1/N_p จะมีความผิดเพี้ยนที่จุดตัดศูนย์ (zero-crossing distortions) จะเพิ่มขึ้นเนื่องจากมุมไร้ผลตอบสนองมีขนาดใหญ่ขึ้น มุมไร้ผลตอบสนองคำนวณได้จาก

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{N_1}{N_p} \cdot \frac{V_B}{\sqrt{2} \cdot V_{in}} \right) \tag{2.7}$$

ค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) โดยวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางออก เมื่อการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบวสต์มีขนาดเล็กจะได้ค่าวัฏจักรหน้าที่เป็นค่าคงที่ในช่วงครึ่งคาบการทำงาน

$$D = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_o}{V_B} \tag{2.8}$$

สมการค่าวัฏจักรข้างบนสามารถใช้ได้ก็เมื่อรู้ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบวสต์ ซึ่งจะประยุกต์มาใช้ด้วยหลักการความสัมพันธ์ของวงจรกำลังไฟฟ้าทางเข้าและทางออกในวงจรรูปที่ 1.5 แรงดันไฟฟ้านี้สามารถแสดงในรูปแบบที่แน่นอนได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\eta}{\pi} \cdot \left(\frac{\frac{N_P}{N_S} \sqrt{2V_{in}V_O}}{V_B} \right)^2 \cdot \frac{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{N_1}{N_P}}{V_O \cdot I_O} \cdot \frac{1}{L_B \cdot f_S} \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2(x) - \frac{N_1}{N_P} \cdot \frac{V_B}{\sqrt{2V_{in}}} \sin(x)}{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{\sqrt{2V_{in}}}{V_B} \sin(x)} dx = 1 \quad (2.9)$$

เมื่อ η คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

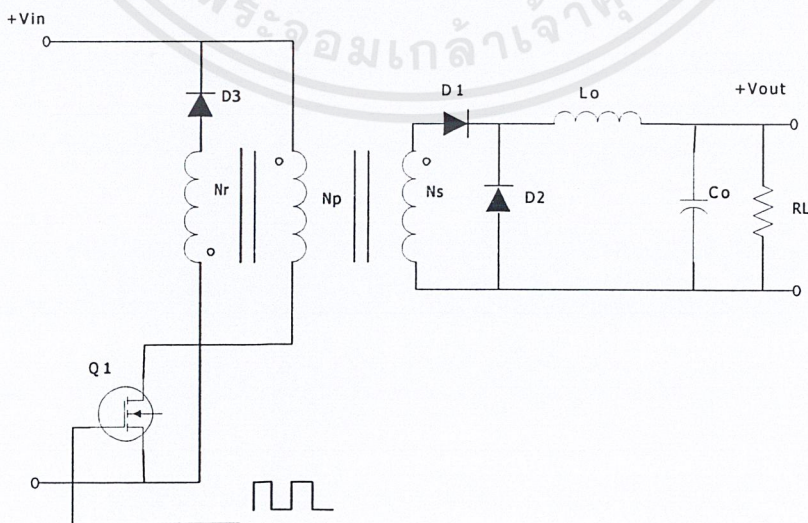
I_O คือ กระแสไฟฟ้าทางออก

ดังนั้นจะสามารถที่จะตัดสินใจได้โดยการตรวจสอบในสมการที่ 2.9 ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุทางออกของวงจรบัสต์ (V_B) จะเพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นหรือกระแสไฟฟ้าทางออกของวงจรมีค่าน้อยลง ซึ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุทางออกของวงจรบัสต์จะมีค่าสูงสุดเมื่อแรงดันไฟฟ้าทางเข้ามีค่าสูงแต่ไม่มีโหลดต่ออยู่ (light load)

2.2 ทฤษฎีวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

2.2.1 พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

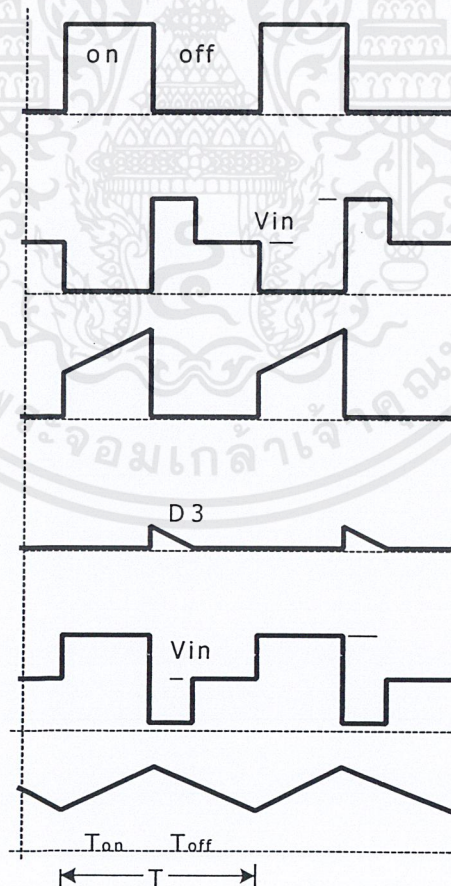
วงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.4 พื้นฐานการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะแตกต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กล่าวคือหม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.4 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ (N_p) และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิ (N_p) และขดลวดทุติยภูมิ (N_s) พันอยู่ในลักษณะทิศทางเดียวกัน ดังนั้นไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ (N_s) ผ่านตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดไหลไปยังโหลด (R_L) ได้ และมีการสะสมพลังงานที่ตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด (L_o) ส่วนไดโอด (D_2) จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีการนำกระแส เช่นเดียวกับไดโอด (D_3) เนื่องจากขดลวดตีแมกเนไตซิง (N_r) ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดลวดปฐมภูมิ (N_p) ไดโอด (D_3) จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหล เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดลวดทุติยภูมิ (N_s) แต่ในขณะที่เดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดขุดตัว จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปยังตัวเก็บประจุ (C_o) และโหลด (R_L) ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

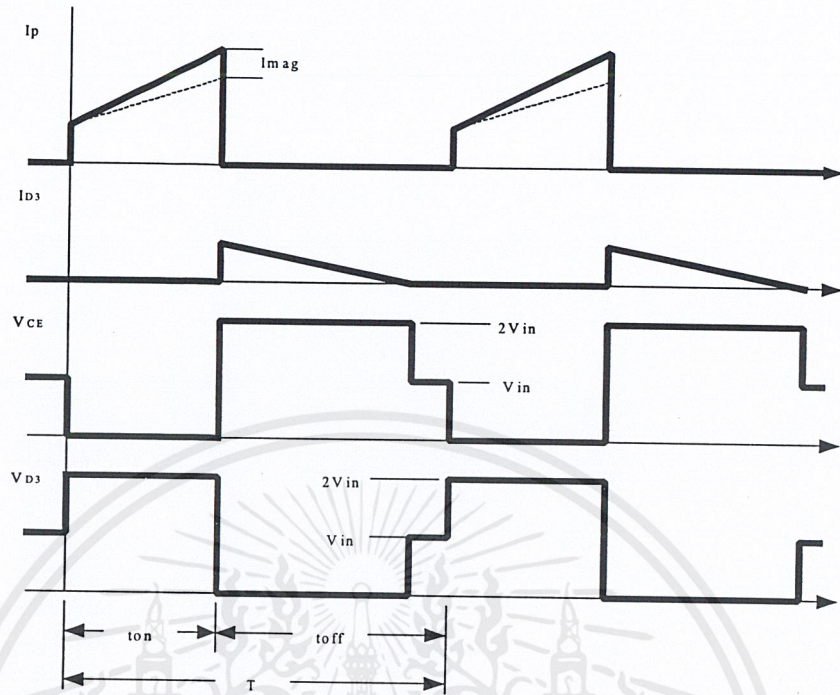
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแสตัวเอง สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัว และกลับขั้วแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ (N_p), ขดลวดทุติยภูมิ (N_s) และขดลวดรีเซต (N_r) ไดโอด D_3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดลวดตีแมกเนไตซิ่ง (N_r) และไดโอด D_3 นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดลวดปฐมภูมิในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้งสนามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้ Q_1 เป็นอันตรายได้ ในรูปที่ 2.5 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นภายในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

2.2.2 กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดลวดตีแมกเนไตซิ่ง (N_r)

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสและมีการส่งผ่านพลังงานนั้น กระแสที่ขดลวดปฐมภูมิที่เกิดขึ้น จะแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ กระแสที่ไหลเนื่องจากกระแสที่จ่ายออกไปจากขดลวดทุติยภูมิและกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (magnetizing current) ขดลวดปฐมภูมิจะไม่มีการสะสมพลังงานจากกระแสที่ไหลเพราะขดลวดทุติยภูมิ แต่จะมีการสะสมพลังงานเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงจะต้องถูกทำให้ลดลงภายในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ดังนั้นในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องเพิ่มขดลวดตีแมกเนไตซิ่ง (N_r) เข้ามาทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเพื่อถ่ายเทพลังงานสะสมนี้ออกไป

การเพิ่มขดลวดตีแมกเนไตซิ่ง (N_r) เข้ามานั้นจะมีผลต่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแสด้วย เนื่องจากขณะที่ขดลวดตีแมกเนไตซิ่งทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานและมีกระแสไหล แรงดันตกคร่อมขดลวดตีแมกเนไตซิ่ง จะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (V_{in}) และจะเกิดแรงดันตกคร่อมของขดลวดปฐมภูมิ (N_p) ในทิศทางตรงข้ามมีค่าเท่ากับ $\frac{N_p}{N_r} V_{in}$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ $V_{in} + \frac{N_p}{N_r} V_{in}$ ถ้าจำนวนรอบ $N_p = N_r$ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีค่าสูงถึง $2V_{in}$ จนกว่าขดลวดตีแมกเนไตซิ่งจะถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมด (กระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์) แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงกลับคืนมาเป็นแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (V_{in}) ได้ ในทำนองเดียวกันเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส และจำนวนรอบ $N_p = N_r$ แรงดันที่ตกคร่อม D_3 จะมีค่าเท่ากับ $2V_{in}$ ตลอดเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสด้วย รูปที่ 2.6 จะแสดงลักษณะของกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก และกระแสที่ไหลในขดลวดตีแมกเนไตซิ่งรวมทั้งแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Q_1) และแรงดันตกคร่อมไดโอด D_3 ตามเวลาด้วย

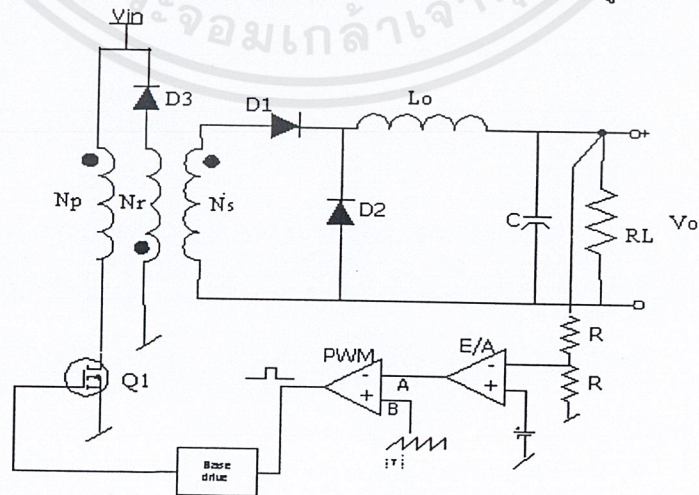


รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและกระแสจากการถ่ายเทพลังงานของขดลวดคัลแมกเนไตซ์ซึ่ง N_p ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

2.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.7

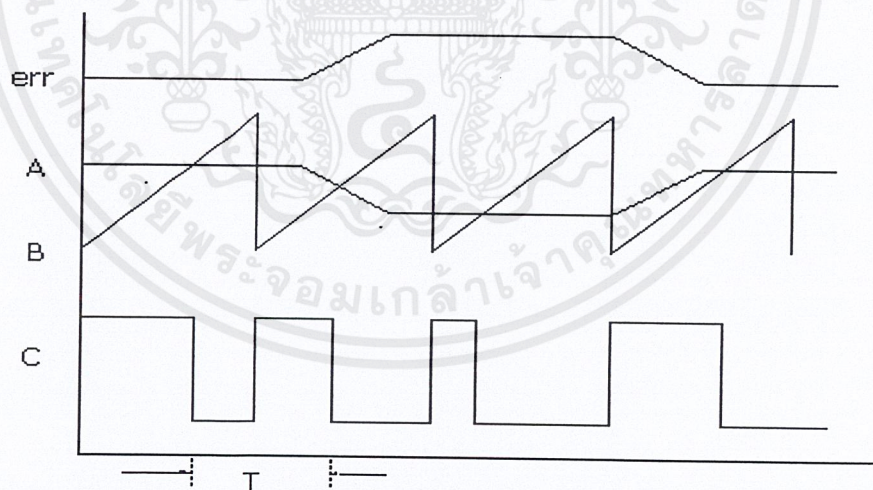


รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่ จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตซึ่งผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูปที่ 2.7

บทที่ 3

หลักการออกแบบและการคำนวณ

เนื่องจากในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง จะมีกระแสทางด้านเข้าที่มีความผิดเพี้ยนต่ำ เนื่องจากคุณสมบัติเฉพาะของโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous conduction mode) ในวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบบูสต์ (Boost Converter) ซึ่งจะมีรูปกระแสไฟฟ้าใกล้เคียงกับสัญญาณรูปไซน์ถ้าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) มีค่าคงที่

ในโหมดกระแสไหลต่อเนื่องจะถูกทักท้วงมากเนื่องจากมีสวิตช์ตัวเดียว แต่ต้องทำงานในการควบคุมสองวัฏจักรหน้าที่ที่ต่างกันคือควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ที่คงที่ของ DC/DC Converter และควบคุมวัฏจักรหน้าที่ที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ของสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า (ICS) ตัวเหนี่ยวนำในโหมดนี้เหมาะสมกับค่าแรงดันเข้าในช่วงกว้าง

3.1 การวิเคราะห์การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องของตัวเหนี่ยวนำบูสต์

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จะสมมติการทำดังนี้

- แรงดันทางด้านเข้าเป็นสัญญาณชานันแบบ full-wave

$$V_{in}^{rec} = V_m |\sin(\omega_L t)| \quad (3.1)$$

- แรงดันทางด้านเข้ามีค่าคงที่ในช่วงการทำงาน เนื่องจากความถี่ของสวิตช์ (f_s) มีค่ามากกว่าความถี่ของไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า ($f_L = \omega_L / 2\pi$)
- พลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังจะมีค่าคงที่ตลอดในแต่ละครึ่งของวัฏจักรของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า
- อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ยกเว้นเพียงไดโอดทางด้านทุติยภูมิที่มีแรงดันตกคร่อม
- หม้อแปลงไม่มีความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) แต่มีความเหนี่ยวนำแมกเนติไซซิง (magnetizing inductance)

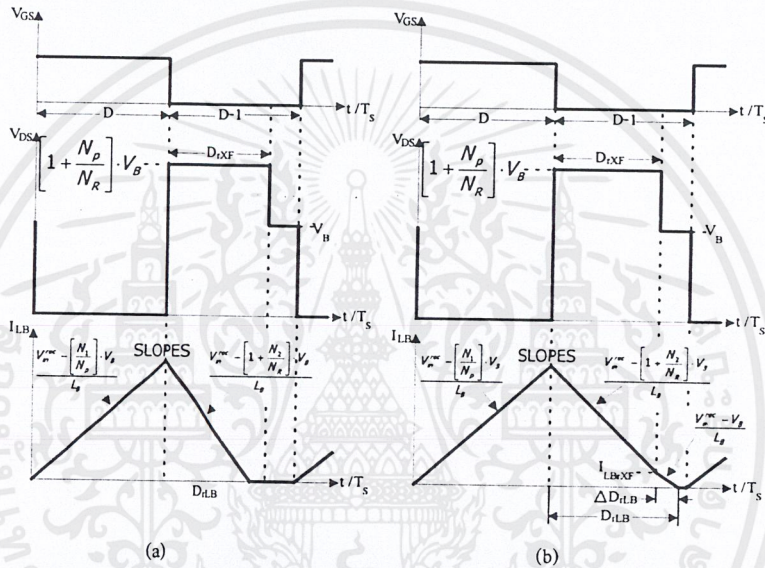
การทำงานในระหว่างครึ่งคาบของไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านเข้า จะมีการทำงานเป็นสองส่วนคือโหมดของกระแสไหลไม่ต่อเนื่องของตัวเหนี่ยวนำบูสต์ กระแสภายในตัวเหนี่ยวนำบูสต์ จะถูกรีเซตเสร็จสมบูรณ์ก่อนกระแสภายในหม้อแปลง $D_{rLB} < D_{rXF}$ ซึ่งจะเกิดผลลัพธ์ในรูปคลื่นกระแสเป็นสามเหลี่ยม ดังรูปที่ 3.1 (a) แต่ถ้ากระแสภายในหม้อแปลงรีเซตเสร็จสมบูรณ์ก่อนกระแสในตัวเหนี่ยวนำบูสต์ จะมีรูปคลื่นกระแสที่ซับซ้อนมากของกระแสในตัวเหนี่ยวนำบูสต์ ดังรูปที่ 3.1 (b)

ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องดังรูปที่ 3.1 (a) กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ บวสต์หาได้จากสมการคือ

$$i_{LBav}^{DCMa} = \frac{D + D_{rLB}}{2} \cdot i_{LBpk} \tag{3.2}$$

เมื่อกระแสไฟฟ้าสูงสุดในตัวเหนี่ยวนำบวสต์คือ

$$i_{LBpk} = \frac{V_{in}^{rec} - \frac{N_1}{N_p} V_B}{L_B f_S} \cdot D \tag{3.3}$$



รูปที่ 3.1 แสดงกราฟการทำงานของตัวเหนี่ยวนำบวสต์

จากความสมดุลฟลักซ์ในตัวเหนี่ยวนำบวสต์

$$\left(V_{in}^{rec} - \frac{N_1}{N_p} \cdot V_B \right) \cdot D = \left[\left(1 + \frac{N_2}{N_R} \right) \cdot V_B - V_{in}^{rec} \right] \cdot D_{rLB} \tag{3.4}$$

$$D + D_{rLB} = \frac{1 - \frac{N_1}{N_p} + \frac{N_2}{N_R}}{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{V_{in}^{rec}}{V_B}} \cdot D \tag{3.5}$$

แทนสมการที่ (3.3) และ (3.5) ลงใน (3.2) จะได้สมการ

$$i_{LBav}^{DCMa} = \frac{V_B D^2}{2L_B f_S} \cdot \frac{A_1 + A_2 \frac{V_{in}^{rec}}{V_B}}{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{V_{in}^{rec}}{V_B}} \tag{3.6}$$

เมื่อ $A_2 = 1 - \frac{N_1}{N_p} + \frac{N_2}{N_R}$ และ $A_1 = -\frac{N_1}{N_p} A_2$ (3.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องดังรูปที่ 3.1 (b) กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ
 บวสต์หาได้จากสมการคือ

$$i_{LBav}^{DCMb} = \frac{D + D_{rXF}}{2} \cdot i_{LBpk} + \frac{D_{rXF} + \Delta D_{rLB}}{2} \cdot i_{LB rXF} \quad (3.8)$$

เมื่อ
$$D_{rXF} = \frac{N_R}{N_p} \cdot D \quad (3.9)$$

เมื่อ i_{LBpk} คือกระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำบวสต์ในสมการที่ (3.3) $i_{LB rXF}$ คือกระแส
 ไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำบวสต์ที่กระแสไฟฟ้าในหม้อแปลงมีการรีเซตเสร็จสมบูรณ์ ก่อน

$$i_{LB rXF} = \frac{V_B - V_{in}^{rec}}{L_B f_s} \cdot \Delta D_{rLB} \quad (3.10)$$

และ ΔD_{rLB} แทนเงื่อนไขช่วงเวลาของตัวเหนี่ยวนำบวสต์ (L_B) หลังจากที่มีการรีเซต
 กระแสไฟฟ้าในหม้อแปลงเสร็จสมบูรณ์แล้ว และสามารถที่จะหา ΔD_{rLB} จากความสมดุลของ
 ฟลักซ์ในตัวเหนี่ยวนำบวสต์

$$\left[V_{in}^{rec} - \frac{N_1}{N_p} \cdot V_B \right] \cdot D = \left[\left(1 + \frac{N_2}{N_R} \right) \cdot V_B - V_{in}^{rec} \right] \cdot \frac{N_R}{N_p} \cdot D + (V_B - V_{in}^{rec}) \cdot \Delta D_{rLB} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จะได้เป็น

$$\Delta D_{rLB} = \frac{\left(1 + \frac{N_R}{N_p} \right) \cdot \frac{V_{in}^{rec}}{V_B} - \frac{N_R + N_1 + N_2}{N_p}}{1 - \frac{V_{in}^{rec}}{V_B}} \cdot D \quad (3.12)$$

แทนสมการที่ (3.3), (3.9), (3.10) และ (3.12) ลงในสมการที่ (3.8) จะได้

$$i_{LBav}^{DCMb} = \frac{V_B D^2}{2L_B f_s} \cdot \frac{B_1 + B_2 \frac{V_{in}^{rec}}{V_B}}{1 - \frac{V_{in}^{rec}}{V_B}} \quad (3.13)$$

เมื่อ
$$B_1 = \left(\frac{N_1 + N_2}{N_p} \right)^2 - \frac{N_1}{N_p} + \frac{N_2 N_R}{N_p^2} \quad (3.14)$$

$$B_2 = 1 - \frac{N_1}{N_p} - \frac{N_2}{N_p} \cdot \left(2 + \frac{N_R}{N_p} \right) \quad (3.15)$$

เมื่อเงื่อนไขขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องดังรูปที่ 3.1 (a) และโหมด
 กระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องดังรูปที่ 3.1 (b) สามารถที่จะหาได้จากสมการที่ 3.12 ซึ่งในโหมด
 กระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องของตัวเหนี่ยวนำ (L_B) ในรูปที่ 3.1 (b) เมื่อ $\Delta D_{rLB} > 0$

$$V_{in}^{rec} > \frac{N_R + N_1 + N_2}{N_R + N_p} \cdot V_B \quad (3.16)$$

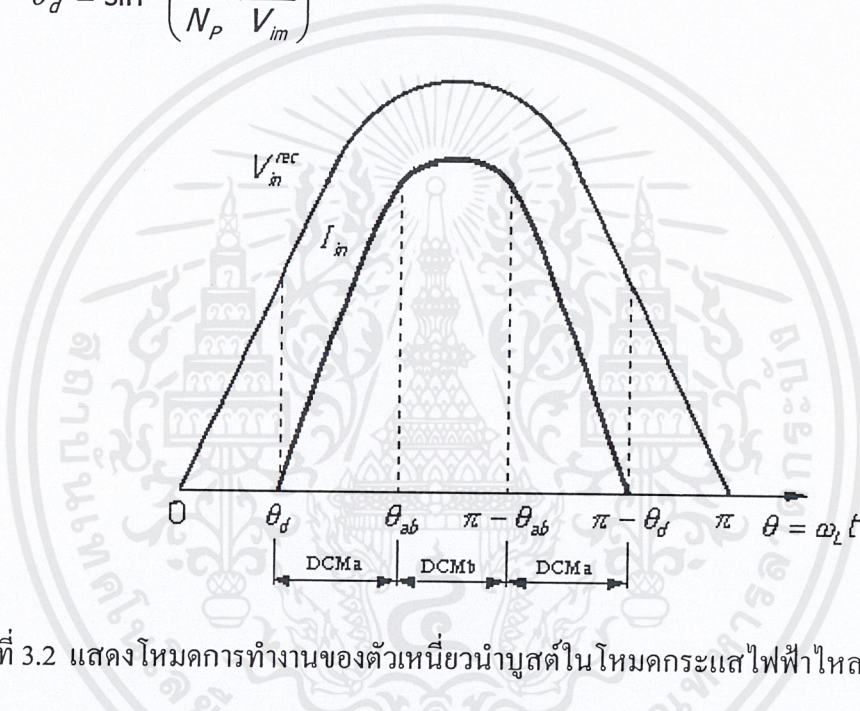
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยมุมระหว่างขอบเขตในโหมตกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง a และโหมตกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง b (boundary angle) หาได้จาก

$$\theta_{ab} = \sin^{-1} \left(\frac{N_R + N_1 + N_2}{N_R + N_p} \cdot \frac{V_B}{V_{im}} \right) \quad (3.17)$$

และในโหมตการทำงานของกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องในตัวเหนี่ยวนำบูสต์สามารถที่จะแสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันในรูปที่ (3.2) และมุมไร้ผลตอบสนอง θ_d (dead angle) หาได้จาก

$$\theta_d = \sin^{-1} \left(\frac{N_1}{N_p} \cdot \frac{V_B}{V_{im}} \right) \quad (3.18)$$



รูปที่ 3.2 แสดงโหมตการทำงานของตัวเหนี่ยวนำบูสต์ใน โหมตกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง

3.2 การออกแบบการทำงานในโหมตกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องของตัวเหนี่ยวนำบูสต์

ในตัวเก็บประจุแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์ (V_B) จะไม่ถูกควบคุมจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า ดังนั้นในการออกแบบจะต้องออกแบบให้ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์ (V_B) จะต้องอยู่ในช่วงระหว่างค่าสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_{Bmax}) และค่าต่ำสุดของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ตัวเก็บประจุ (V_{Bmin}) สามารถที่จะทนได้ และต้องทำการออกแบบค่าต่างๆ คือ $L_B, L_F, N_p, N_R, N_s, N_1$ และ N_2

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์หาได้จากความสมดุลของกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าทางด้านออกของตัวเก็บประจุของวงจรบูสต์ (V_B)

$$\frac{2}{\pi} \int_{\theta_d}^{\theta_{ab}} i_{LBav}^{DCMa} V_{in}^{rec} d\theta + \frac{2}{\pi} \int_{\theta_{ab}}^{\frac{\pi}{2}} i_{LBav}^{DCMb} V_{in}^{rec} d\theta = \frac{V_0 I_0}{\eta} \quad (3.19)$$

เมื่อ η เป็นค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบัสต์มีค่าใกล้เคียงกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรบัสต์สูงสุด (V_{Bmax}) เมื่อแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุด ตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดจะกระทำที่เงื่อนไขขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่องและโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (DCM-CCM boundary) ซึ่งเมื่อ $I_o \leq I_{o,max}$ แต่ในความจริงเมื่อตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่องแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบัสต์จะเพิ่มขึ้นเมื่อกระแสไฟฟ้าทางออกลดลง แต่ถ้าตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางออกของวงจรบัสต์จะไม่ขึ้นกับกระแสไฟฟ้าทางออกมากนัก

การที่ประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดมีเงื่อนไขขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องและโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง (DCM-CCM boundary) ที่เกิดขึ้นที่กระแสไฟฟ้าทางออกที่ต่ำ กระแสไฟฟ้าทางออกจะแสดงดังนี้

$$I_{oDCH} = \frac{(V_0 + V_F) \cdot (1 - D_{min})}{2L_f f_s} \quad (3.20)$$

และค่าวัฏจักรหน้าที่ที่น้อยที่สุด (D_{min}) หาได้จากความสัมพันธ์ของตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด

$$D_{min} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_0 + V_F}{V_{Bmax}} \quad (3.21)$$

แทนสมการที่ (3.1),(3.6),(3.7),(3.13-3.15),(3.20) และ (3.21) ลงในสมการที่ (3.19) จะได้อัตราส่วนของตัวเหนี่ยวนำบัสต์กับตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด

$$\frac{L_B}{L_P} = \frac{2\eta_H}{\pi} \cdot \frac{\frac{V_{imH}}{V_{Bmax}} \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2}{1 - \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_0 + V_F}{V_{Bmax}}} \cdot \left(1 + \frac{V_0}{V_F}\right) \cdot K_H \quad (3.22)$$

เมื่อ V_{imH} เป็นขนาดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุด η_H เป็นประสิทธิภาพสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุด

$$K_H = A_2 \int_{\theta_{dH}}^{\theta_{abH}} \frac{\frac{V_{imH}}{V_{Bmax}} \sin \theta - \frac{N_1}{N_p}}{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{V_{imH}}{V_{Bmax}} \sin \theta} \cdot \sin \theta d\theta + \int_{\theta_{abH}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{B_1 \sin \theta + B_2 \frac{V_{imH}}{V_{Bmax}} \sin^2 \theta}{1 - \frac{V_{imH}}{V_{Bmax}} \sin \theta} d\theta \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (3.23) θ_{dH} คือมุมไว้ผลตอบสนองหาได้จากสมการที่ (3.18) ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุดและ θ_{abH} เป็นมุมในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง a และในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง b (DCMa-DCMb boundary) ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุด และเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรบวสต์มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรบวสต์ที่มีค่าต่ำสุด ($V_B = V_{Bmin}$) ที่แรงดันไฟฟ้าเข้าต่ำสุดและที่โหมดมากที่สุด เมื่อตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่องค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าของวงจรบวสต์ที่มีค่าต่ำสุด (V_{Bmin}) สามารถที่จะหาได้จากค่าวัฏจักรหน้าที่ที่มากที่สุด (maximum duty cycle) หรือที่เงื่อนไขของตัวเหนี่ยวนำบวสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (ดังสมการที่ 3.29)

เมื่อกระแสไฟฟ้าทางด้านออกมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าทางด้านออกสูงสุด ($I_0 = I_{Omax}$) ในสมการที่ (3.19) และแทนสมการที่ (3.1),(3.6),(3.7) และ (3.13-3.15) ลงในสมการที่ (3.19) ที่แรงดันไฟฟ้าเข้าต่ำสุด จะได้ผลคูณของตัวเหนี่ยวนำบวสต์กับความถี่สวิทช์

$$L_B f_S = \frac{\eta_L}{\pi} \frac{V_{imL} \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2}{I_{Omax}} \cdot \frac{(V_0 + V_F)^2}{V_0} \cdot K_L \quad (3.24)$$

เมื่อ V_{imL} เป็นขนาดแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ต่ำสุด η_L เป็นประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าต่ำที่สุด และ K_L เป็นค่าที่หาได้จากสมการ (3.23) แทนค่า V_{imH} , V_{Bmax} , θ_{dH} และ θ_{abH} ด้วย V_{imL} , V_{Bmin} , θ_{dL} และ θ_{abL} ตามลำดับ

ใช้สมการที่ (3.22) และ (3.24) โดยเลือกค่า N_P, N_R, N_S, N_1 และ N_2 เพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำบวสต์และตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด และค่า N_P, N_R และ N_S สามารถเลือกโดยใช้หลักการของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสุดท้าย N_1 และ N_2 สามารถเลือกได้ตามเงื่อนไขดังนี้

การทำงานตัวเหนี่ยวนำบวสต์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องเงื่อนไขคือ

$$D + D_{rXF} + \Delta D_{rLB} \leq 1 \quad (3.25)$$

แทนค่าสมการที่ (3.9) และ (3.12) ลงในสมการที่ (3.25) และจากความสมดุลฟลักซ์ในตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด

$$V_B \geq V_{im} + \left(\frac{N_P}{N_S} - \frac{N_1 + N_2}{N_S} \right) \cdot (V_0 + V_F) \quad (3.26)$$

ประยุกต์ในสมการที่ (3.26) ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุด จะได้ค่า $N_1 + N_2$ ที่น้อยที่สุด

$$\frac{N_1 + N_2}{N_P} \geq 1 - \frac{V_{Bmax} - V_{imH}}{\left(\frac{N_P}{N_S} \right) \cdot (V_0 + V_F)} \quad (3.27)$$

ค่าสูงสุดของ $N_1 + N_2$ สามารถหาได้จากความต้องการของการกระทำที่เหมาะสมของช่วงเวลาในรอบสวิตช์

$$\frac{N_1 + N_2}{N_p} < 1 \quad (3.28)$$

ประยุกต์ในสมการที่ (3.26) ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าต่ำสุด จะได้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรมอเตอร์ต่ำที่สุด

$$V_{Bmin} \geq V_{imL} + \left(\frac{N_p}{N_s} - \frac{N_1 + N_2}{N_s} \right) \cdot (V_0 + V_F) \quad (3.29)$$

การกระทำนี้จะได้ผลดีที่สุดหากสามารถให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรมอเตอร์ต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และจะหาค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรมอเตอร์ต่ำที่สุด (V_{Bmin}) จากสมการที่ (3.29) และควรเลือกค่า $N_1 + N_2$ ให้ใหญ่ที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งค่า $N_1 + N_2$ จะต้องเท่ากับค่าของขดลวดปฐมภูมิด้วยหนึ่งหรือสองรอบ

จะสังเกตค่าแรงดันไฟฟ้า V_{Bmin} จากสมการที่ (3.29) จากค่า V_{Bmin} จะทำให้ได้ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่มากที่สุด

$$D_{max} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_0 + V_F}{V_{Bmin}} < \frac{1}{1 + \frac{N_R}{N_p}} = 0.5 \quad (3.30)$$

ถ้าสนใจในเงื่อนไขของตัวเหนี่ยวนำมอเตอร์ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง จะมีเงื่อนไขจาก $D_{rLB} \leq D_{rXF}$ จากในสมการที่ (3.16) และประยุกต์ใช้ในแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าสูงสุด

$$\frac{N_1 + N_2}{N_p} \geq \left(1 + \frac{N_R}{N_p} \right) \cdot \frac{V_{imH}}{V_{Bmax}} - \frac{N_R}{N_p} \quad (3.31)$$

หลังจากเลือกค่า $N_1 + N_2$ ค่าของ N_1 สามารถหาได้จากการแลกเปลี่ยนระหว่างการถ่ายเทพลังงานโดยตรง ประสิทธิภาพที่มากขึ้น (เมื่อ N_1 มีขนาดใหญ่) และมุมไร้ผลตอบสนองร่วมด้วยกับตัวประกอบกำลังที่ต่ำ และความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกในกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่สูง (total harmonic distortion) (เมื่อ N_1 มีขนาดเล็ก) ในความเป็นจริง N_1 จะสามารถเลือกให้ใหญ่ที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ด้วยประสิทธิภาพที่สูงสุด

3.3 การคำนวณวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

หลักการออกแบบและคำนวณ

เงื่อนไขการออกแบบวงจรของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้าเข้า	160-260	โวลต์
แรงดันไฟฟ้าทางด้าออก	5	โวลต์
กระแสไฟฟ้าทางด้าออก	1-10	แอมแปร์
ความถี่สวิตช์	50	กิโลเฮิร์ตซ์
Dmax	0.45	

การคำนวณหม้อแปลงไฟฟ้าในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากสมการ $P_{02} = (V_o + V_H + V_D)I_o$ (3.32)

P_{02} คือกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงทางด้าทุติยภูมิ

V_H คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดซึ่งจะมีค่าเป็น 10 % ของแรงดันทาง

ด้าออกมีค่าเท่ากับ 0.5 โวลต์

V_D คือแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.5 โวลต์

จากสมการที่ 3.32 แทนค่าจะได้ $P_{02} = (V_o + V_H + V_D)I_o = (5 + 0.5 + 1.5)10 = 70W$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงด้าทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ 70 วัตต์

การเลือกขนาดแกนของหม้อแปลง

$$A_p = \frac{\sqrt{D_{\max}} \cdot P_{02} \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{K_w \cdot J \cdot B_m \cdot f_s} \quad (3.33)$$

A_p คือ area product

A_c คือ core area

A_w คือ window area

D_{\max} คือ maximum duty cycle

η คือ ประสิทธิภาพของหม้อแปลง ($\eta = 70\%$)

B_m คือ ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก ($B_m \approx 0.15T$)

K_w คือ ค่า window utilization factor (กรณีหม้อแปลงมีค่าเท่ากับ 0.4)

J คือความหนาแน่นกระแสมีค่าเท่ากับ $3-5 \cdot 10^6$ A/sq.m

$$A_p = 12671.051mm^4$$

ดังนั้นแทนค่าลงในสมการที่ 3.32 จะได้ค่า $A_p = 12671.051 \text{ mm}^4$ แต่เนื่องจากค่า A_p ซึ่งคำนวณได้นั้นไม่ได้รวมการพันขดลวดของ N_1 และ N_2 เอาไว้ ดังนั้นจึงทำการเพื่อคำนวณขนาดของแกนไว้ ซึ่งจะได้ทำการเปิดตารางแกนเหล็กหม้อแปลงจะได้ขนาดแกน EE 55 ซึ่งจะมีค่า $A_p = 141,094 \text{ mm}^4$ $A_c = 353 \text{ mm}^2$, $A_w = 399.7 \text{ mm}^2$
 $A_L = 6000 \text{ nH} / \text{N}^2$

การหาจำนวนรอบของขดลวด

N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_s คือจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

N_R คือจำนวนรอบของขดลวดรีเซต

n คืออัตราส่วนของจำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิต่อจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$N_p = \frac{V_{\min} \cdot D_{\max}}{A_c \cdot B_m \cdot f_s} = \frac{200 \cdot 0.45}{353 \cdot 10^{-6} \cdot 0.15 \cdot 50 \cdot 10^3} = 33.99 \approx 34 \text{ รอบ} \quad (3.34)$$

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o + V_H + V_D}{V_{\min} \cdot D_{\max}} = \frac{7}{200 \cdot 0.45} = 0.078 \quad (3.35)$$

$$N_s = nN_p = 0.078 \cdot 34 = 2.652 \approx 3 \text{ รอบ}$$

จากความสัมพันธ์ระหว่าง N_s และ N_p จะหาค่า

$$N_p = \frac{N_s}{n} = \frac{3}{0.078} = 38.46 \approx 39 \text{ รอบ}$$

การเลือกขนาดขดลวด

$I_{S,rms}$ คือค่า rms ของกระแสด้านทุติยภูมิ

$I_{P,rms}$ คือค่า rms ของกระแสด้านปฐมภูมิ

$$I_{S,rms} = I_o \cdot \sqrt{D_{\max}} = 10 \cdot \sqrt{0.45} = 6.71 \text{ A} \quad (3.36)$$

$$I_{P,rms} = n \cdot I_{S,rms} = 0.078 \cdot 6.7 = 0.523 \text{ A} \quad (3.37)$$

การคำนวณในขดลวดรีเซต

L_p คือค่าความเหนี่ยวนำกระแสในขดลวดปฐมภูมิ

A_L คือตัวประกอบของความเหนี่ยวนำ

I_{mag} คือกระแส magnetizing

$$\text{จากสมการ} \quad L_1 = A_L \cdot N_p^2 = 6000 \cdot 10^{-9} \cdot 39^2 = 0.009126 \text{ H} \quad (3.38)$$

$$I_{mag} = \frac{D_{\max} \cdot V_{\min}}{f_s \cdot L_1} = \frac{0.45 \cdot 200}{50 \cdot 10^3 \cdot 0.009126} = 0.197 \text{ A} \quad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{rms} = I_{mag} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 0.197 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0.45}{3}} = 0.0844 A \quad (3.40)$$

จากสมการหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวดเพื่อนำไปเทียบกับตารางจะคำนวณได้จาก

$$a = \frac{I_{rms}}{J} \quad (3.41)$$

a คือพื้นที่หน้าตัดของขดลวด

J คือค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $3-5 \cdot 10^6$

$$a_p = \frac{I_{p,rms}}{J} = \frac{0.523}{3} = 0.174 mm^2$$

ดังนั้นจะเลือกขนาดขดลวดด้านปฐมภูมิจากรายจะได้ AWG 24 ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัด $0.205 mm^2$ จำนวน 1 เส้น

$$a_s = \frac{I_{s,rms}}{J} = \frac{6.71}{3} = 2.2367 mm^2$$

ดังนั้นจะเลือกขนาดขดลวดด้านทุติยภูมิจากรายจะได้ AWG 20 ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัด $0.519 mm^2$ จำนวน 5 เส้น

$$a_R = \frac{I_{R,rms}}{j} = \frac{0.0844}{3} = 0.028 mm^2$$

ดังนั้นจะเลือกขนาดขดลวดรีเซตจากรายจะได้ AWG 32 ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัด $0.0324 mm^2$ จำนวน 1 เส้น

การตรวจสอบ

การตรวจสอบคือการคำนวณว่าขนาดหม้อแปลงและขนาดของขดลวดที่เลือกไว้จะสามารถพันลงหม้อแปลงได้หรือไม่ จากสมการการตรวจสอบคือ

$$A_w K_w \geq a_s N_s + a_p N_p + a_R N_R \quad (3.42)$$

$$399.7 \cdot 0.4 \geq (0.203 \cdot 39) + (5 \cdot 0.519 \cdot 3) + (0.0324 \cdot 39)$$

$$159.88 \geq 17.0436$$

ดังนั้นแทนค่าลงในสมการที่ 3.42 จะได้ค่าที่คำนวณได้นั้นเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการดังกล่าวซึ่งขนาดของหม้อแปลงและขนาดขดลวดที่เลือกไว้สามารถที่จะพันลงหม้อแปลงได้

การเลือกตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (3.43)$$

P_o คือกำลังไฟฟ้าทางด้านออกมีค่าเท่ากับ 50 W

P_{in} คือกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้า

η คือประสิทธิภาพของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{PK} คือแรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า

V_{min} คือแรงดันไฟฟ้าต่ำสุด

f คือความถี่ไฟฟ้าทางด้านเข้า

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{(5 \cdot 10)}{0.7} = 71.42 \text{ W}$$

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} = \frac{71.42}{50} = 1.42 \quad (3.44)$$

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot (V_{PK}^2 - V_{min}^2) \quad (3.45)$$

กรณีใช้แรงดัน $260 \cdot \sqrt{2} = 367$; เลือก $V_{ripple} = 30 \text{ V}$

$$C_B = \frac{W_{in}}{V_P^2 - V_{min}^2} = \frac{1.42}{367^2 - 337^2} = 67.23 \text{ uF}$$

กรณีใช้แรงดัน $160 \cdot \sqrt{2} = 226$

$$C_B = \frac{W_{in}}{V_P^2 - V_{min}^2} = \frac{1.42}{226^2 - 198^2} = 98.736 \text{ uF}$$

ดังนั้นเลือกค่า C_B มีค่าประมาณ 100 ไมโครฟารัด และสามารถที่จะทนต่อแรงดัน

ได้ 450 V

การเลือกตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ดแบบโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง

L_{min} คือตัวเหนี่ยวนำกระแสที่ยังสามารถที่จะทำงานอยู่ได้

D_{min} คือ duty cycle ที่มีขนาดเล็กที่สุด

ΔI คือ ripple ของกระแสทางด้านออกโดยเลือก ΔI มีค่าเท่ากับ 20 % ของกระแส

ทางด้านออกมีค่าเท่ากับ $0.2 \cdot 10 = 2 \text{ A}$

จากสมการ
$$D_{min} = \frac{V_{min} \cdot D_{max}}{V_{max}} = \frac{200 \cdot 0.45}{390} = 0.231 \quad (3.46)$$

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - D_{min})}{\Delta I \cdot f_s} = \frac{5(1 - 0.231)}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 38.45 \text{ uH} \quad (3.47)$$

เมื่อ V_{Bmax}

$$L_F = \frac{D_{min} \cdot V_{max}(1 - D_{min})}{\Delta I \cdot f_s} = \frac{0.231 \left(390 \cdot \frac{3}{39} \right) \cdot (1 - 0.231)}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 53.29 \text{ uH} \quad (3.48)$$

เมื่อ V_{Bmin}

$$L_F = \frac{D_{\max} \cdot V_{\min} (1 - D_{\max})}{\Delta I \cdot f_s} = \frac{0.45 \cdot \left(200 \cdot \frac{3}{39}\right) \cdot (1 - 0.45)}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 38.07 \text{ uH} \quad (3.49)$$

ดังนั้นจากสมการที่ 3.48 จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ดมีค่าเท่ากับ 53.29 ไมโครเฮนรี่ และจากสมการที่ 3.49 จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ดมีค่าเท่ากับ 38.07 ไมโครเฮนรี่ ซึ่งควรที่จะเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ดมีค่าเท่ากับ 553.29 ไมโครเฮนรี่

การเลือกขนาดแกนของตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ด

จากสมการเมื่อ E คือพลังงานในตัวเหนี่ยวนำกระแส

I_m คือกระแสสูงสุดทางด้านออก

$$I_m = I_o + \frac{\Delta I}{2} = 10 + \frac{2}{2} = 11A \quad (3.50)$$

$$\text{เมื่อ } E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot 53.29 \cdot 10^{-6} \cdot 11^2 = 3.22 \cdot 10^{-3} \text{ จูล} \quad (3.51)$$

$$A_p = A_c \cdot A_w = \frac{2E}{K_w \cdot K_c \cdot J \cdot B_m} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ 3.52 K_w มีค่าเท่ากับ 0.6 และ K_c มีค่าเท่ากับ 1 (สำหรับ square wave) ดังนั้นจะได้ค่า $A_p = \frac{2 \cdot 3.22 \cdot 10^{-3}}{0.6 \cdot 3 \cdot 10^{-6} \cdot 0.2} = 17,888.89 \text{ mm}^4$ ซึ่งจะทำให้การเลือกขนาดแกน

เหล็กของตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ด จะเลือกแกนจากตารางจะได้ ETD 44 ซึ่งจะมีค่า A_p มีค่าเท่ากับ $37,062 \text{ mm}^4$ A_c มีค่าเท่ากับ 174 mm^2 และ A_w มีค่าเท่ากับ 213 mm^2

การเลือกจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ด

$$\text{จากสมการ } N = \frac{L I_m}{A_c B_m} = \frac{53.29 \cdot 10^{-6} \cdot 11}{174 \cdot 10^{-6} \cdot 0.15} = 22.45 \approx 23 \text{ รอบ} \quad (3.53)$$

การเลือกขนาดของขดลวดตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ด

$$\text{จากสมการ } a = \frac{I}{J} \quad \text{ซึ่ง } I = I_o, \quad a = \frac{10}{3} = 3.33 \text{ mm}^2$$

ดังนั้นจะได้ขนาดขดลวดของตัวเหนี่ยวนำฟอว์เวิร์ด AWG 19 ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 0.653 mm^2 จำนวน 5 เส้น

การตรวจสอบ

การตรวจสอบคือการคำนวณว่าขนาดของขดลวดที่เลือกไว้จะสามารถพันลงหม้อแปลงได้หรือไม่ จากสมการการตรวจสอบคือ

$$A_w K_w \geq a N, \quad 213 \cdot 0.6 \geq 5 \cdot 0.653 \cdot 23, \quad 127.8 \geq 75.09$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นแทนค่าลงในสมการจะได้ค่าที่คำนวณได้เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการซึ่งขนาดแกนและขนาดขดลวดที่เลือกไว้สามารถที่จะพันลงแกนได้

การหาค่า Airgap length ของตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด

$$\begin{aligned} \text{จากสมการ} \quad i_g &= \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_c}{L} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 23^2 \cdot 174 \cdot 10^{-6}}{53.29 \cdot 10^{-6}} \\ &= 0.00217 \text{ mm} \end{aligned} \quad (3.54)$$

การเลือกค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของฟอร์เวิร์ด

ESR คือค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุด้านฟอร์เวิร์ด

ΔV คือค่าความกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกซึ่งกำหนดให้มีค่าเป็น 1 % ของแรงดันทางด้านออก

ΔI คือมีค่าเป็น 20 % ของกระแสเอาต์พุต

ซึ่งในค่าเฉลี่ยของ ESR * C_F ของ Alumimum eletrolytic capacitors

C_F จะมีค่าเท่ากับ $65 \cdot 10^{-6} / \text{ESR}$

$$\text{จาก} \quad \Delta V = \Delta I \cdot \text{ESR}, \quad \text{ESR} = \frac{0.05}{2} = 0.025$$

$$\text{ดังนั้นค่า} \quad C_F = \frac{65 \cdot 10^{-6}}{0.025} = 2600 \mu\text{F}$$

การออกแบบจากสมการที่ 3.29 Single-Stage Single-Switch Input-Current Shaper ซึ่งจะทำให้การตรวจสอบค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุทางออกของวงจรบูสต์ (V_B) คือ

$$\begin{aligned} V_{B\min} &\geq V_{imL} + \left(\frac{N_P}{N_S} - \frac{N_1 + N_2}{N_S} \right) \cdot (V_O + V_F) \quad \text{ซึ่งค่า } V_F = 0.55 \\ &\geq \sqrt{2} \cdot 160 + \left(\frac{39}{3} - \frac{15 + 22}{3} \right) \cdot (5 + 0.55) \geq 229.97 \quad \text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{B\max} &\geq V_{imH} + \left(\frac{N_P}{N_S} - \frac{N_1 + N_2}{N_S} \right) \cdot (V_O + V_F) \\ &\geq \sqrt{2} \cdot 160 + \left(\frac{39}{3} - \frac{15 + 22}{3} \right) \cdot (5 + 0.55) \geq 371.396 \quad \text{V} \end{aligned}$$

ดังนั้นในการเลือกช่วงการทำงานของ V_B คืออยู่ในช่วง $V_{B\min}$ เท่ากับ 229.97 และ $V_{B\max}$ เท่ากับ 371.396 V

การทดลองทำการสุ่มค่า N_1 และ N_2

จากเงื่อนไขในการออกแบบคือ $\frac{N_1 + N_2}{N_p} < 1$ ซึ่งในการออกแบบค่าของ $N_1 + N_2$

ควรที่จะมีค่าเท่ากับค่าของขดลวดปฐมภูมิโดยด้วยหนึ่งหรือสองรอบ และ N_1 ควรที่จะเลือกให้ใหญ่ที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้และยังคงมีประสิทธิภาพสูงอยู่

ดังนั้นจึงกำหนดให้ $N_1 = 15$ และ $N_2 = 22$

$$A_2 = 1 - \frac{N_1}{N_p} + \frac{N_2}{N_R} = 1 - \frac{15}{39} + \frac{22}{39} = 1.18, A_1 = -\frac{N_1}{N_p} \cdot A_2 = -\frac{15}{39} \cdot 1.18 = -0.454$$

$$B_1 = \left(\frac{N_1 + N_2}{N_p} \right)^2 - \frac{N_1}{N_p} + \frac{N_2 \cdot N_R}{N_p^2} = \left(\frac{15 + 22}{39} \right)^2 - \frac{15}{39} + \frac{22 \cdot 39}{39^2} = 1.08$$

$$B_2 = 1 - \frac{N_1}{N_p} - \frac{N_2}{N_p} \cdot \left(2 + \frac{N_R}{N_p} \right) = 1 - \frac{15}{39} - \frac{22}{39} \cdot \left(2 + \frac{39}{39} \right) = -1.08$$

$$\theta_{dH} = \sin^{-1} \left(\frac{N_1}{N_p} \cdot \frac{V_{B \max}}{V_{imH}} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{15}{39} \cdot \frac{371.396}{\sqrt{2} \cdot 260} \right) = 0.398$$

$$\theta_{abH} = \sin^{-1} \left(\frac{N_R + N_1 + N_2}{N_R + N_p} \cdot \frac{V_{B \max}}{V_{imH}} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{39 + 15 + 22}{39 + 39} \cdot \frac{371.396}{\sqrt{2} \cdot 260} \right) = 1.433$$

$$\begin{aligned} K_H &= A_2 \int_{\theta_{dH}}^{\theta_{abH}} \frac{\frac{V_{imH}}{V_{B \max}} \sin \theta - \frac{N_1}{N_p}}{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{V_{imH}}{V_{B \max}} \sin \theta} \sin \theta d\theta + B_1 \int_{\theta_{abH}}^{\pi/2} \frac{\sin \theta}{1 - \frac{V_{imH}}{V_{B \max}} \sin \theta} d\theta \\ &+ B_2 \int_{\theta_{abH}}^{\pi/2} \frac{\frac{V_{imH}}{V_{B \max}} \sin^2 \theta}{1 - \frac{V_{imH}}{V_{B \max}} \sin \theta} d\theta \\ &= 1.18 \int_{0.398}^{1.433} \left[\frac{\frac{\sqrt{2} \cdot 260}{371.396} \sin \theta - \frac{15}{39}}{1 + \frac{22}{39} - \frac{\sqrt{2} \cdot 260}{371.396} \sin \theta} \right] \sin \theta d\theta + 1.08 \int_{1.433}^{\pi/2} \frac{\sin \theta}{1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 260}{371.396} \sin \theta} d\theta \\ &+ (-1.08) \int_{1.433}^{\pi/2} \frac{\frac{\sqrt{2} \cdot 260}{371.396} \sin^2 \theta}{1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 260}{371.396} \sin \theta} d\theta = 0.6967 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_{dL} = \sin^{-1} \left(\frac{N_1 \cdot V_{B\min}}{N_P \cdot V_{imL}} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{15 \cdot 229.97}{39 \cdot \sqrt{2} \cdot 160} \right) = 0.40$$

$$\theta_{abl} = \sin^{-1} \left(\frac{N_R + N_1 + N_2 \cdot V_{B\min}}{N_R + N_P \cdot V_{imL}} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{39 + 15 + 22 \cdot 229.97}{39 + 39 \cdot \sqrt{2} \cdot 160} \right) = 1.49$$

$$\begin{aligned} K_L &= A_2 \int_{\theta_{dH}}^{\theta_{abl}} \frac{\frac{V_{imL}}{V_{B\min}} \sin \theta - \frac{N_1}{N_P}}{1 + \frac{N_2}{N_R} - \frac{V_{imL}}{V_{B\min}} \sin \theta} \sin \theta d\theta + B_1 \int_{\theta_{abl}}^{\pi/2} \frac{\sin \theta}{1 - \frac{V_{imL}}{V_{B\min}} \sin \theta} d\theta \\ &\quad + B_2 \int_{\theta_{aLH}}^{\pi/2} \frac{\frac{V_{imL}}{V_{B\min}} \sin^2 \theta}{1 - \frac{V_{imL}}{V_{B\min}} \sin \theta} d\theta \\ &= 1.18 \int_{0.4}^{1.49} \left[\frac{\frac{\sqrt{2} \cdot 160}{229.97} \sin \theta - \frac{15}{39}}{1 + \frac{22}{39} - \frac{\sqrt{2} \cdot 160}{229.97} \sin \theta} \right] \sin \theta d\theta + 1.08 \int_{1.49}^{\pi/2} \frac{\sin \theta}{1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 160}{229.97} \sin \theta} d\theta \\ &\quad + (-1.08) \int_{1.49}^{\pi/2} \frac{\frac{\sqrt{2} \cdot 160}{229.97} \sin^2 \theta}{1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 160}{229.97} \sin \theta} d\theta = 0.693 \end{aligned}$$

กำหนดให้ $\eta_H = 0.7$ และ $\eta_L = 0.76$

ซึ่งจากความสัมพันธ์

$$\frac{L_B}{L_F} = \frac{2\eta_H}{\pi} \cdot \left[\frac{\frac{V_{imH}}{V_{B\max}} \cdot \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2}{1 - \left(\frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_O + V_F}{V_{B\max}} \right)} \right] \cdot \left(1 + \frac{V_F}{V_O} \right) \cdot K_H$$

$$= \frac{2 \cdot 0.7}{\pi} \cdot \left[\frac{\frac{\sqrt{2} \cdot 260}{371.396} \cdot \left(\frac{39}{3} \right)^2}{1 - \left(\frac{39}{3} \cdot \frac{5 + 0.55}{371.396} \right)} \right] \cdot \left(1 + \frac{0.55}{5} \right) \cdot 0.6967 = 71.564$$

ดังนั้นจากการคำนวณค่า L_F ที่ได้จากการคำนวณ จะสามารถที่จะหาค่า L_B ได้ คือ

$$L_B = 42.628 \cdot 53.27 \cdot 10^{-6} = 3.8 \text{ mH} \text{ และตามเงื่อนไขจากสมการซึ่งมีความสัมพันธ์คือ}$$

$$L_B f_S = \frac{\eta_L}{\pi} \cdot \frac{\frac{V_{imL}}{V_{B\min}} \cdot \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2}{I_{O\max}} \cdot \frac{(V_O + V_F)^2}{V_O} \cdot K_L = 15.612$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่า L_B จะมีค่าเท่ากับ $L_B = \frac{15.612}{50 \cdot 10^3} = 0.312 \text{ mH}$ และ L_F จะมีค่า

$$L_F = \frac{0.30054 \cdot 10^{-3}}{71.564} = 4.36 \mu\text{H}$$

จากการคำนวณค่าที่ได้จะเห็นว่าค่าตัวเหนี่ยวนำฟลิวเวอร์คไม่สามารถที่จะทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่องได้จึงไม่สามารถที่จะใช้ค่านี้ได้ ดังนั้นจะเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำฟลิวเวอร์คที่คำนวณได้จากวงจรฟลิวเวอร์คคือมีค่าเท่ากับ 53.29 ไมโครเฮนรี่ และค่าตัวเหนี่ยวนำบูสต์ที่ได้จากการคำนวณได้จะสามารถที่จะทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องได้หรือไม่นั้นต้องนำค่าที่ได้จากการคำนวณดังกล่าวไปทำการทดลองด้วยโปรแกรม PSPICE

การเลือกขนาดแกนของตัวเหนี่ยวนำบูสต์

จากสมการเมื่อ E คือพลังงานในตัวเหนี่ยวนำกระแส

I_m คือกระแสสูงสุดทางด้านออก (จากการทดลองในโปรแกรม Pspice)

$$I_m = 3 \text{ A}$$

$$\text{เมื่อ } E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 3^2 = 900 \cdot 10^{-6} \text{ จูล}$$

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

จากการแทนค่าลงในสมการ K_w มีค่าเท่ากับ 0.6 และ K_c มีค่าเท่ากับ 1 (สำหรับ square wave) ดังนั้นจะได้ค่า $A_p = \frac{2 \cdot 900 \cdot 10^{-6}}{0.6 \cdot 3 \cdot 10^{-6} \cdot 0.15} = 6666.67 \text{ mm}^4$ ซึ่งจะทำให้การเลือกขนาดแกนเหล็กของตัวเหนี่ยวนำบูสต์ จะเลือกแกนเหล็กจากตารางจะได้ ETD 39 ซึ่งจะมีค่า A_p มีค่าเท่ากับ 21750 mm^4 A_c มีค่าเท่ากับ 125 mm^2 และ A_w มีค่าเท่ากับ 174 mm^2

การเลือกจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำบูสต์

$$\text{จากสมการ } N = \frac{LI_m}{A_c B_m} = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 3}{125 \cdot 10^{-6} \cdot 0.15} = 32 \approx 32 \text{ รอบ}$$

การเลือกขนาดของขดลวดตัวเหนี่ยวนำบูสต์

$$\text{จากสมการ } a = \frac{I}{J} \quad \text{ซึ่ง } I = I_{LB}, \quad a = \frac{3}{3} = 1 \text{ mm}^2$$

ดังนั้นจะได้ขนาดขดลวดของตัวเหนี่ยวนำฟลิวเวอร์ค AWG 22 ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 0.324 mm^2 จำนวน 4 เส้น

การตรวจสอบ

การตรวจสอบคือการคำนวณว่าขนาดของขดลวดที่เลือกไว้จะสามารถพันลงหม้อแปลงได้หรือไม่ จากสมการการตรวจสอบคือ

$$A_w K_w \geq aN \quad , \quad 174 \cdot 0.6 \geq 4 \cdot 0.324 \cdot 32 \quad , \quad 104.4 \geq 41.472$$

ดังนั้นค่าที่คำนวณได้เป็นไปตามเงื่อนไขจึงสามารถที่จะลงขดลวดบนแกนได้

การหาค่า Airgap length ของตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด

$$\begin{aligned} \text{จากสมการ} \quad i_g &= \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_c}{L} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 32^2 \cdot 125 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-6}} \\ &= 0.0008 \text{ mm} \end{aligned}$$

การเลือกขนาดของขดลวดตัวเหนี่ยวนำของ N_1

$$\text{จากสมการ} \quad a = \frac{I}{J} \quad \text{ซึ่ง } I = 3 \text{ (ทดลองจากโปรแกรม Pspice)} \quad , \quad a = \frac{3}{3} = 1 \text{ mm}^2$$

ดังนั้นจะได้ขนาดขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ $N_1 = \text{AWG } 22$ ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 0.324 mm^2 จำนวน 4 เส้น

การเลือกขนาดของขดลวดตัวเหนี่ยวนำของ N_2

$$\text{จากสมการ} \quad a = \frac{I}{J} \quad \text{ซึ่ง } I = 3 \text{ (ทดลองจากโปรแกรม Pspice)} \quad , \quad a = \frac{3}{3} = 1 \text{ mm}^2$$

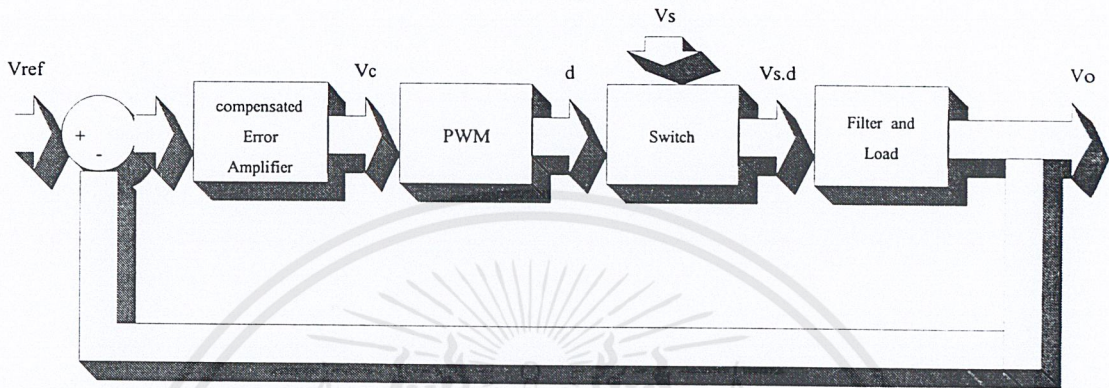
ดังนั้นจะได้ขนาดขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ $N_2 = \text{AWG } 22$ ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 0.324 mm^2 จำนวน 4 เส้น

การเลือกค่า N_1 และ N_2 โดยโปรแกรม Pspice

ในการที่จะเพิ่มค่า N_1 และ N_2 เป็นการลดแรงดันตกคร่อมแรงดันที่ V_B ให้น้อยลง และจะเป็นอัตราส่วนกับค่า N_1/N_2 เมื่อค่าอัตราส่วนนี้มีค่าเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ จะเป็นการเพิ่มค่า Total Harmonic Distortion (THD) ให้มีค่ามากขึ้นซึ่งจะทำให้ ค่าตัวประกอบกำลังต่ำลงอีกด้วย ดังนั้นเราต้องพิจารณาเลือกค่า N_1 และ N_2 ให้เหมาะสม โดยการสุ่มทดลองในโปรแกรม Pspice และสุ่มทดลองในการทำงานจริงๆอีกด้วย จนกว่าจะได้ค่าที่เหมาะสม

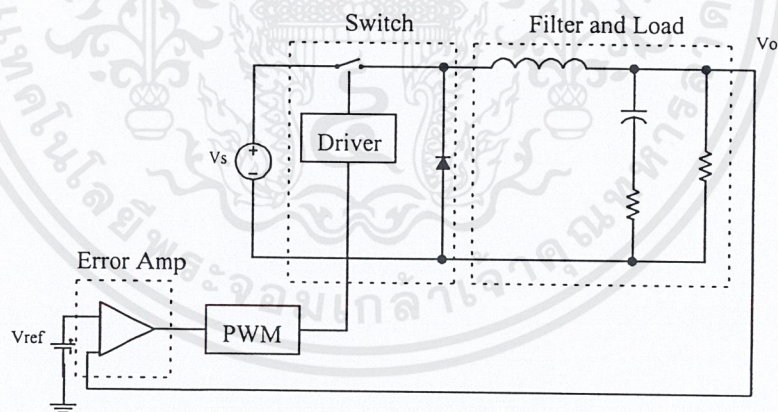
3.4 การออกแบบระบบควบคุม

บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะแสดงดังรูปข้างล่างนี้



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์

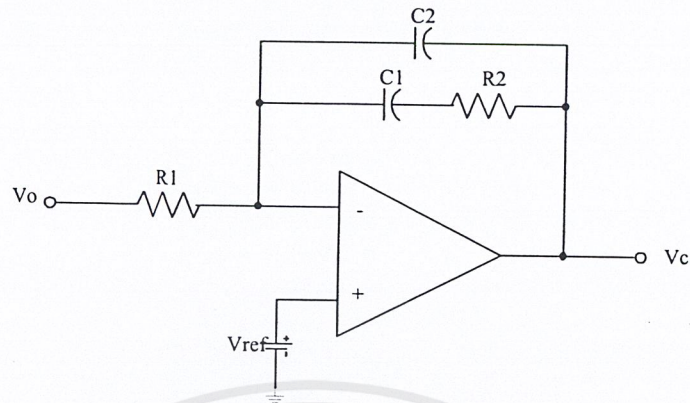
ในการควบคุมวงจร Single-Stage Single-Switch (S¹ICS) นั้นเราจะใช้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแบบแรงดันดังเช่นตัวอย่างในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดแรงดัน

วงจรขยายความแตกต่าง (Error Amplifier) ที่ใช้ในการควบคุมนั้นจะใช้วงจรขยายความแตกต่างในแบบที่ 2 ดังในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรขยายความแตกต่างในแบบที่ 2

แหล่งจ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์นี้เราจะทำการควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก (V_o) ให้คงที่โดยใช้การเปรียบกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจรขยายความแตกต่างโดยเราตั้งแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงไว้ที่ 5 V และจะนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยในตัว PWM อีกทีหนึ่งซึ่งผลที่ได้จะรูปพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีค่าวัฏจักรหน้าที่ D (Duty cycle) เปลี่ยนแปลงตามผลเปรียบเทียบจากตัว PWM เพื่อไปควบคุมการสับสวิตซ์ซึ่งในการออกแบบนี้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแบบแรงดันด้วยไอซีเบอร์ UC3825 ซึ่งเราใช้ค่าในการคำนวณหาค่า R และ C ในวงจรขยายผลความแตกต่างดังนี้

$$\begin{array}{lll} \text{Max } V_{in}(dc) = 311.3 \text{ V} & D_{max} = 0.45 & D_{min} = 0.27 \\ \text{Turn Ratio} = 0.078 & V_s = 6.54 \text{ V} & LF = 55.3 \text{ uH} \\ C_{out} = 4700 \text{ uF} & V_p = 1.8 \text{ V} & R_{esr} = 0.82 \text{ } \Omega \end{array}$$

V_s = แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมทางด้านขดลวดทุติยภูมิ

V_p = แรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรูปฟันเลื่อยของตัว PWM

R_{esr} = ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก (C_{out})

C_{out} = ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก

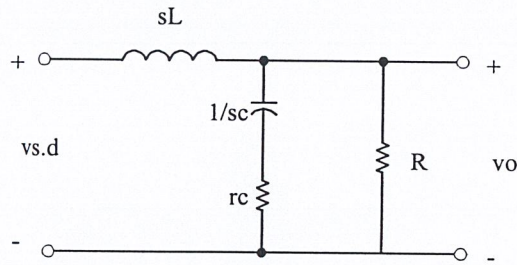
LF = ตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด

D_{max} = ค่าวัฏจักรหน้าที่ D (Duty cycle) ที่มากที่สุด

D_{min} = ค่าวัฏจักรหน้าที่ D (Duty cycle) ที่น้อยที่สุด

$\text{Max } V_{in}(dc)$ = แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรง

Turn Ratio = อัตราส่วนของหม้อแปลง



รูปที่ 3.6 แสดงส่วน Filter ทางออกของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เพราะฉะนั้นจากค่าที่ได้และจากรูปที่ 3.6 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ Filter ทางออกของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} \approx \frac{V_s}{LC} \left[\frac{1 + sr_c C}{s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (3.54)$$

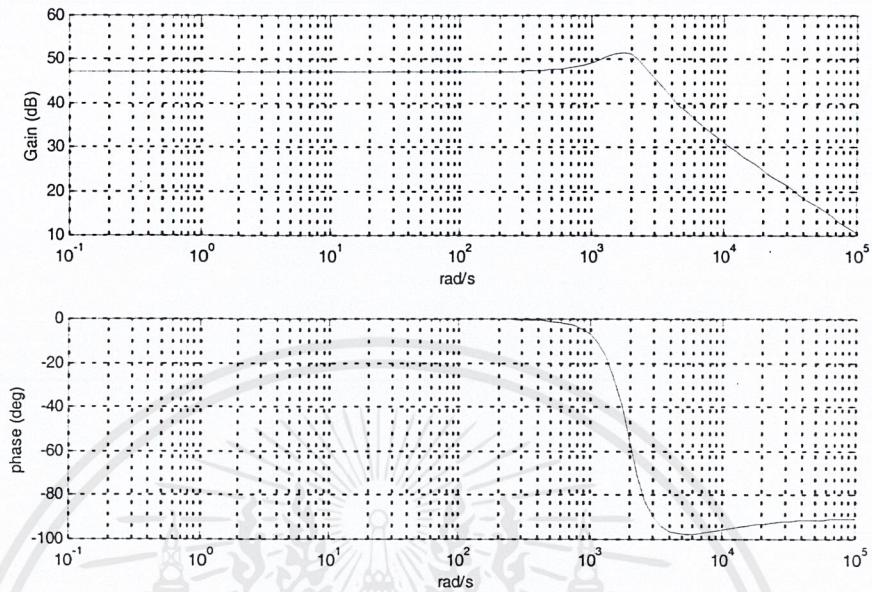
และจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ Pulse Width Modulate (PWM)

$$\frac{d(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{V_p} \quad (3.55)$$

ทำการแทนค่า $d(s)$ สมการที่ 3.55 ลงในสมการที่ 3.54 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนรวมขึ้นมาคือ

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_s R}{V_p L} \left[\frac{s + \frac{1}{r_c C}}{s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) s + \frac{1}{LC}} \right] \quad (3.56)$$

ดังนั้นจะนำค่าที่ได้จากการกำหนดในสมการที่ 3.56 ไปที่การ Plot Bode Diagram ซึ่งจะได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดง Bode Diagram ของฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของ Filter และ Pulse Width Modulate

จากรูป Bode ค่า ω_{co} เท่ากับ 2.5 กิโลเฮิร์ต เพราะฉะนั้นจะได้

$$f_{co} = \frac{\omega_{co}}{2\pi} = 382 \cong 400 \text{ เฮิร์ต}$$

ค่า gain margin เท่ากับ 48 dB และ phase margin -80 องศา

ดังนั้นเราจะใช้วิธี K factor ในการหาค่าวงจรรขยายผลต่าง (Error Amp) เพราะฉะนั้นจะได้ค่า gain margin วงจรรขยายผลต่างเท่ากับ

$$-48 = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 0.004$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 0.004$$

ดังนั้นจะได้ค่า $R_1 = 100$ กิโลโอห์ม และ $R_2 = 400$ กิโลโอห์ม แต่ในที่นี้ใช้ R_2 ประมาณที่ 510 กิโลโอห์ม และจะได้ phase รวมเมื่อใช้ค่า K factors มีค่าเท่ากับ 2 จะได้ค่า phase เท่ากับ $360 - 80 - 233 = 47$ ซึ่งเป็นค่าที่สามารถใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 ค่า K factors and Phase

K	θ_c
2	-233°
2.5	-224°
3	-217°
4	-208°
5	-203°
6	-199°

ดังนั้นจะหาค่า C_1 และ C_2 จาก

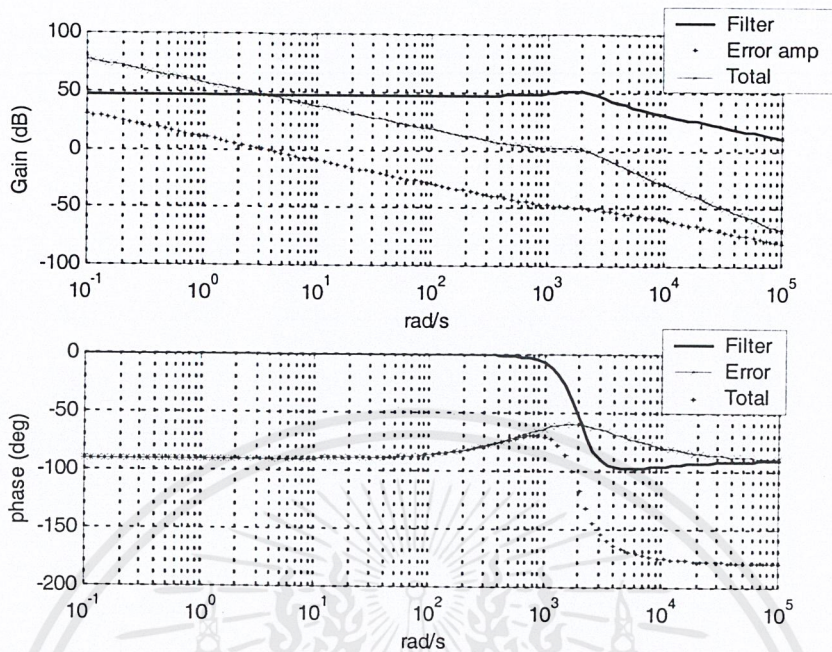
$$\omega_z = \frac{\omega_{co}}{K} = \frac{2.5}{2} = 1.25K$$

$$C_1 = \frac{1}{R_2 \omega_z} = \frac{1}{(1.25k)(100\Omega)} = 2\mu F$$

$$\omega_p = K\omega_{co} \approx \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{R_2 K \omega_{co}} = \frac{1}{(510\Omega)(3)(2.5K)} = 0.8\mu F$$

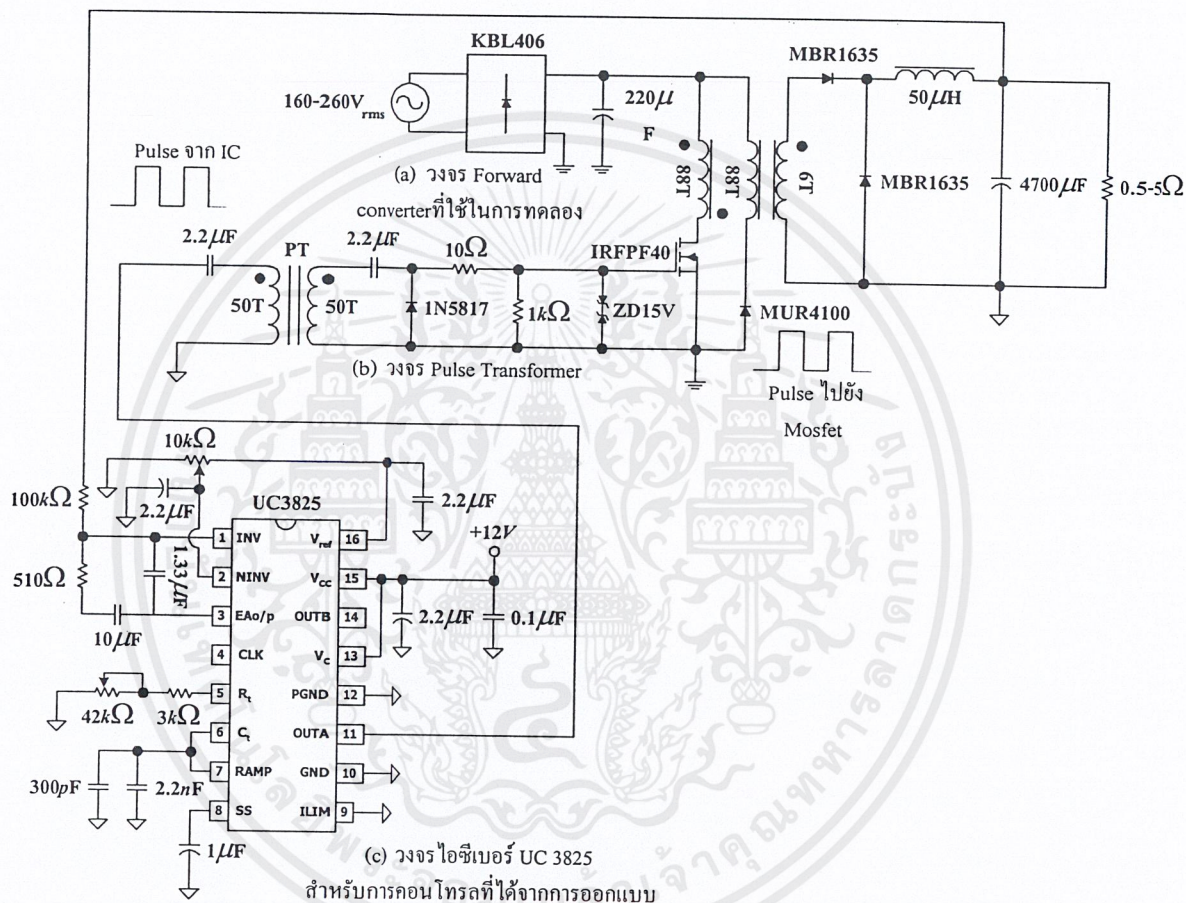
นำค่าวงจรมายกความแตกต่างไปทำการ Plot Bode Diagram ร่วมกับตัว Filter เพื่อดูว่าระบบที่รวมวงจรมายกผลต่างที่ออกแบบมานั้นมีผลตอบสนองเป็นเช่นไร ดังรูปที่ 3.8 จะได้ ค่า Gain ที่ความถี่ F_{co} (cross over Frequency) ที่เลือกไว้เท่ากับ 400 เฮิรตซ์นั้นเท่ากับ 0 พอดีและได้มุม Phase เท่ากับ -145 องศา



รูปที่ 3.8 แสดง Bode Diagram ของ Filter , วงจรขยายผลต่างและการรวมกันของ Filter กับวงจรขยายผลต่าง

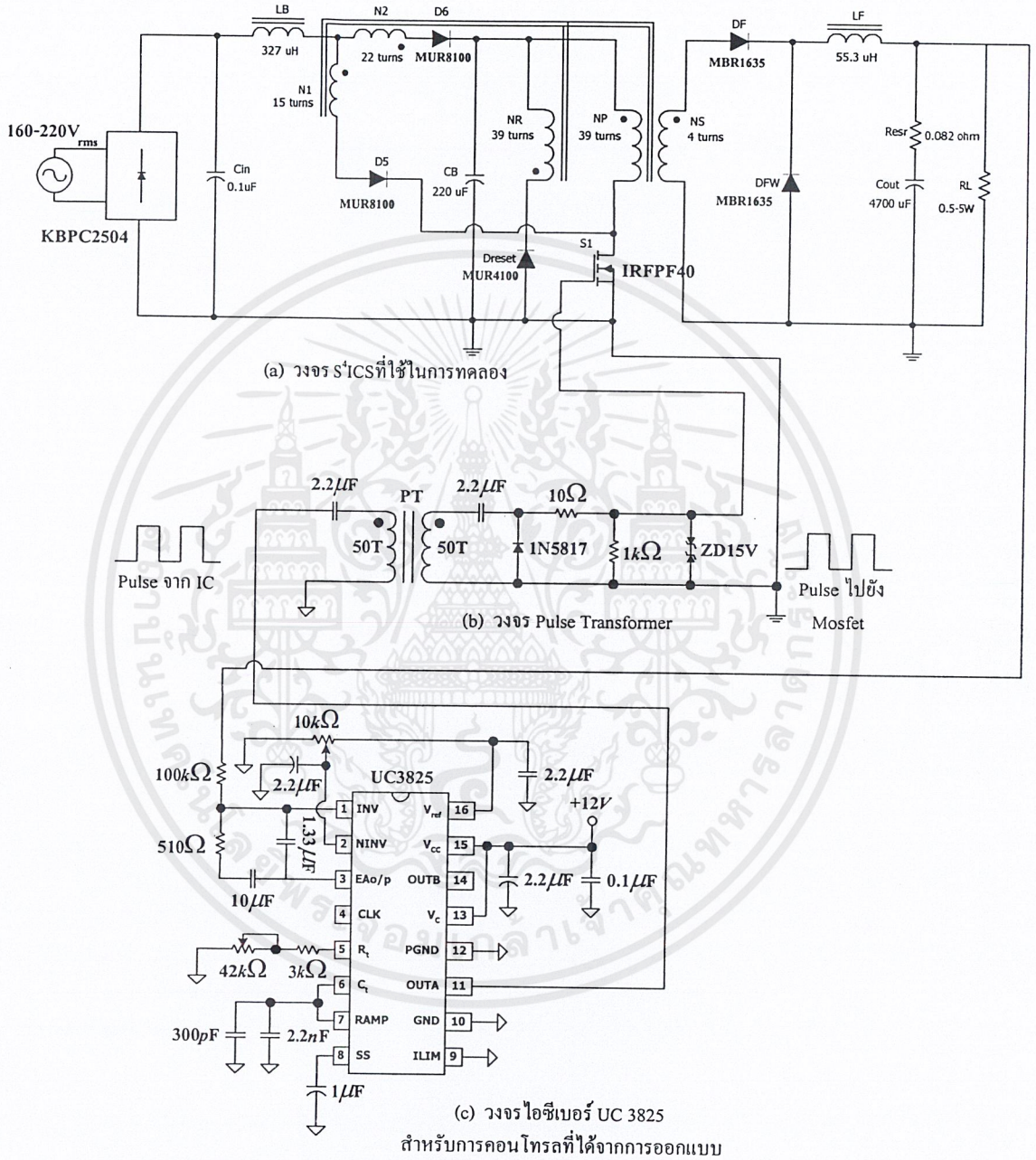
ดังนั้นในการออกแบบนี้เราได้ออกแบบตัวระบบควบคุมให้มีความถี่ f_{∞} (cross over - frequency) ไว้ต่ำ โดยกำหนดค่าไว้เท่ากับ 382 เฮิรต์ เพื่อให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองในการป้อนกลับที่มีเสถียรภาพแต่จะทำให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองที่ช้ามาก

แต่จากที่ได้ทำการทดลองค่าบางค่าเราได้ทำการเปลี่ยนแปลงเพื่อให้เหมาะสม ซึ่งเราจะได้วงจรใช้งานดังรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Forward converter ทั้งหมดที่ได้ทำการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจร Single-Stage Single-Switch Input Current Shaper (S⁴ICS) ทั้งหมดที่ได้ทำการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

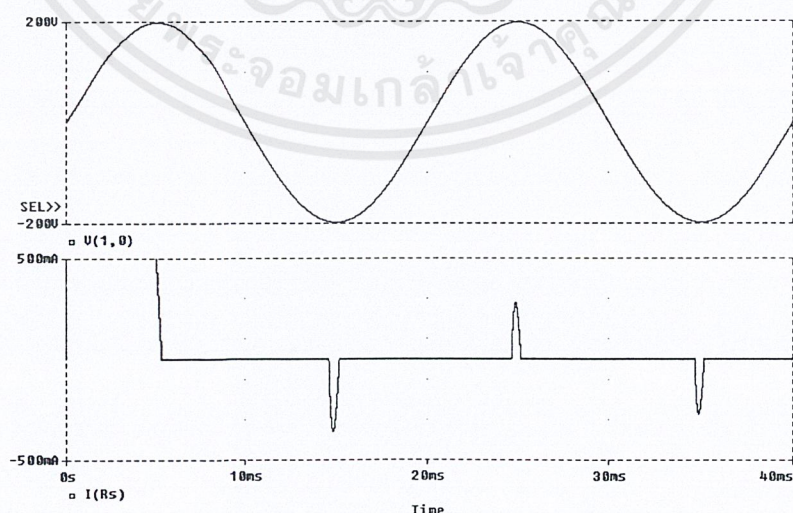
ผลการทดลองและการเขียนแบบการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ และวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบ Single-Stage Single-Switch Input Current Shaper

4.1 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณ

แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า	140-220	โวลต์
ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านเข้า	220	ไมโครฟารัด
จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ	88	รอบ
จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ	6	รอบ
จำนวนรอบของขดลวดรีเซต	88	รอบ
ตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด	53.29	ไมโครเฮนรี่
ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก	4700	ไมโครฟารัด
ความต้านทาน light load	5	โอห์ม
ความต้านทาน full load	0.5	โอห์ม
ความถี่สวิตช์	50	กิโลเฮิร์ต

4.2 การเขียนแบบการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานโหลดต่าง ๆ โดยโปรแกรม PSPICE

4.2.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load

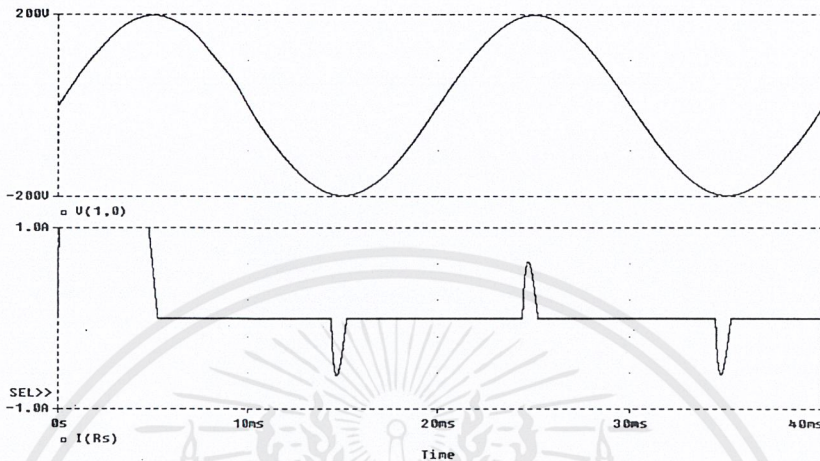


รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load

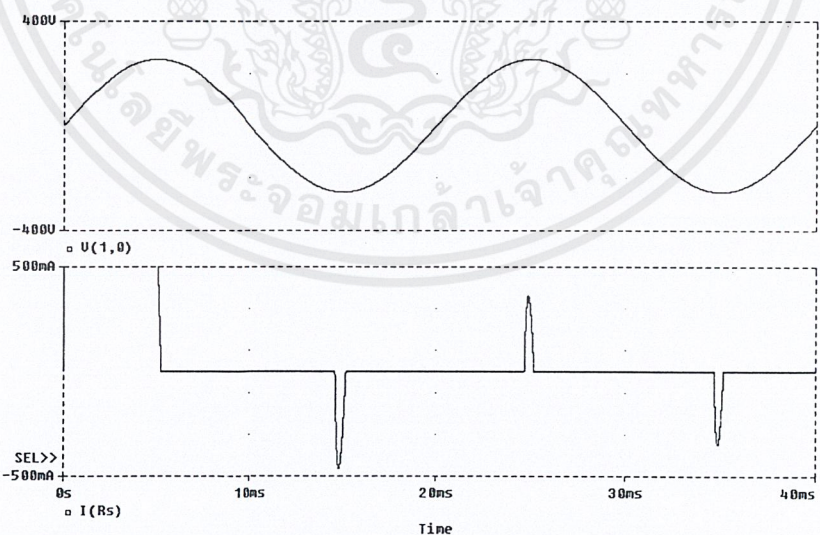
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load

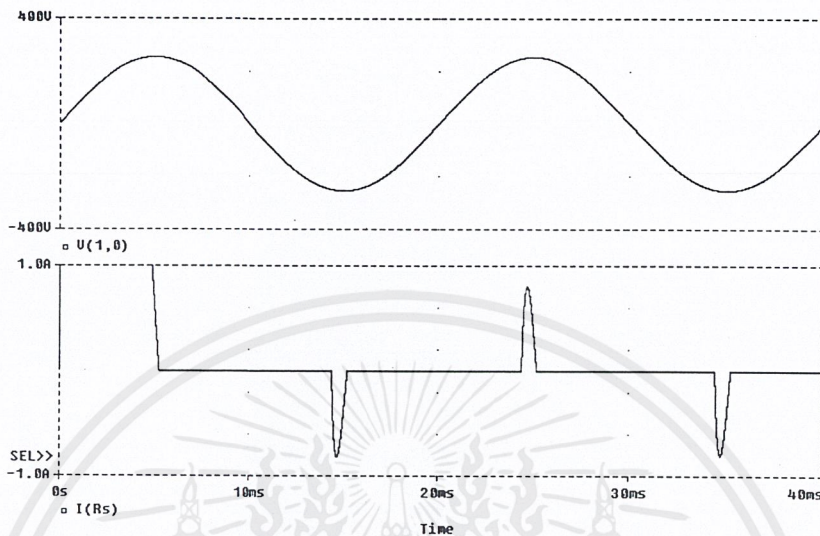
4.2.3 วงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load



รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load

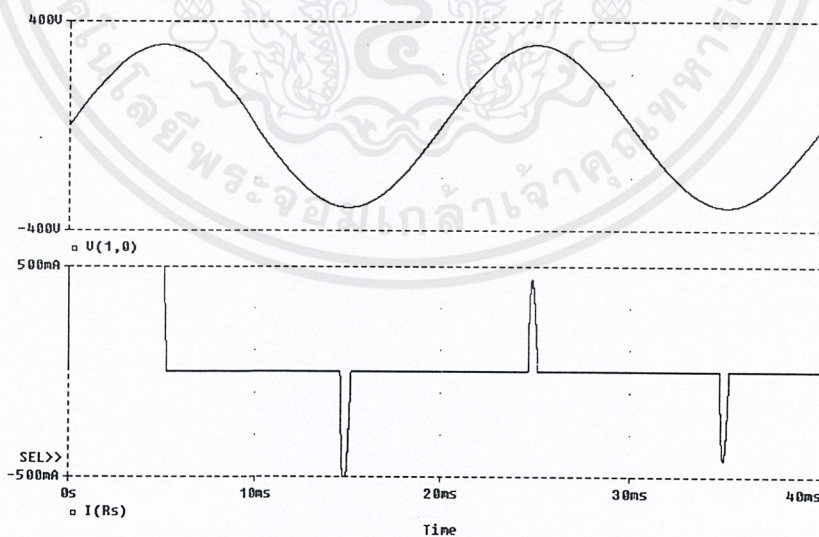
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load

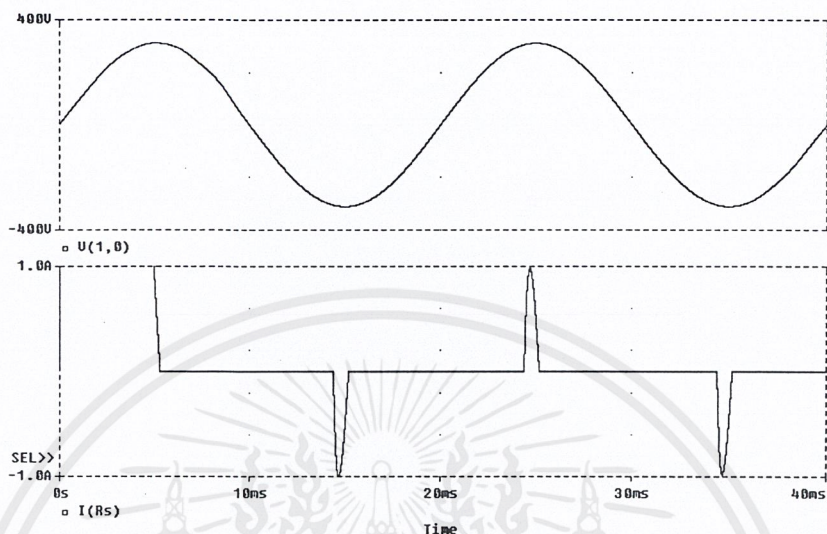
4.2.5 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load



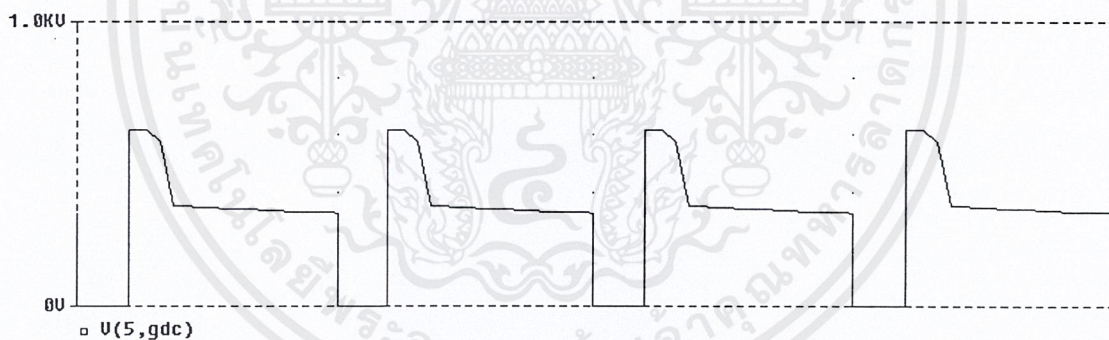
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

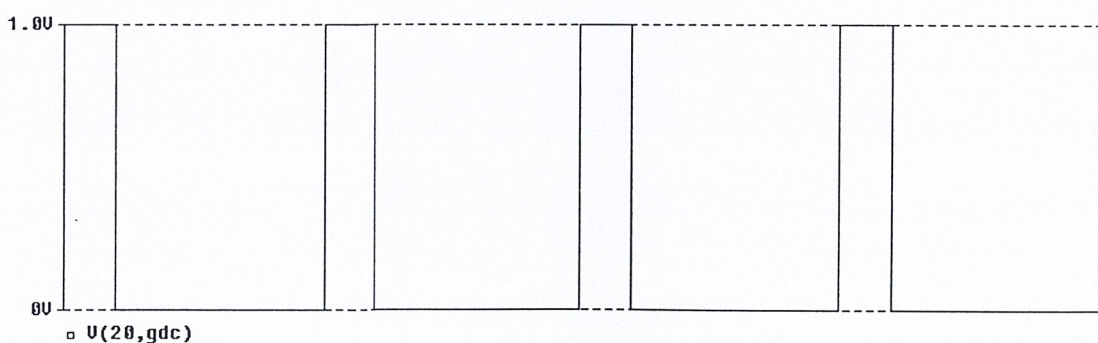
4.2.6 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี full load



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี full load

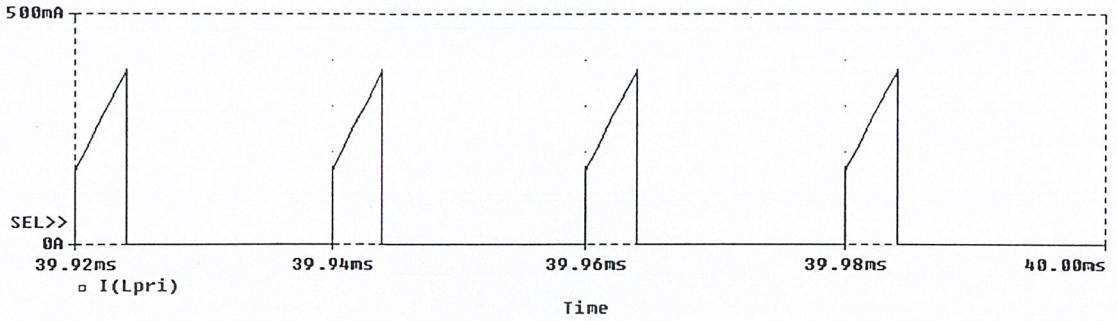


(a) แรงดันไฟฟ้าคร่อมทรานส์ฟอร์เมอร์

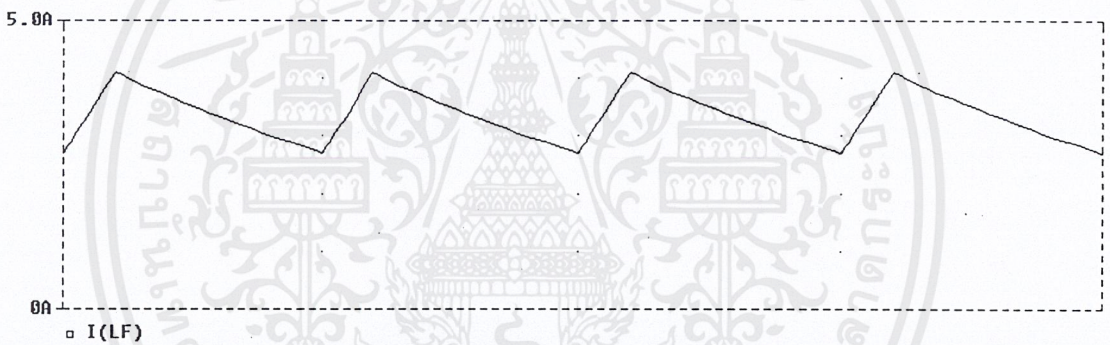


(b) สัญญาณพัลส์ที่จ่ายให้เกท-ทรานซิสเตอร์

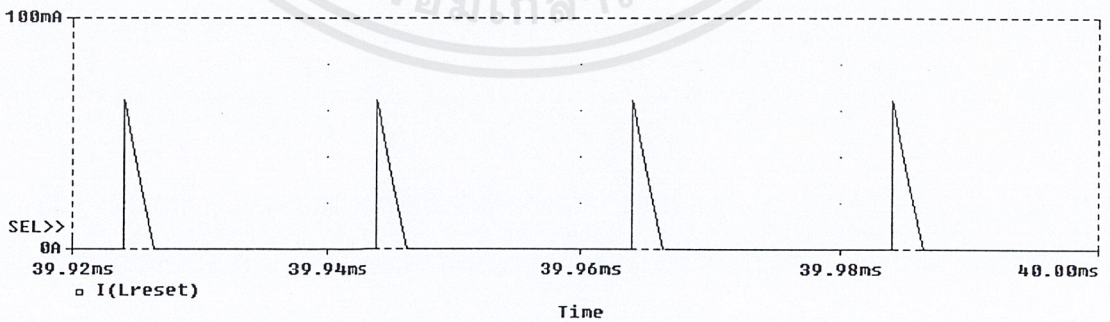
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดไพรมารี

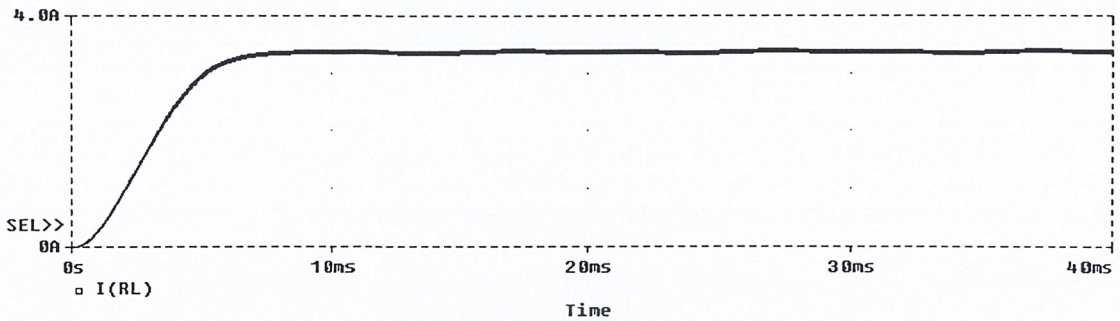


(d) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด



(e) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดรีเซต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(f) กระแสไฟฟ้าไหลที่ผ่านโหลด

รูปที่ 4.7 รูปแสดงเลียนแบบการทำงานของวงจรฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE

4.3 ผลการทดลองการทำงานของวงจรฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์

4.3.1 ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของวงจรฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ โดยกำหนดให้

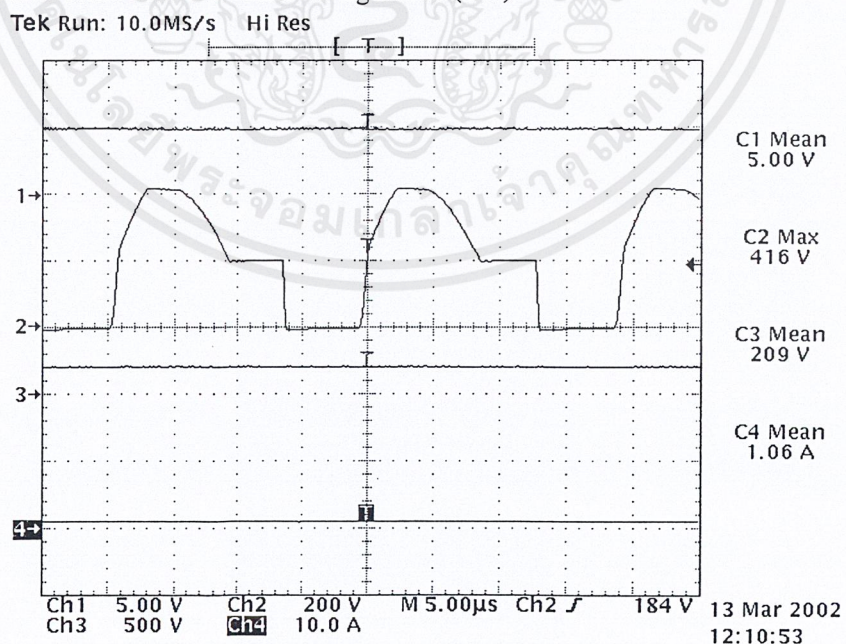
ช่องสัญญาณที่ 1 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางค่านออก (V_o)

ช่องสัญญาณที่ 2 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมแคปซอร์ส (V_{DS})

ช่องสัญญาณที่ 3 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าค่านทางเข้า ($V_{in(dc)}$)

ช่องสัญญาณที่ 4 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางค่านออก (I_o)

4.3.1.1 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)

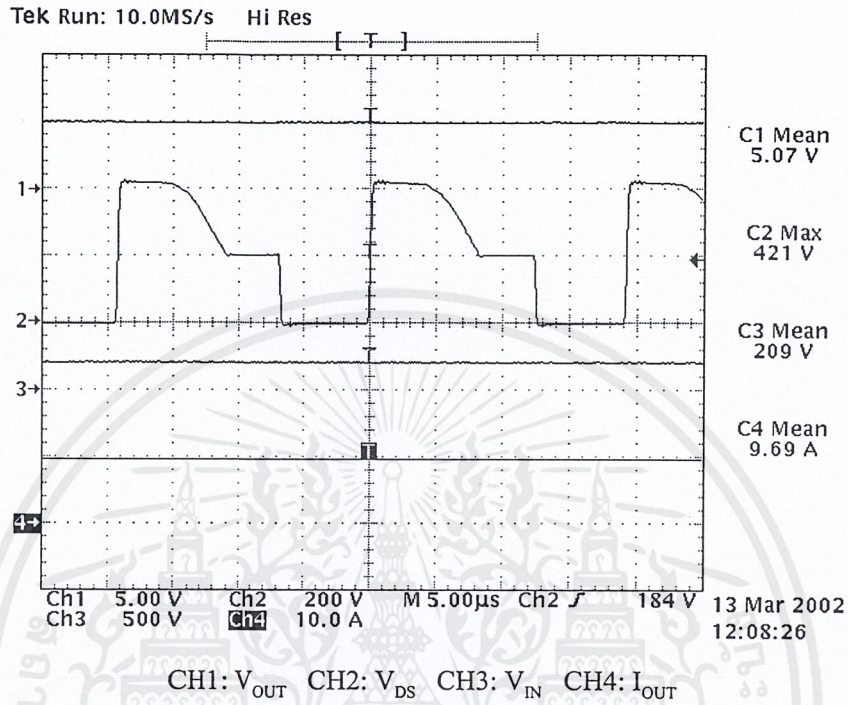


CH1: V_{OUT} CH2: V_{DS} CH3: V_{IN} CH4: I_{OUT}

รูปที่ 4.8 แสดงการทำงานของวงจรฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)

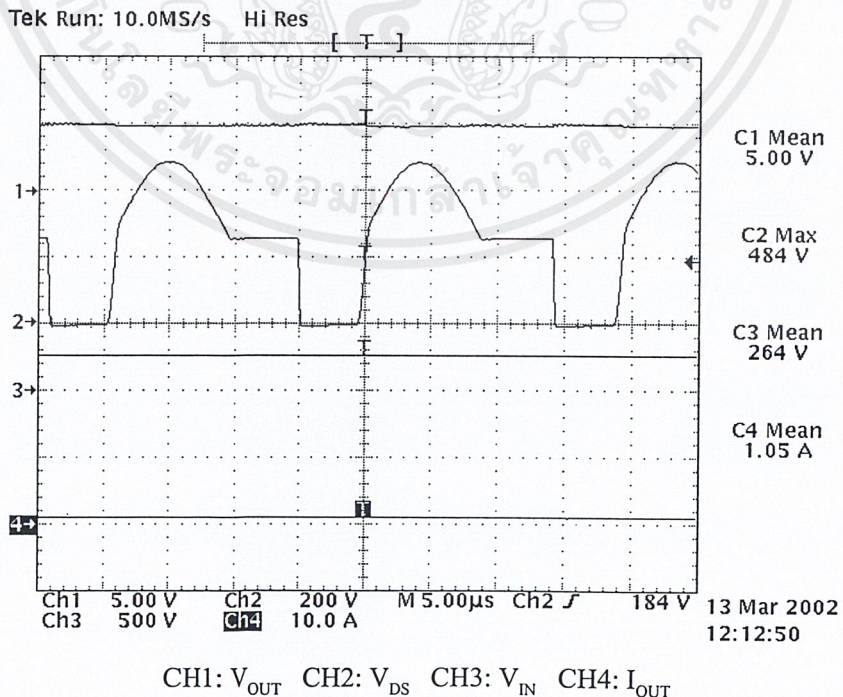
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.2 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.9 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A).

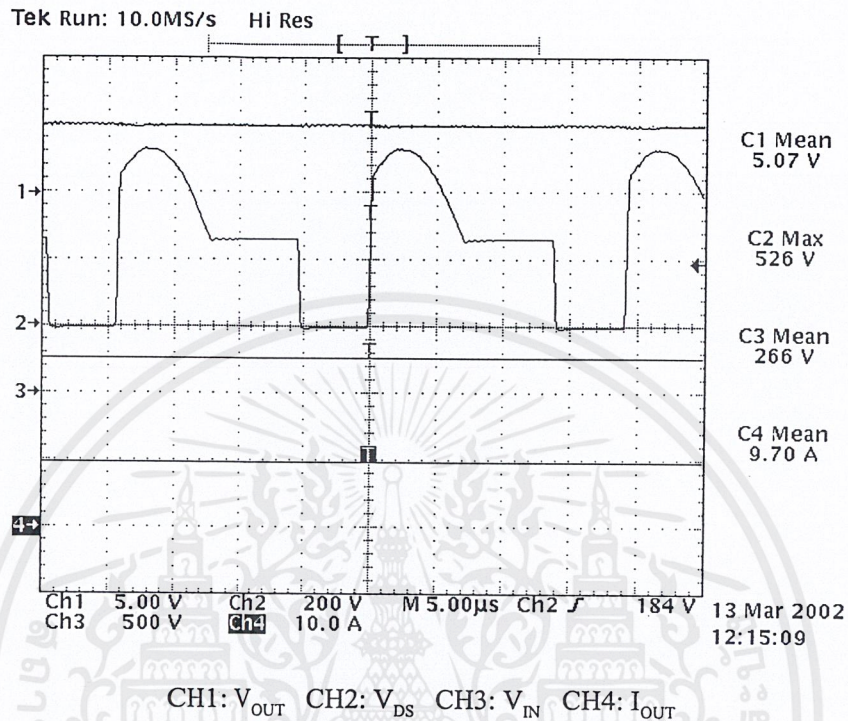
4.3.1.3 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.10 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)

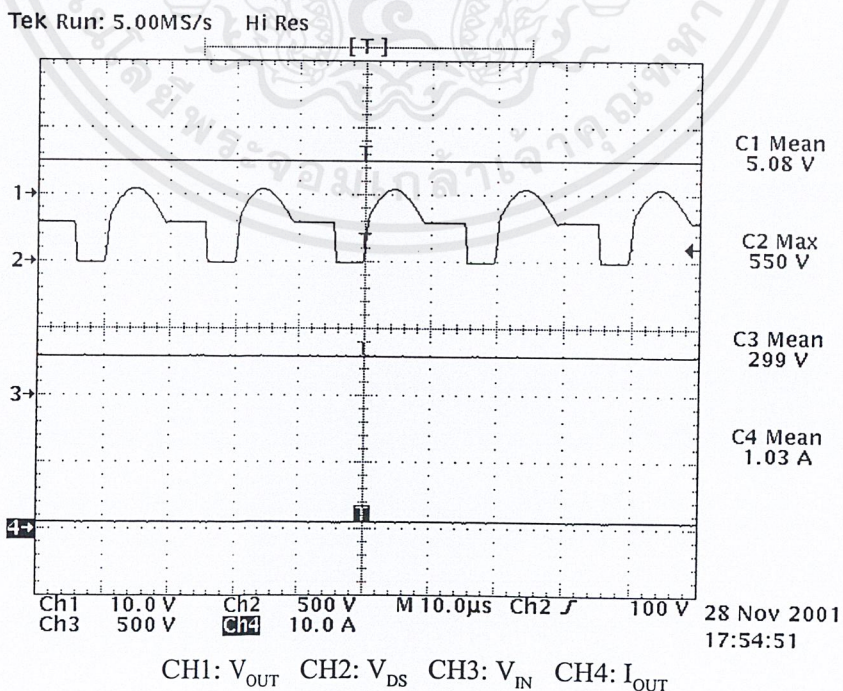
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.4 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)



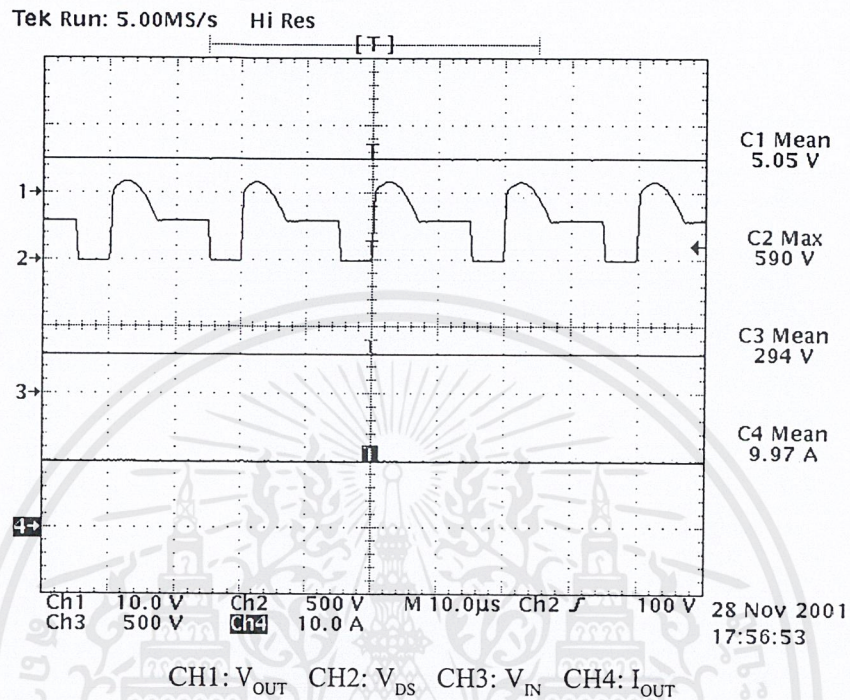
รูปที่ 4.11 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)

4.3.1.5 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.12 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.6 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.13 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)

4.3.2 ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ โดยกำหนดให้

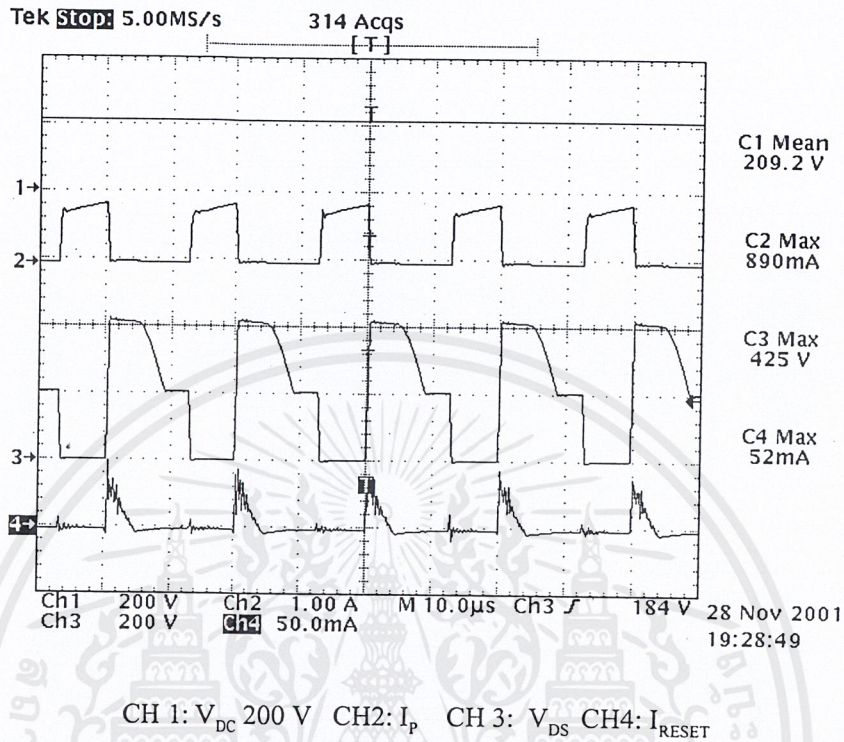
ช่องสัญญาณที่ 1 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านทางเข้า ($V_{in(dc)}$)

ช่องสัญญาณที่ 2 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ

ช่องสัญญาณที่ 3 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด

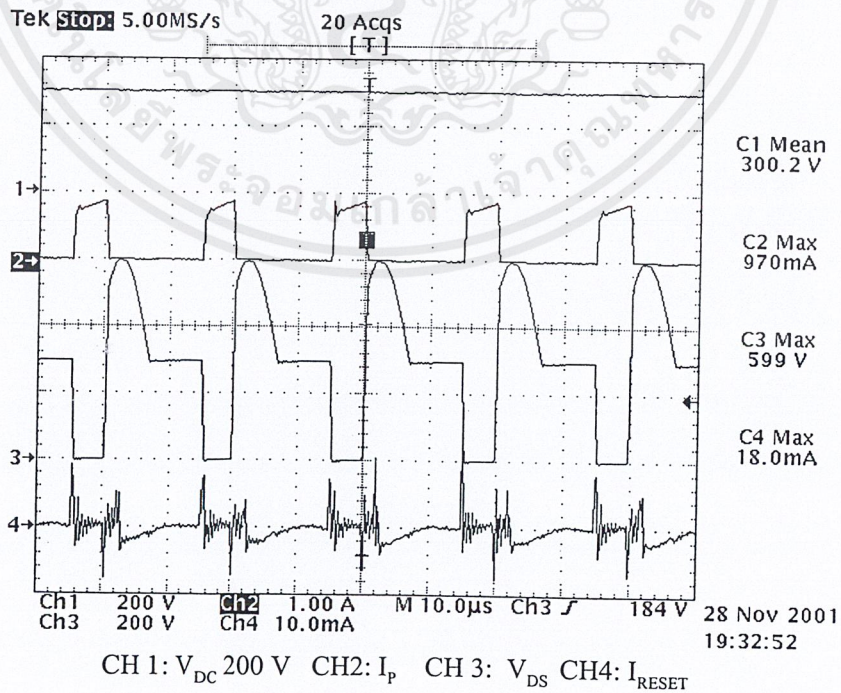
ช่องสัญญาณที่ 4 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดรีเซต

4.3.2.1 การทดลองที่แรงดัน 160 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.14 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 160 Vrms ที่ full load (10 A)

4.3.2.2 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)

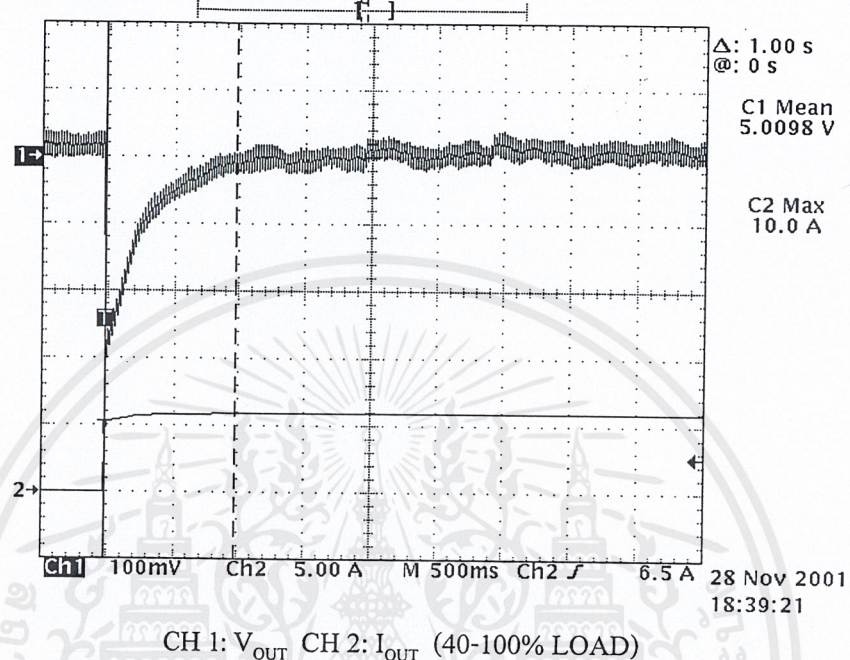


รูปที่ 4.15 แสดงการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

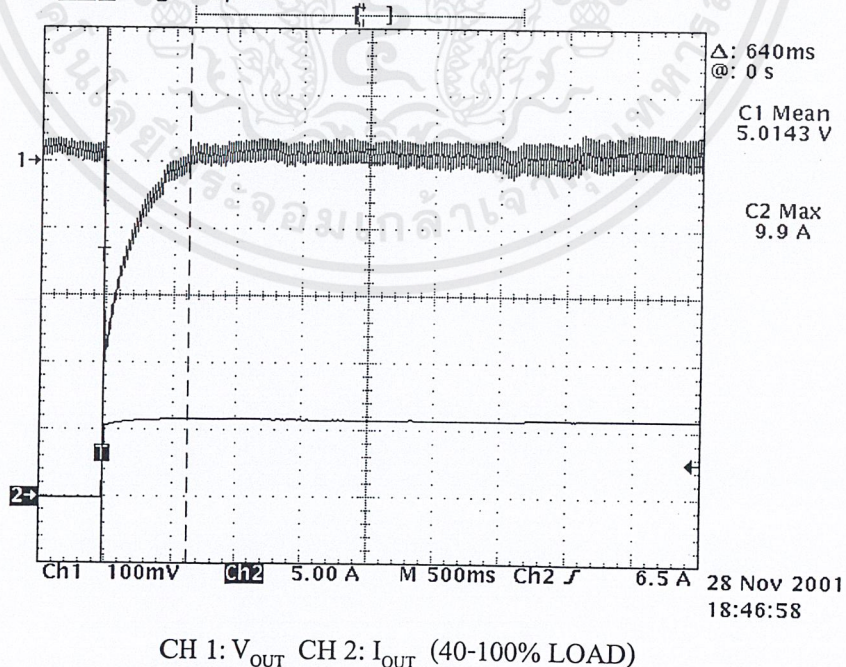
4.3.3 การทดลองผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกอย่างทันทีทันใดที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่างๆ

Tek **Stop** Single Seq 100 S/s



รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 160 Vrms เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกจาก 4 A เป็น 10 A ของวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

Tek **Stop** Single Seq 100 S/s



รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 220 Vrms เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกจาก 4 A เป็น 10 A ของวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

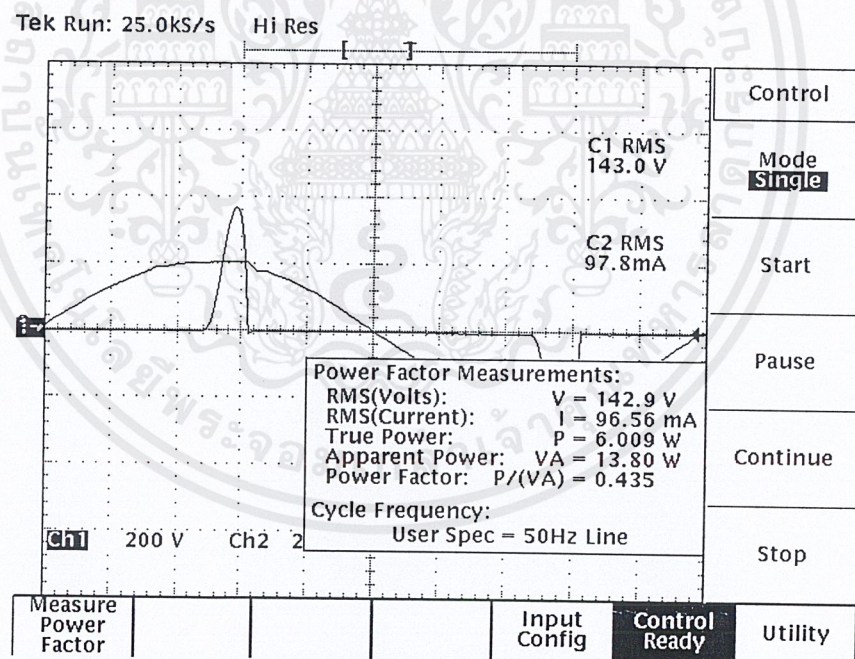
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลได้จากกรุปแสดงผลตอบสนอง

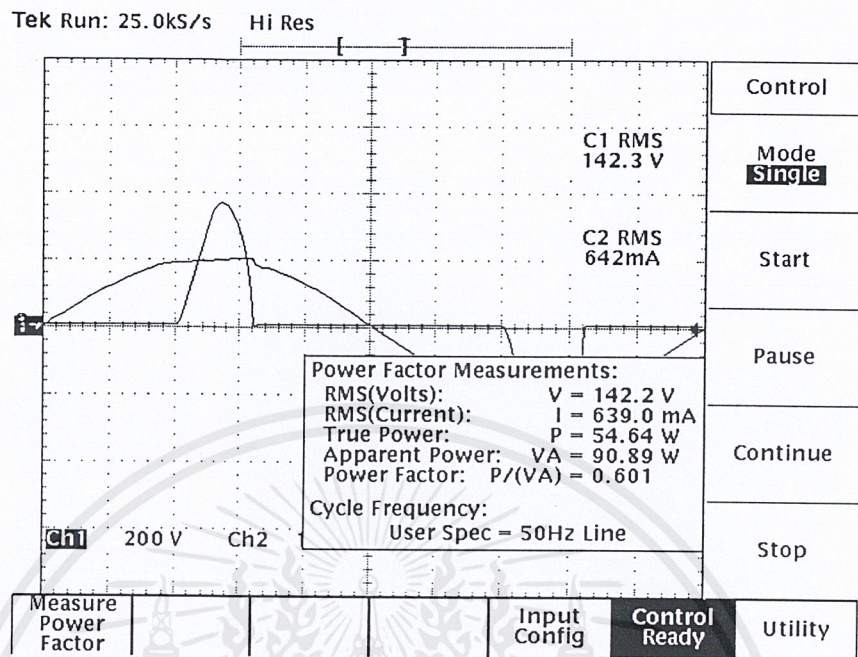
ดังนั้นสิ่งที่ได้จากกราฟจะเห็นได้ว่าที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า $160 \text{ V}_{\text{Rms}}$ จะได้ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกอย่างทันทีทันใดจะเข้าสู่จุดเสถียรภาพ (Steady State) จะใช้เวลา 1 S และที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า $220 \text{ V}_{\text{Rms}}$ จะใช้เวลา 640 ms ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของระบบจะช้ามากเพราะว่าเราออกแบบตัวระบบควบคุมให้มีความถี่ f_c (cross over frequency) ไว้ต่ำ โดยกำหนดค่าไว้เท่ากับ 382 เฮิร์ต เพื่อที่จะให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองและการป้อนกลับที่มีเสถียรภาพ

4.3.4 การวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (power factor) และค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ

4.3.4.1 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า $140 \text{ V}_{\text{rms}}$

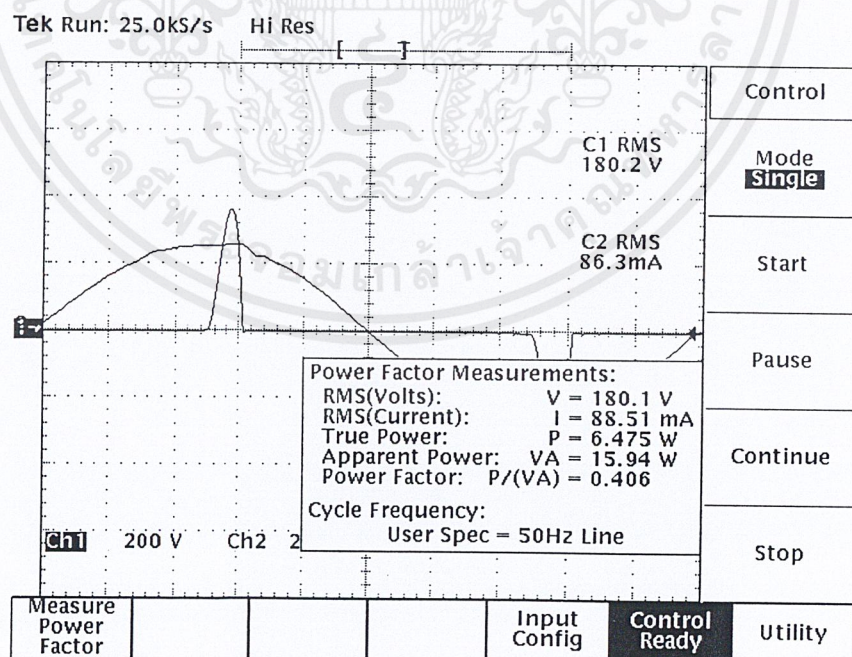


รูปที่ 4.18 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี light load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์



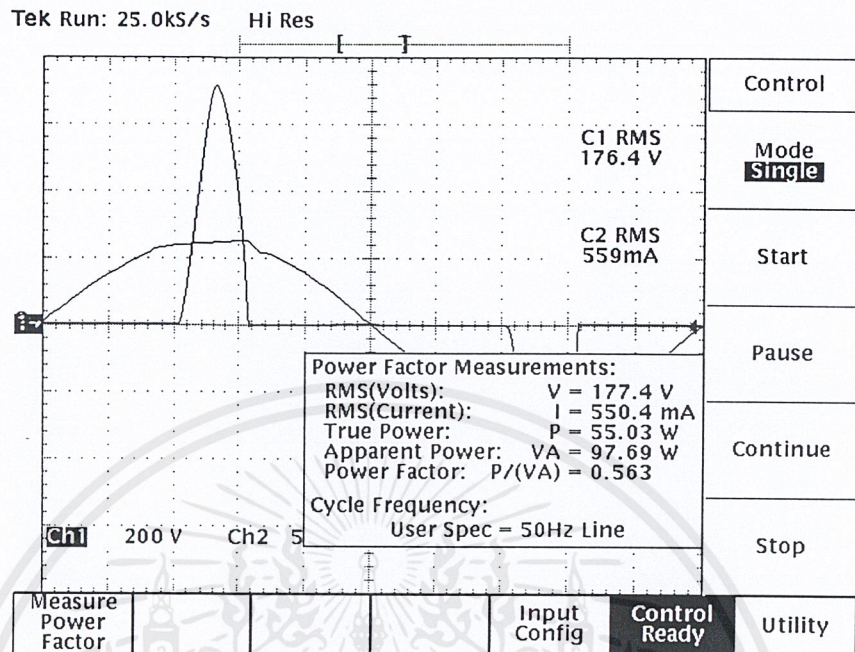
รูปที่ 4.19 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี full load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์

4.3.4.2 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 180 V_{rms}



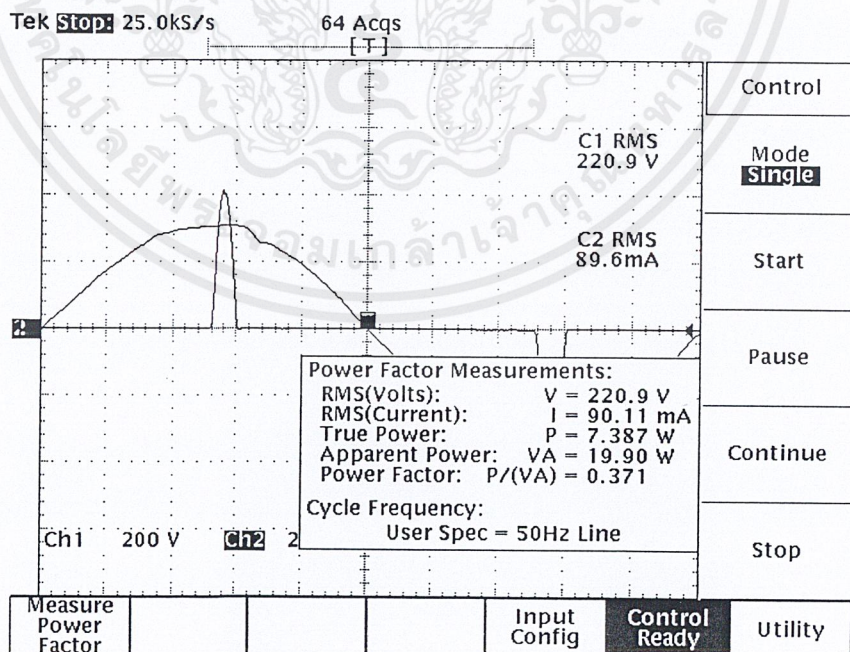
รูปที่ 4.20 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี light load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



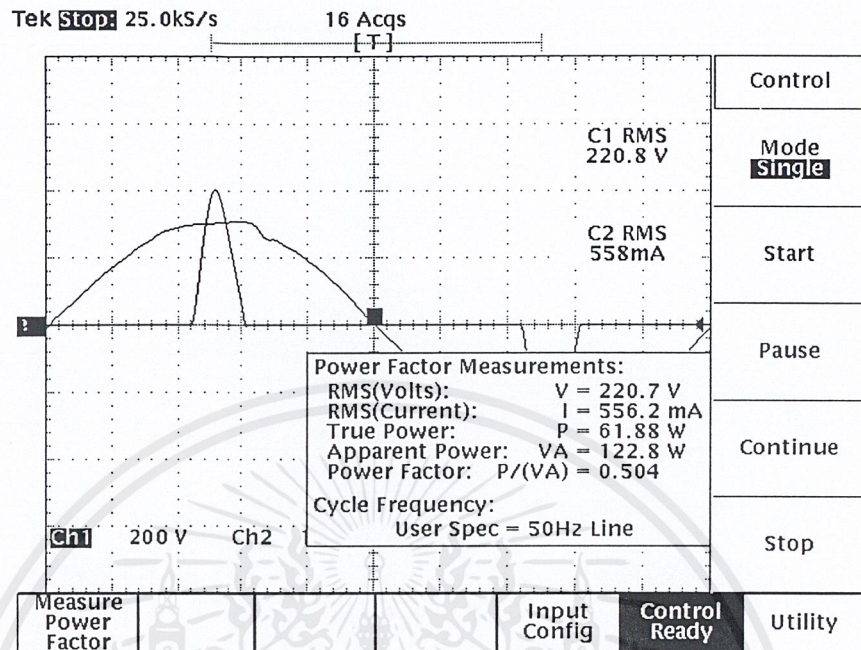
รูปที่ 4.21 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ในกรณี full load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์

4.3.4.3 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 220 V_{rms}



รูปที่ 4.22 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ในกรณี light load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

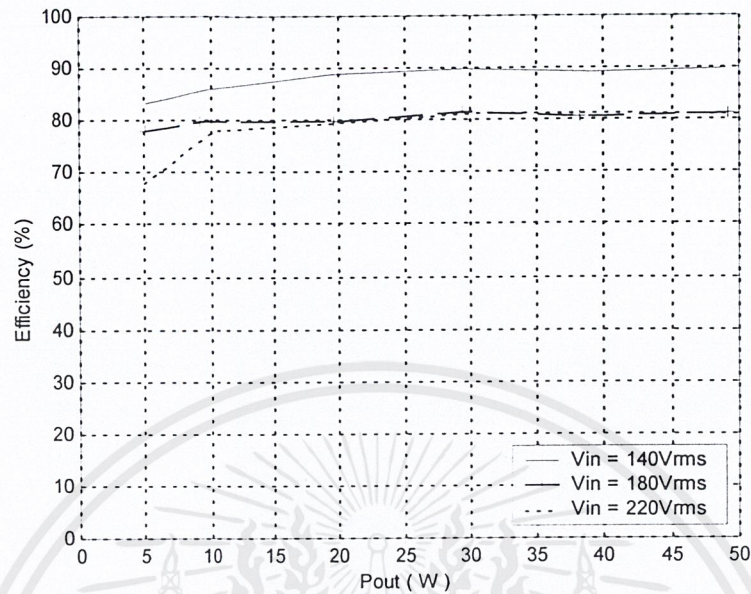


รูปที่ 4.23 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในกรณี full load ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์

ตารางที่ 1 แสดงค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านออกและกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและที่โหลดค่าต่าง ๆ

LOAD	140 V _{rms}			180 V _{rms}			220 V _{rms}		
	Pin	Pout	η (%)	Pin	Pout	η (%)	Pin	Pout	η (%)
1 A	6.08	5.06	83.22	6.47	5.05	78.05	7.269	4.92	67.68
2 A	11.27	9.70	86.06	11.54	9.20	79.7	13.12	10.25	78.12
4 A	21.92	19.50	88.97	24.38	19.5	79.9	25.28	20.01	79.51
6 A	33.10	29.70	89.70	33.23	27.1	81.5	37.22	30.25	81.27
8 A	43.85	39.10	89.10	49.70	40.03	80.5	49.26	40.03	81.26
10 A	54.64	49.12	89.6	60.03	48.80	81.29	61.56	49.80	80.89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

ผลที่ได้จากรูปการวัดค่าตัวประกอบกำลังและตารางแสดงค่าประสิทธิภาพของวงจรฟอร์เวิร์ด

จากวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมี การแปลงกระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสไฟฟ้าตรง (AC/DC converter) โดยใช้ไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าตรงให้กับฟอร์เวิร์ดที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าสูงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าต่ำ (DC/DC converter) การเพิ่มประจุไฟฟ้าให้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเฉพาะช่วงเวลาที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า ทำให้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าของวงจรมีค่าต่ำทำให้สิ้นเปลืองพลังงาน

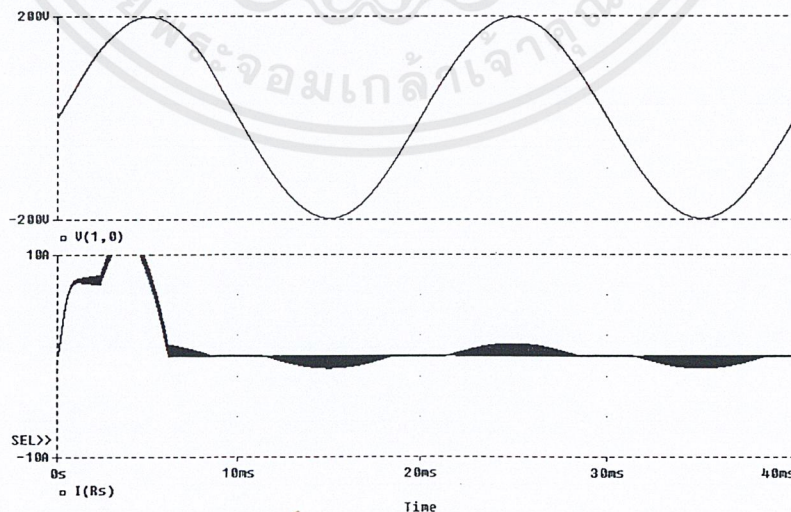
เมื่อกำลังไฟฟ้าทางด้านออกต่ำค่าประสิทธิภาพที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าค่าประสิทธิภาพที่ได้เมื่อกำลังไฟฟ้าทางด้านออกสูง

4.4 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่ได้จากการคำนวณ

แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า	140-220	โวลต์
ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรตัวประกอบกำลังแบบบูสต์	0.1	ไมโครฟารัด
ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรตัวประกอบกำลังแบบบูสต์	220	ไมโครฟารัด
จำนวนรอบของขดลวด N1	15	รอบ
จำนวนรอบของขดลวด N2	22	รอบ
จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ	39	รอบ
จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ	3	รอบ
จำนวนรอบของขดลวดรีเซต	39	รอบ
ตัวเหนี่ยวนำบูสต์	327	ไมโครเฮนรี
ตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด	55.3	ไมโครเฮนรี
ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก	4700	ไมโครฟารัด
ความต้านทาน light load	5	โอห์ม
ความต้านทาน full load	0.5	โอห์ม
ความถี่สวิตช์	50	กิโลเฮิร์ต

4.5 การเลียนแบบการทำงานของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่ค่าความต้านทานโหลดต่าง ๆ โดยโปรแกรม PSPICE

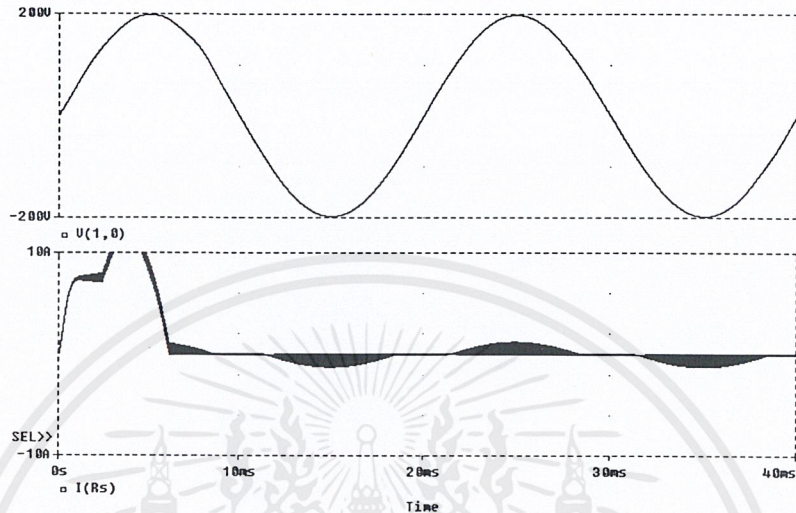
4.5.1 วงจร Single-Stage Single-Switch (S¹ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load



รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี light load

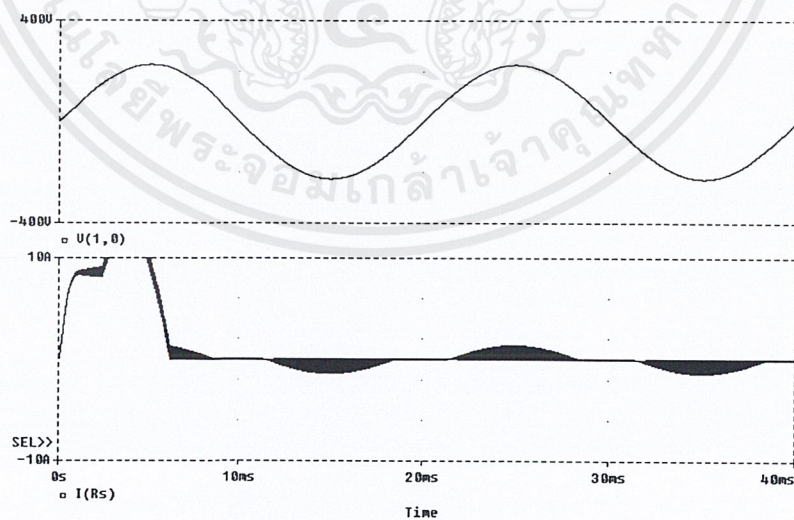
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 วงจร Single-Stage Single-Switch (S^4ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load



รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 โวลต์ในกรณี full load

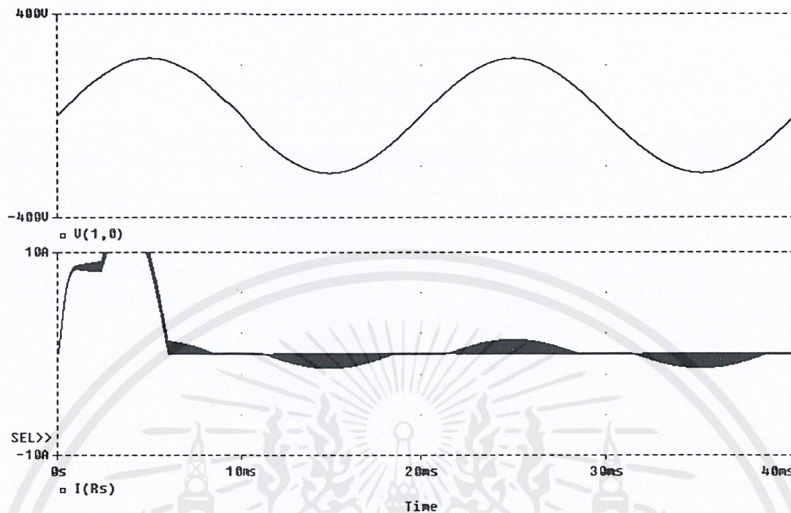
4.5.3 วงจร Single-Stage Single-Switch (S^4ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load



รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี light load

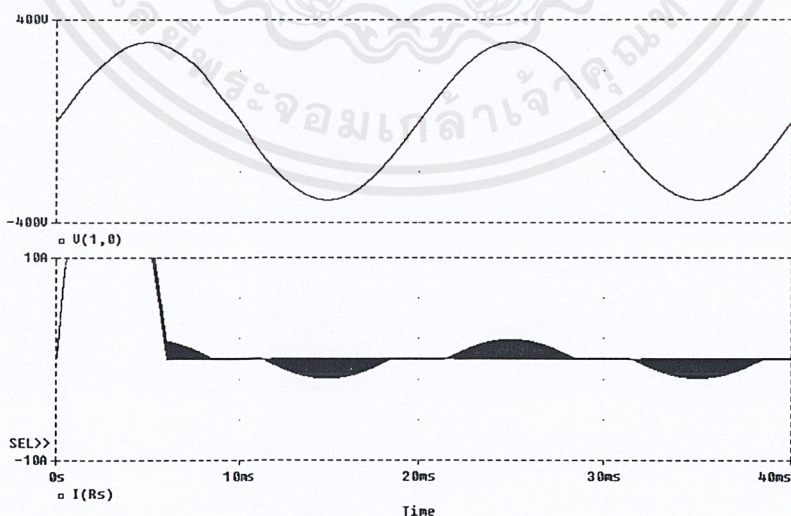
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.4 วงจร Single-Stage Single-Switch (S^4 ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load



รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 โวลต์ในกรณี full load

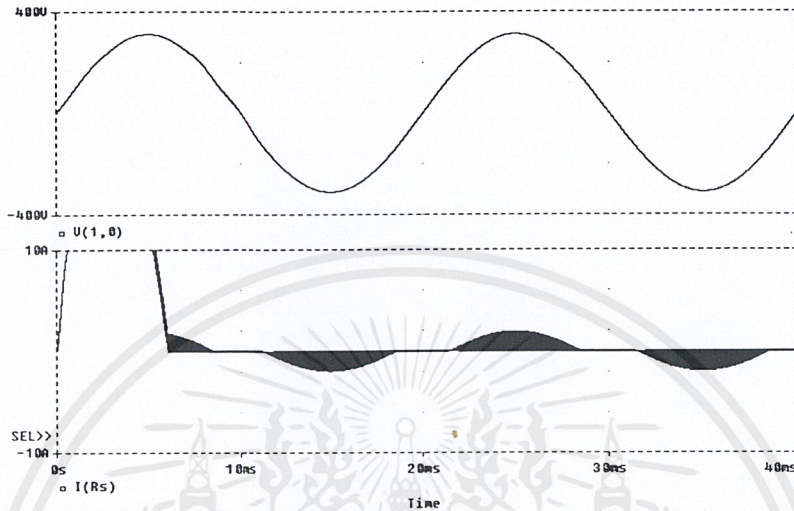
4.5.5 วงจร Single-Stage Single-Switch (S^4 ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load



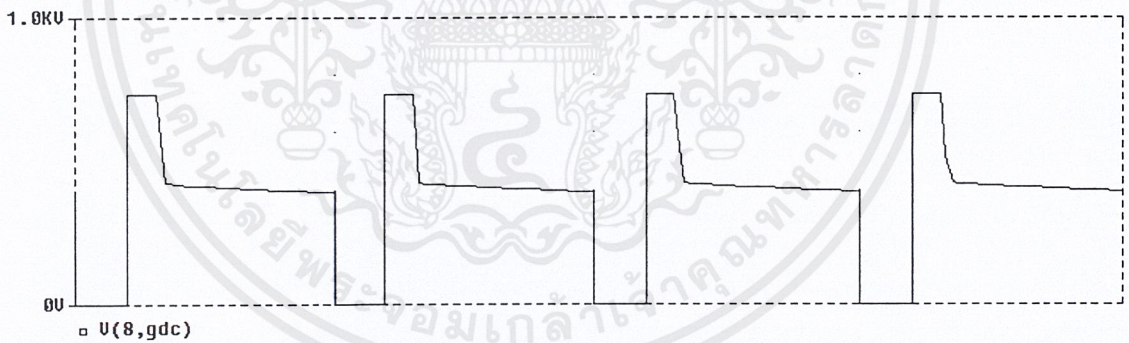
รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี light load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

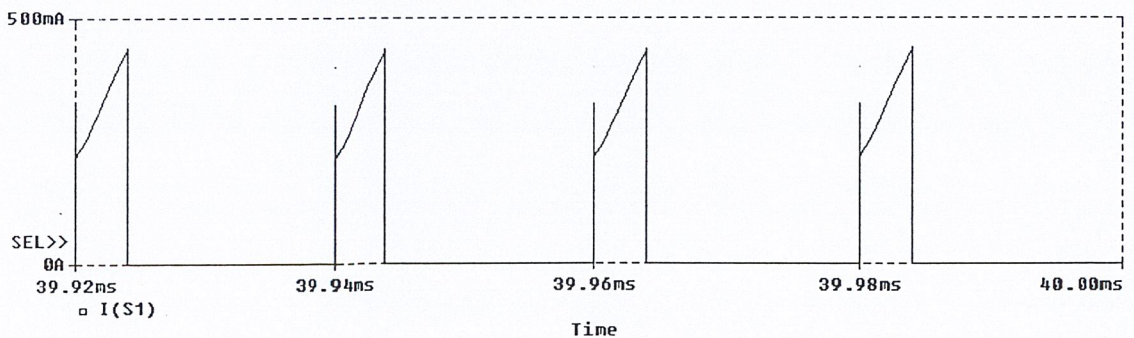
4.5.6 วงจร Single-Stage Single-Switch (S¹ICS) ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี Full load



รูปที่ 4.30 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ากับกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch ที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 220 โวลต์ในกรณี full load

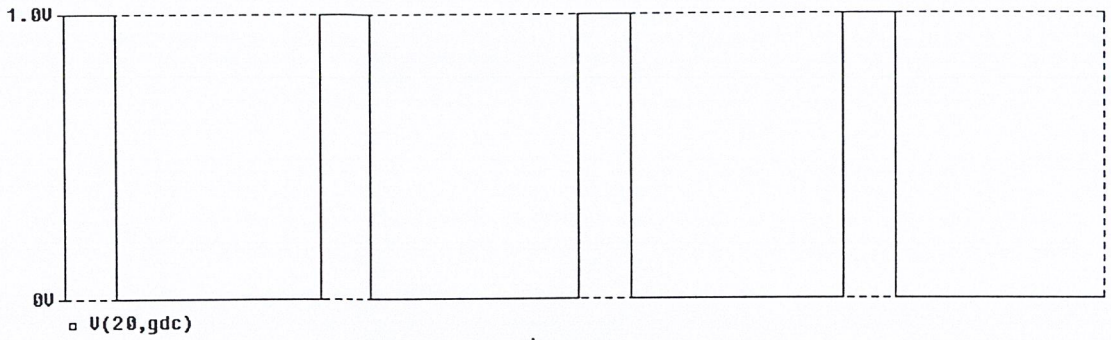


(a) แรงดันไฟฟ้าคร่อมทราน-ซอร์ส

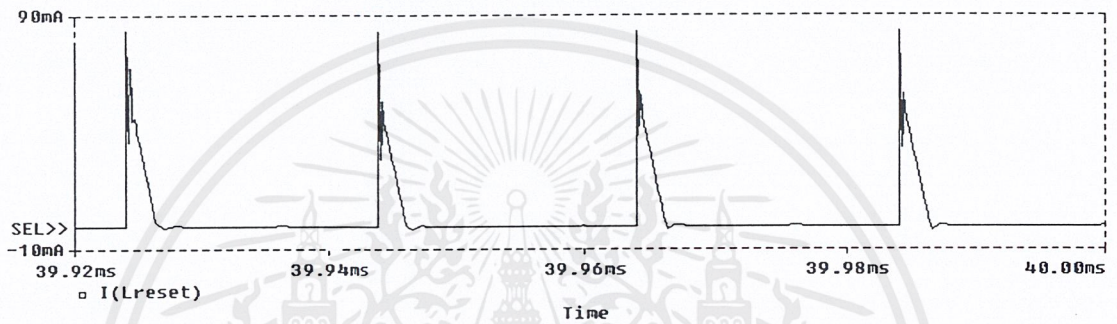


(b) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดไพรมารี

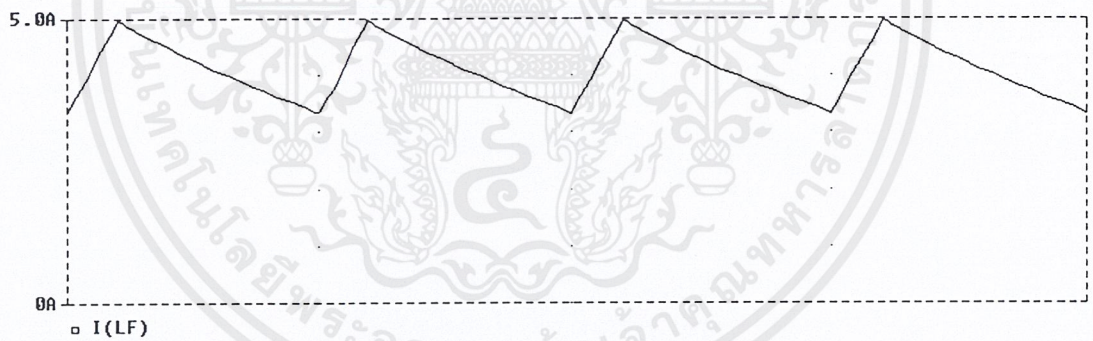
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



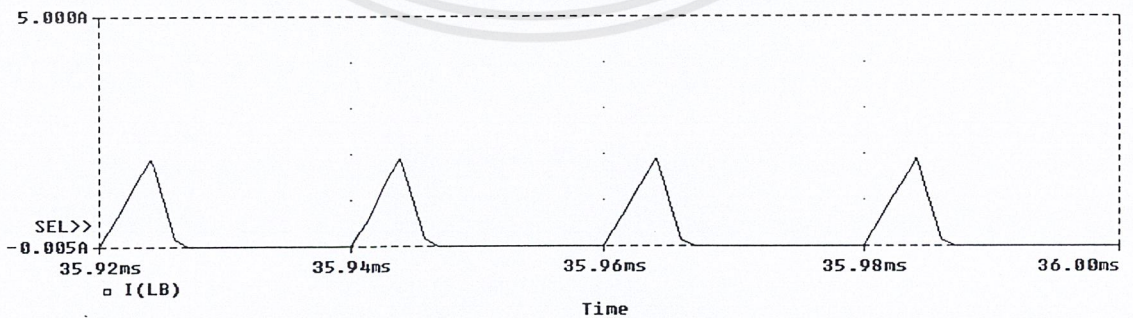
(c) สัญญาณพัลส์ที่จ่ายให้เกต-ซอร์ส



(d) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดรีเซต



(e) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด



(f) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบูสต์

รูปที่ 4.31 รูปแสดงเขียนแบบการทำงานของวงจร Single-Stage Single-Switch ด้วยโปรแกรม PSPICE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ผลการทดลองการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS

4.6.1 ผลการทดลองที่ย่านการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS โดยกำหนดให้

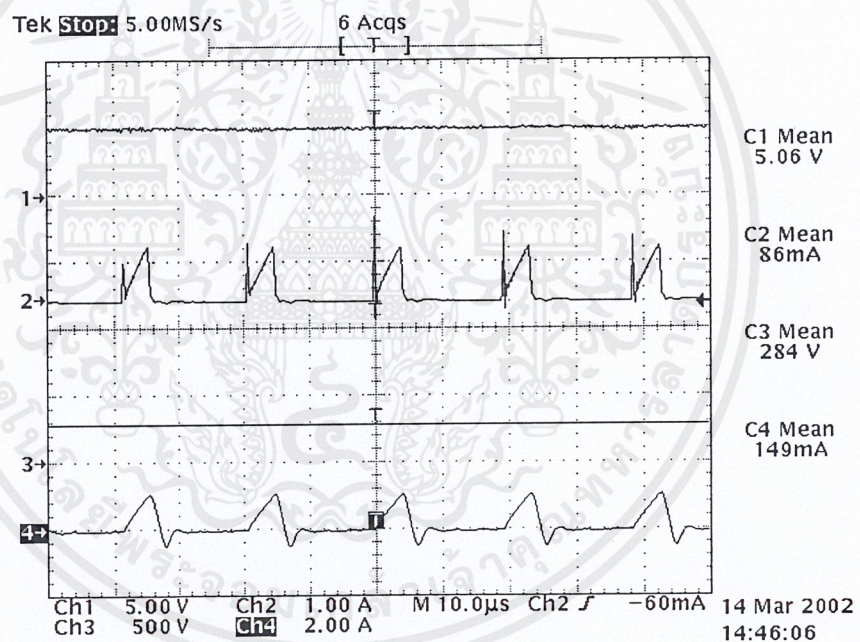
ช่องสัญญาณที่ 1 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก (V_o)

ช่องสัญญาณที่ 2 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ

ช่องสัญญาณที่ 3 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกวงจรบูสต์ (V_B)

ช่องสัญญาณที่ 4 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบูสต์ (I_B)

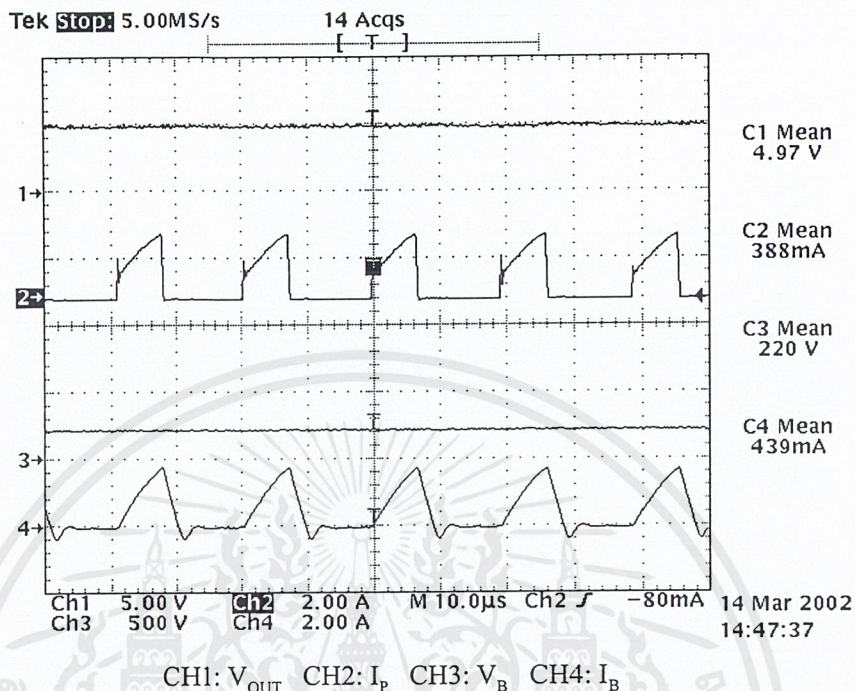
4.6.1.1 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)



CH1: V_{OUT} CH2: I_p CH3: V_B CH4: I_B

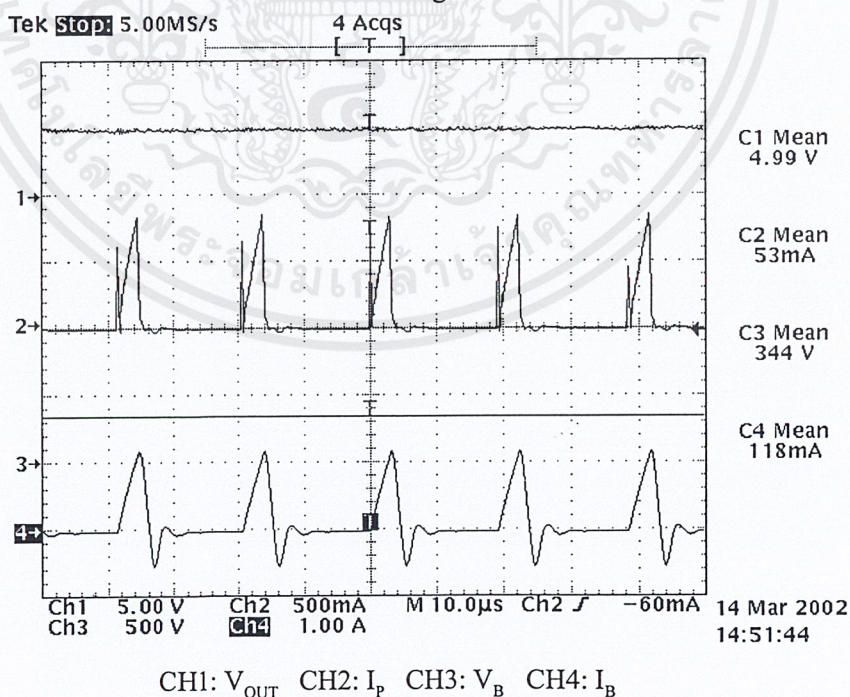
รูปที่ 4.32 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)

4.6.1.2 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.33 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)

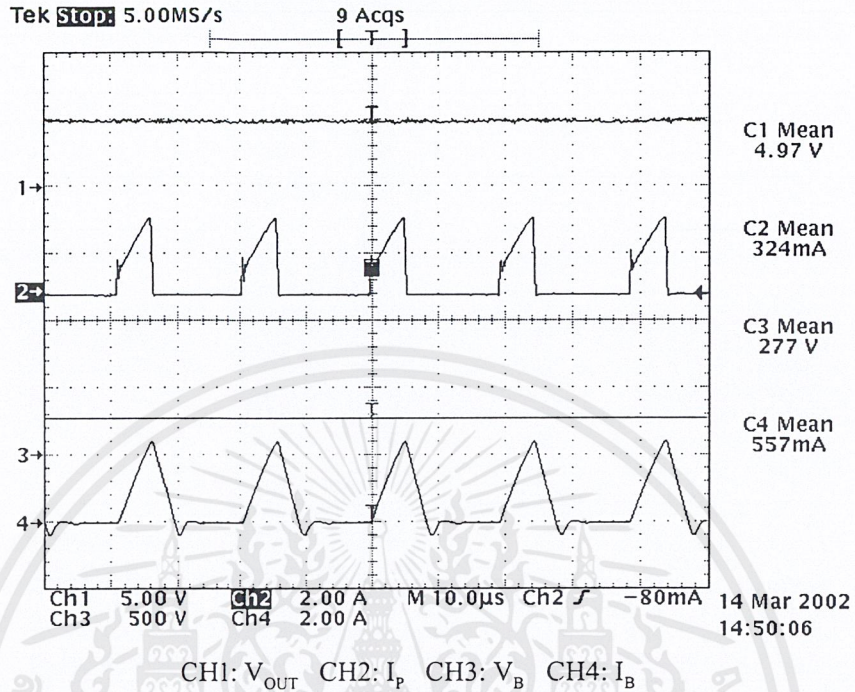
4.6.1.3 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.34 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)

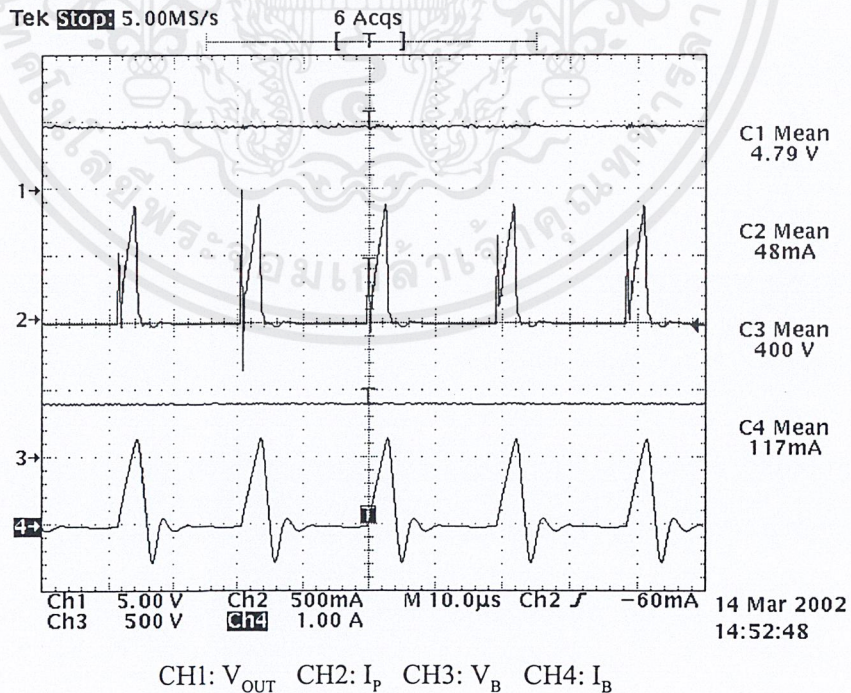
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.1.4 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.35 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)

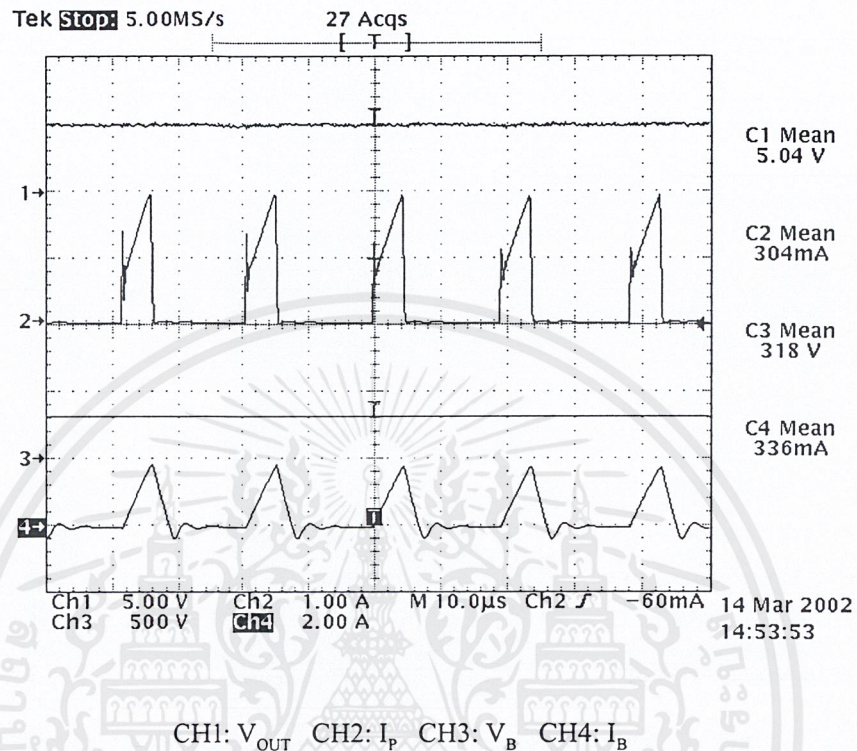
4.6.1.5 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.36 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.1.6 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.37 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)

4.6.2 ผลการทดลองที่ยานการวัดต่างๆที่ได้จากการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS โดยกำหนดให้

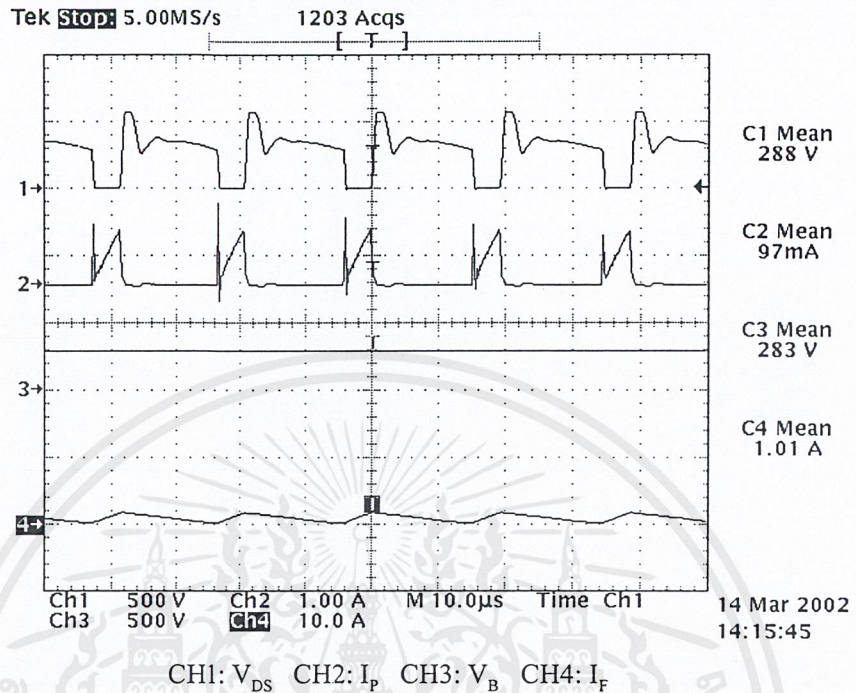
ช่องสัญญาณที่ 1 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมเดรนเซอริส (V_{DS})

ช่องสัญญาณที่ 2 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ

ช่องสัญญาณที่ 3 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกวงจรบัสต์ (V_B)

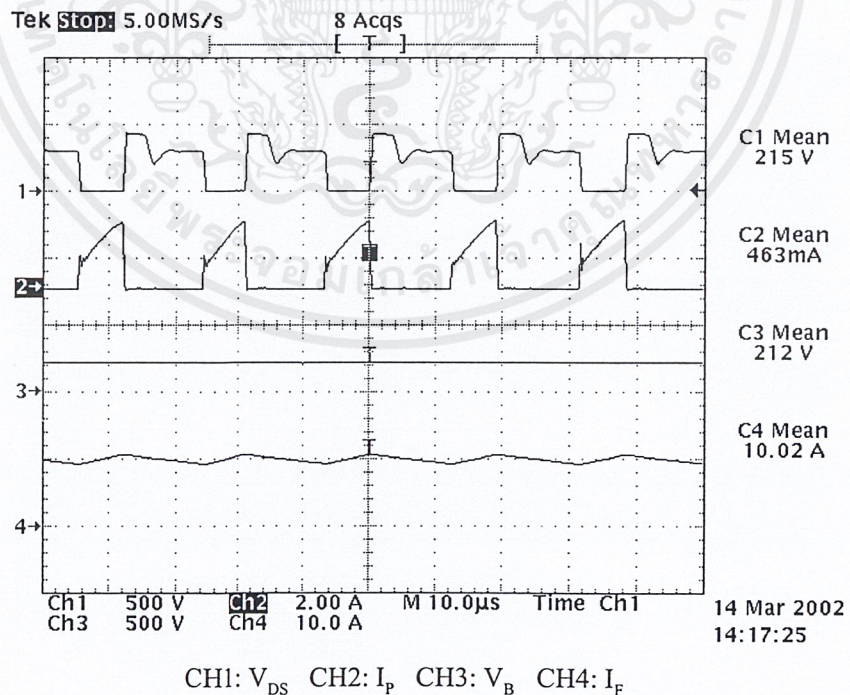
ช่องสัญญาณที่ 4 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด (I_p)

4.6.2.1 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.38 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S^4ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ light load (1 A)

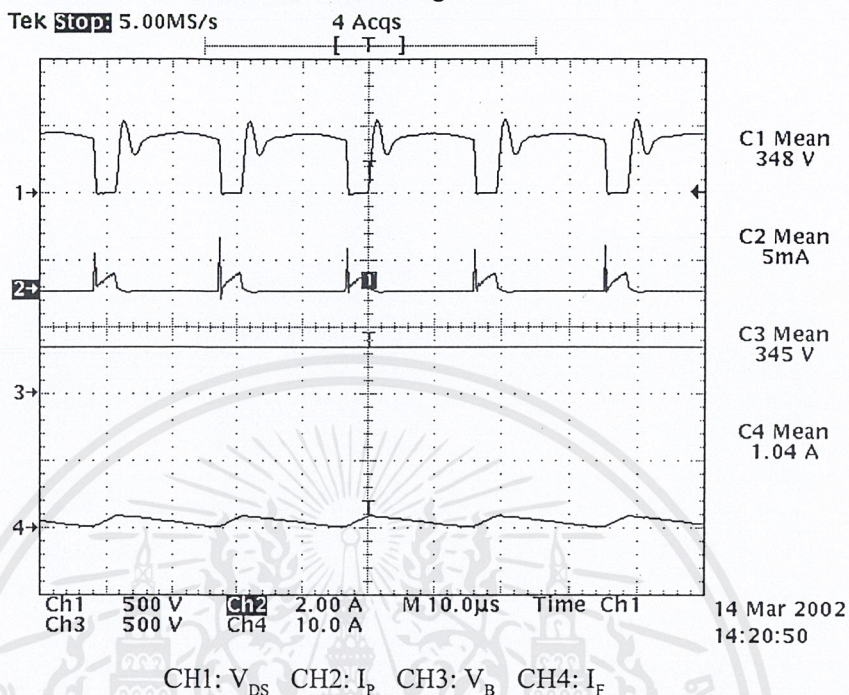
4.6.2.2 การทดลองที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.39 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S^4ICS ที่แรงดัน 140 Vrms ที่ full load (10 A)

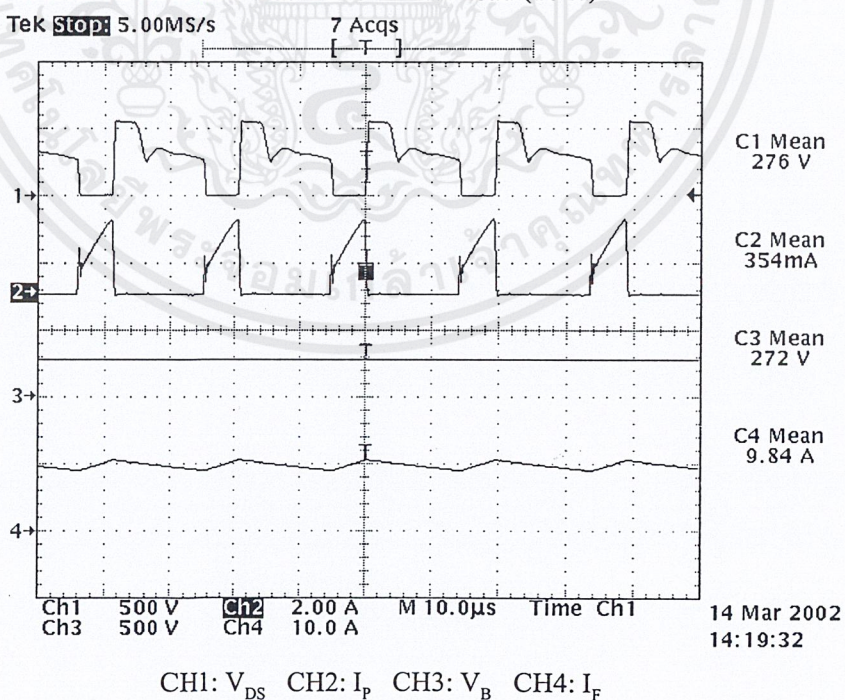
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.2.3 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.40 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S^4ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ light load (1 A)

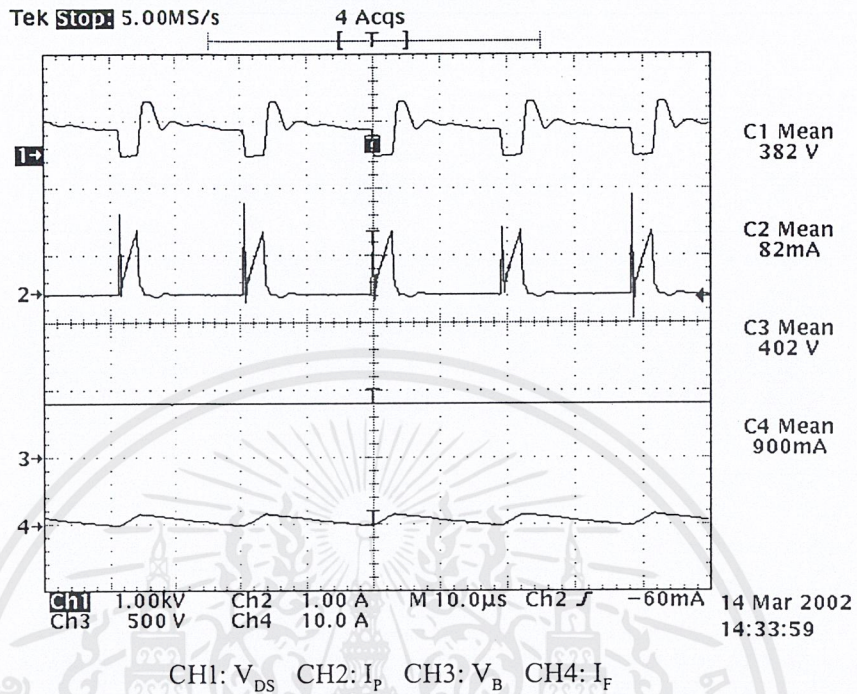
4.6.2.4 การทดลองที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)



รูปที่ 4.41 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุ่งตัวประกอบกำลัง S^4ICS ที่แรงดัน 180 Vrms ที่ full load (10 A)

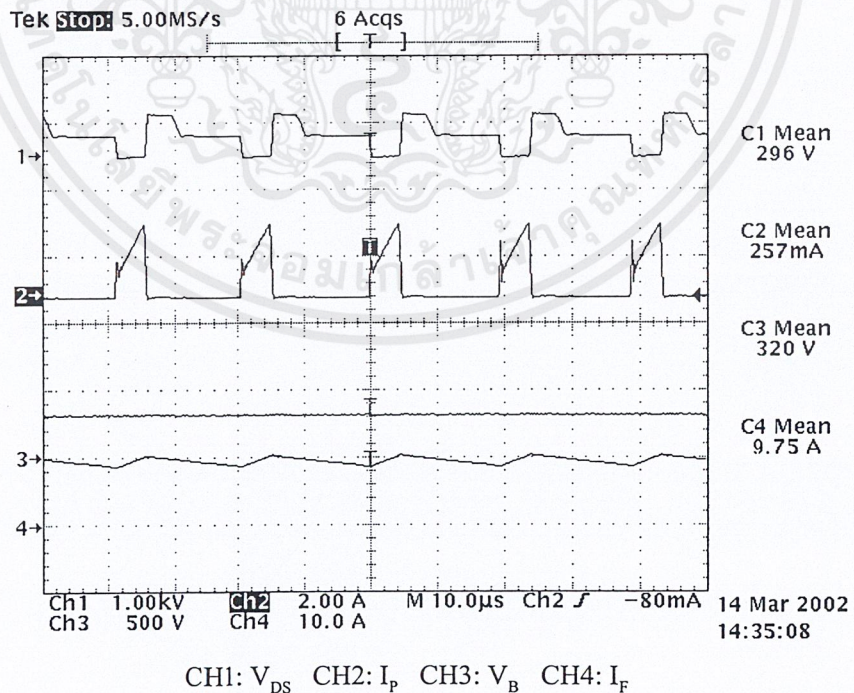
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.2.5 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)



รูปที่ 4.42 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ light load (1 A)

4.6.2.6 การทดลองที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)

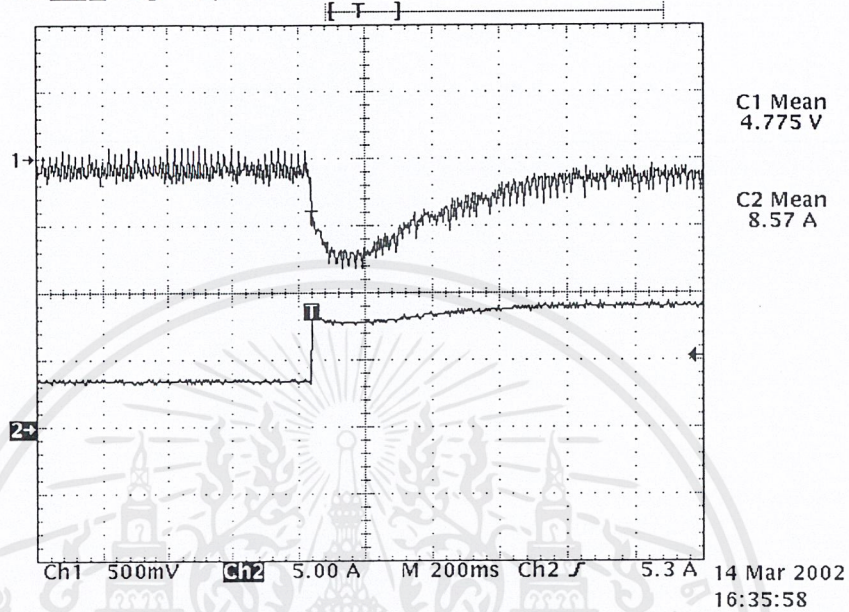


รูปที่ 4.43 แสดงการทำงานของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง S⁴ICS ที่แรงดัน 220 Vrms ที่ full load (10 A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.3 การทดลองผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออกอย่างทันทีทันใดที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ

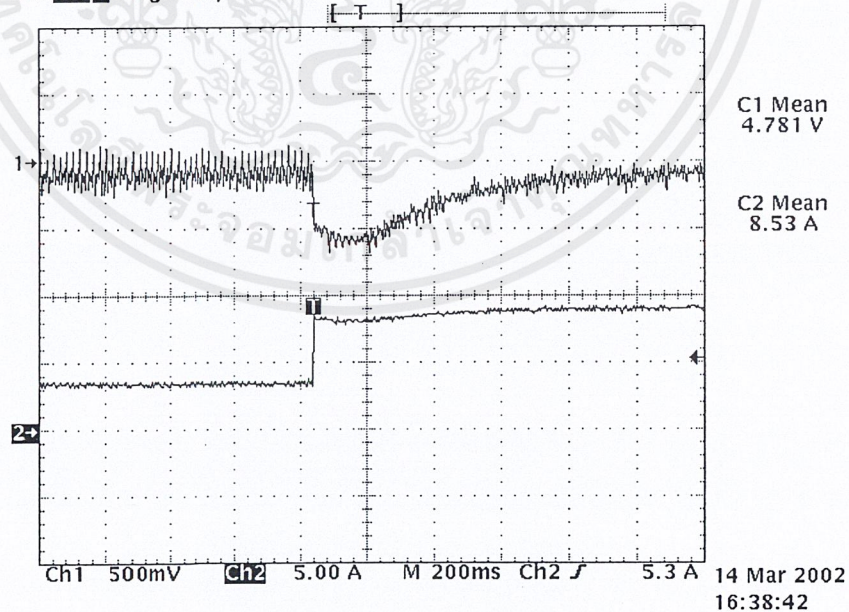
Tek **Stop** Single Seq 250 S/s



CH 1: V_{OUT} CH 2: I_{OUT} (40-100% LOAD)

รูปที่ 4.44 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 160 Vrms เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออก จาก 4 A เป็น 10 A

Tek **Stop** Single Seq 250 S/s

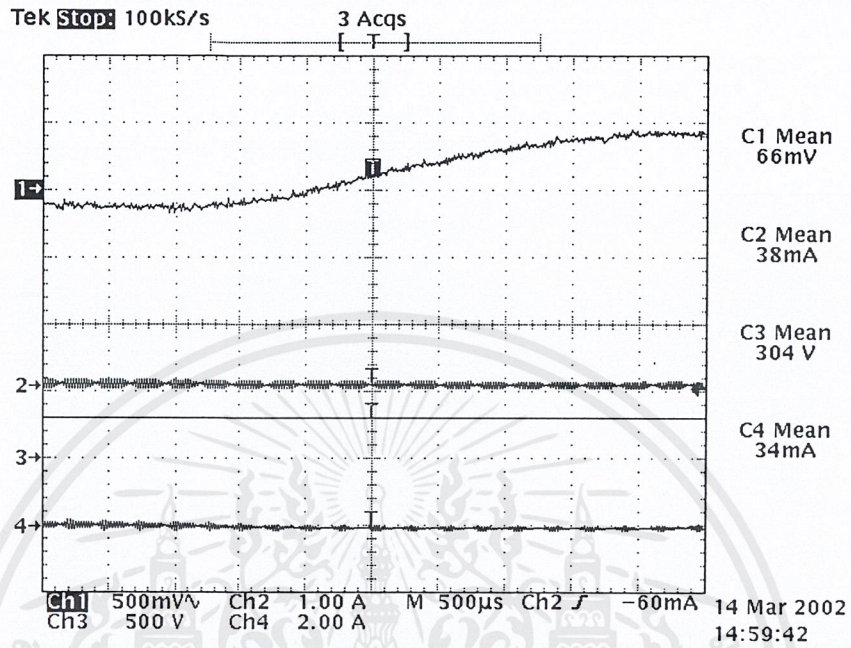


CH 1: V_{OUT} CH 2: I_{OUT} (40-100% LOAD)

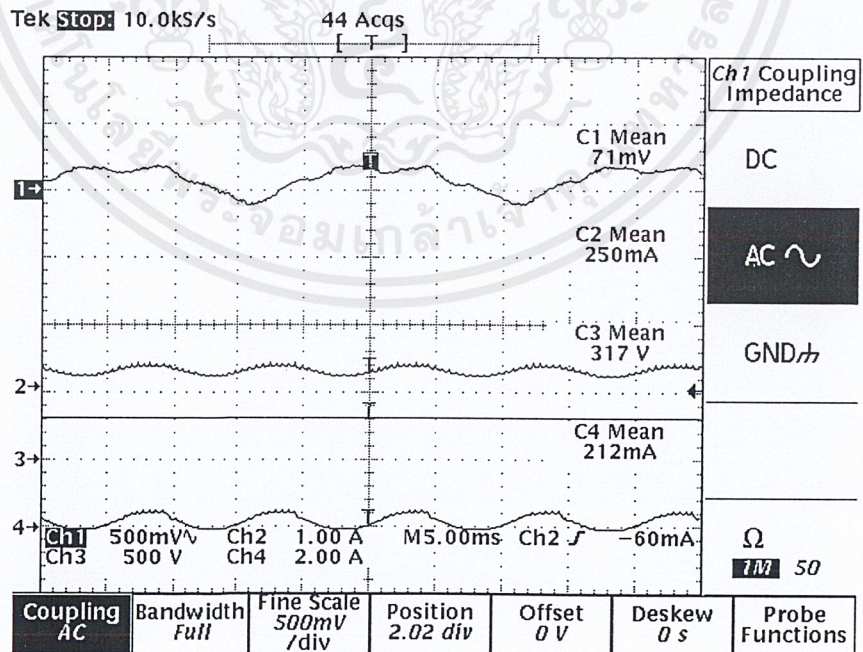
รูปที่ 4.45 แสดงผลตอบสนองที่แรงดัน 220 Vrms เปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออก จาก 4 A เป็น 10 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.4 ผลการวัด ripple ที่ค่าต่างๆ



รูปที่ 4.46 แสดงการวัดค่า ripple ที่ทางด้านเอาต์พุตที่แรงดันด้านทางเข้า 140 Vrms



รูปที่ 4.47 แสดงการวัดค่า ripple ที่ทางด้านเอาต์พุตที่แรงดันด้านทางเข้า 220 Vrms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

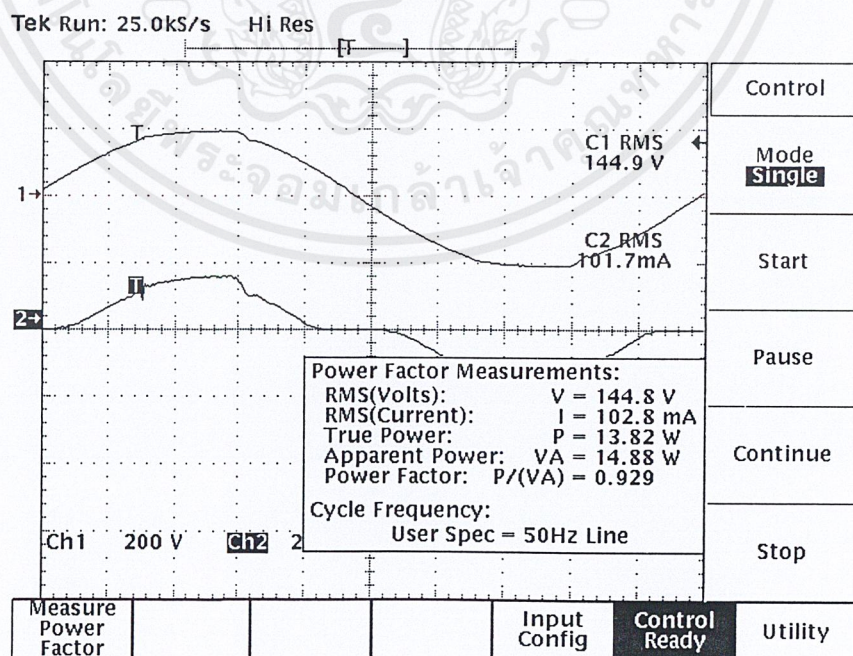
ผลได้จากรูปแสดงผลตอบสนองและรูปการวัด ripple ที่ทางด้านเอาต์พุต

ดังนั้นสิ่งที่ได้จากกราฟ จะเห็นได้ว่าที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า 160 Vrms จะได้ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าทางด้านออก อย่างทันทีทันใดจะเข้าสู่จุดเสถียรภาพ (Steady State) จะใช้เวลา 700 ms และที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า 220 Vrms จะใช้เวลา 1.2 s ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของระบบจะช้ามากเพราะว่าเราออกแบบตัวระบบควบคุมให้มีความถี่ f_{co} (cross over frequency) ไว้ต่ำ โดยกำหนดค่าไว้เท่ากับ 382 เฮิรตซ์ เพื่อให้จะให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองและการป้อนกลับที่มีเสถียรภาพ

เมื่อแรงดันด้านทางเข้า 140 Vrms จะได้ ripple ที่ทางด้านเอาต์พุตเท่ากับ 500 mV และที่แรงดันด้านทางเข้า 220 Vrms จะได้ ripple ที่ทางด้านเอาต์พุตเท่ากับ 300 mV ซึ่งเป็นค่าที่สูงพอสมควร สาเหตุที่มีค่าสูงเป็นเพราะผลตอบสนองของระบบช้ามากทำให้เมื่อเราทำการเพิ่มกระแสทางด้านเอาต์พุตอย่างทันทีทันใด จะทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตกลับมาสู่ค่าเดิมนั้นใช้เวลานาน เพราะฉะนั้นผลตอบสนองที่ช้านี้จึงเป็นเหตุให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่า ripple ที่สูงนั่นเอง

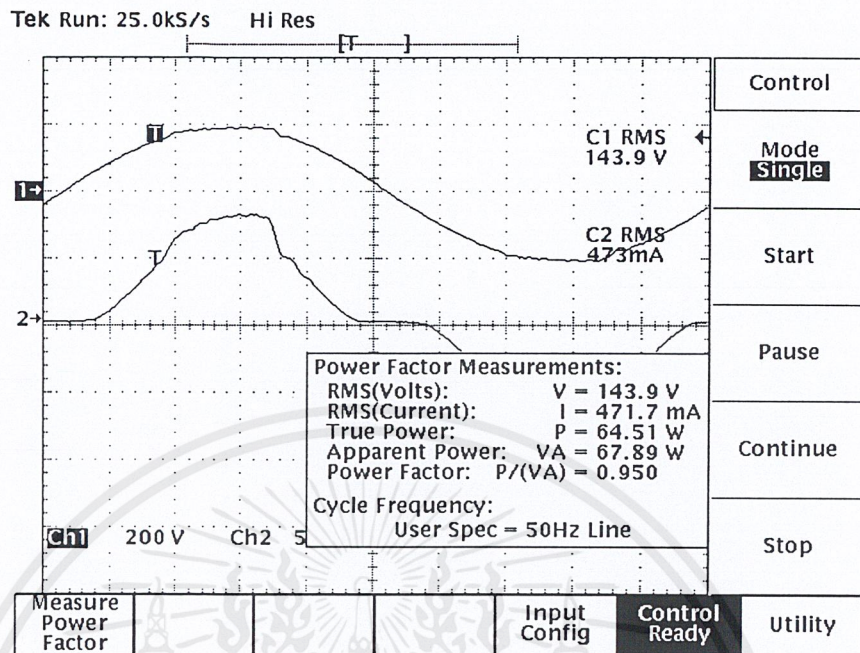
4.6.5 การวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (power factor) และค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ย่านแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ

4.6.5.1 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 140 V_{rms}



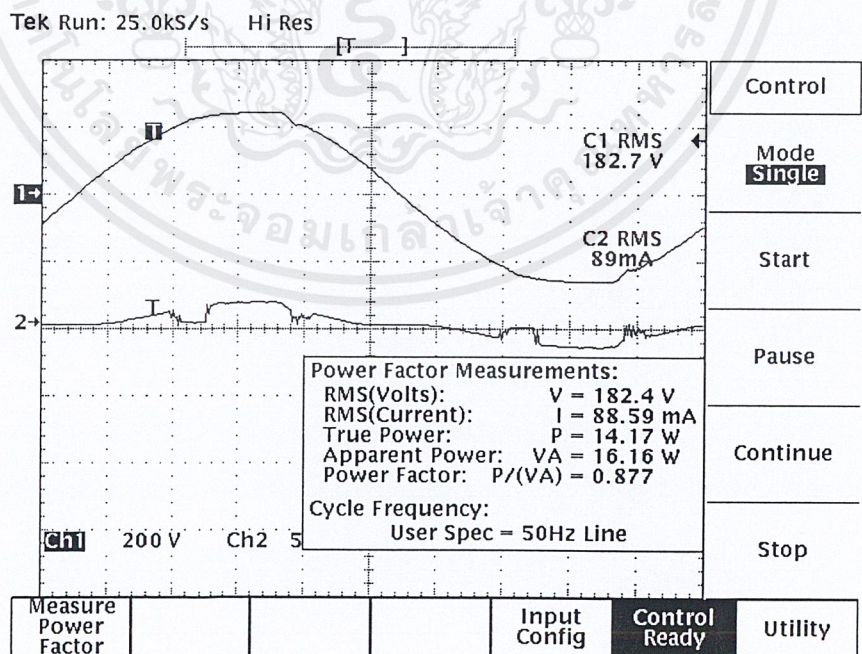
รูปที่ 4.48 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S⁴ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 140 V_{rms} กรณี light load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



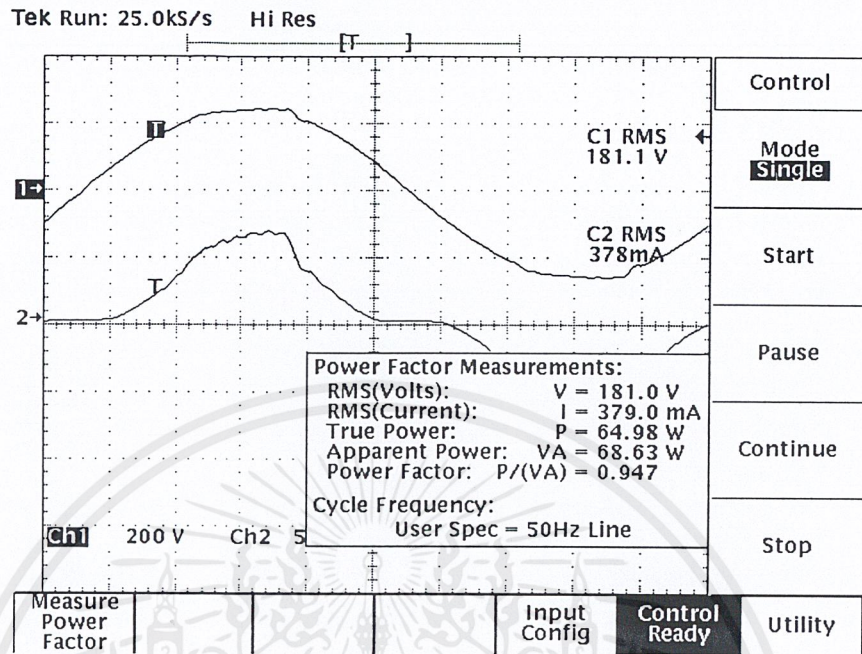
รูปที่ 4.49 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S¹ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 140 V_{rms} กรณี full load

4.6.5.2 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 180 V_{rms}



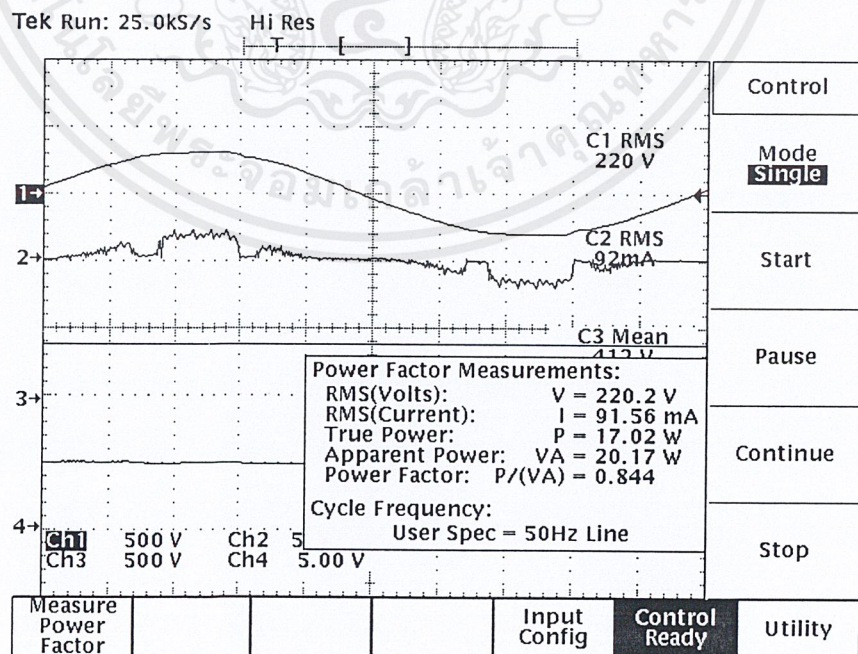
รูปที่ 4.50 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S¹ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 180 V_{rms} กรณี light load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



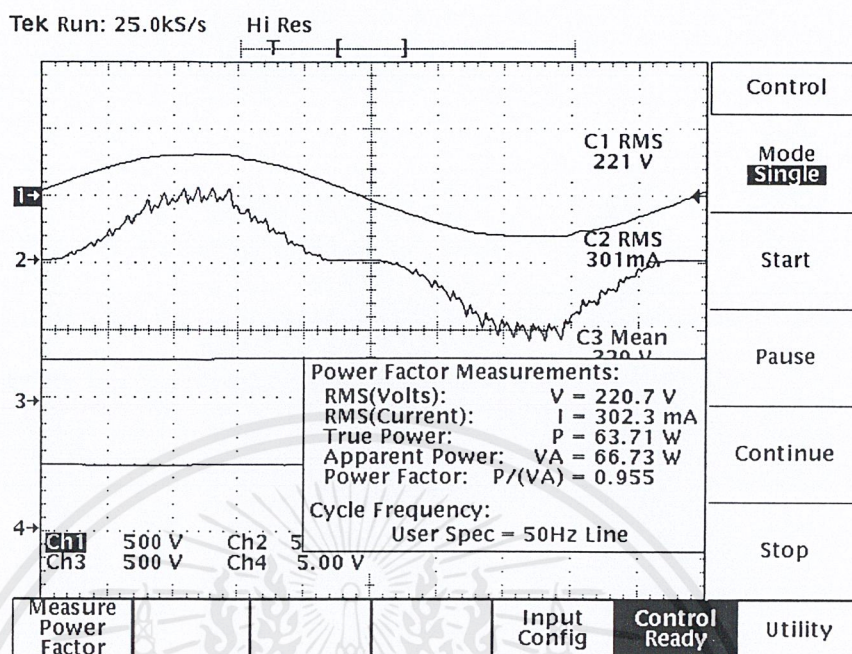
รูปที่ 4.51 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S⁴ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 180 V_{rms} กรณี full load

4.6.5.3 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 220 V_{rms}



รูปที่ 4.52 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S⁴ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 220 V_{rms} กรณี light load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

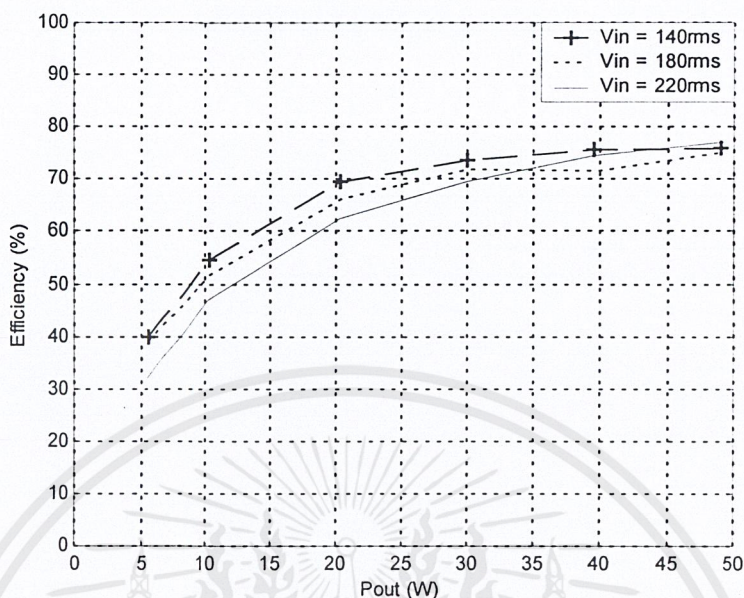


รูปที่ 4.53 แสดงค่าตัวประกอบกำลังของวงจร S⁴ICS ที่แรงดันไฟฟ้า 220 V_{rms} กรณี full load

ตารางที่ 2 แสดงค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านออกและกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจร S⁴ICS ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและที่โหลดค่าต่าง ๆ

LOAD	140 V _{rms}			180 V _{rms}			220 V _{rms}		
	Pin	Pout	η (%)	Pin	Pout	η (%)	Pin	Pout	η (%)
1 A	13.82	5.53	40.01	14.17	5.53	39.02	17.02	5.43	31.90
2 A	18.94	10.35	54.64	20.09	10.38	51.66	21.95	40.27	46.78
4 A	29.28	20.31	69.36	30.83	20.40	66.16	32.61	20.35	62.40
6 A	40.76	29.97	73.52	41.78	29.97	71.73	43.07	29.98	69.60
8 A	52.21	39.51	75.67	55.3	39.59	71.59	53.14	39.54	74.40
10 A	64.51	48.95	75.87	64.98	48.80	75.10	63.71	49.15	77.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



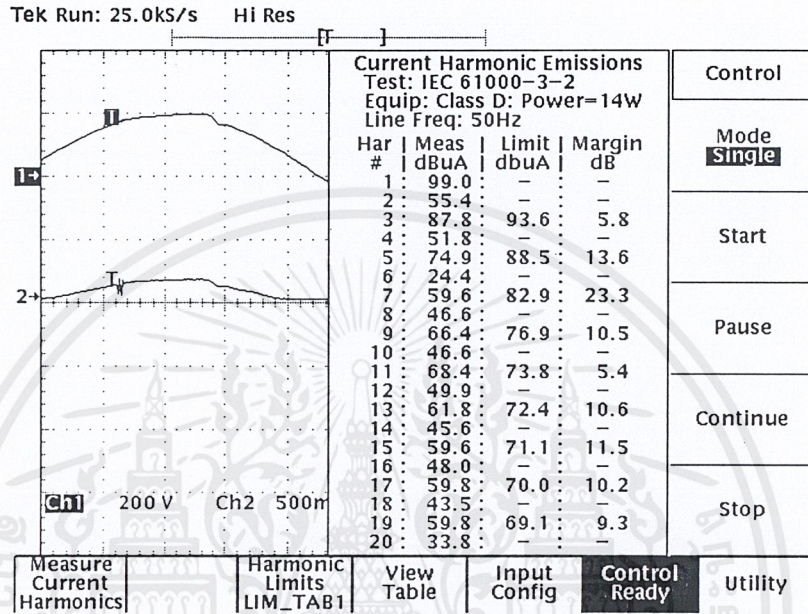
รูปที่ 4.54 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

ผลที่ได้จากการวัดค่าตัวประกอบกำลังและตารางแสดงค่าประสิทธิภาพของวงจร S¹ICS

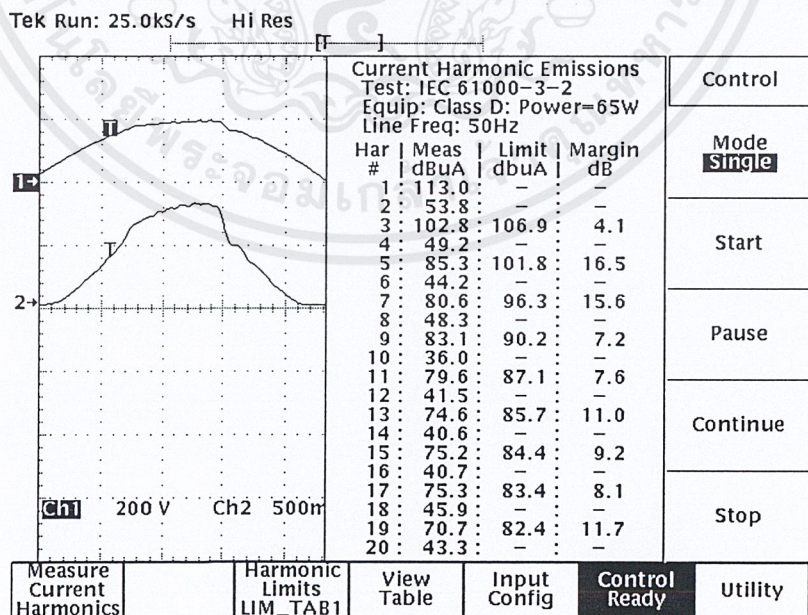
จากวงจร Single-Stage Single-Switch ทำให้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์มากขึ้นซึ่งเป็นกระแสไฟฟ้า ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าของวงจรมีค่าสูงขึ้นมากกว่าใช้วงจรฟอร์เวิร์ดทำให้สิ้นเปลืองพลังงานน้อยลง และจะเห็นได้ว่าเมื่อมีการใช้โหลดมาก ๆ กระแส Rms ด้านทางเข้าของวงจร Single-Stage Single-Switch จะมีค่าต่ำกว่ากระแส Rms ด้านทางเข้าของวงจรฟอร์เวิร์ดเมื่อเทียบที่การใช้โหลดเท่า ๆ กัน ทำให้มีการใช้พลังงานอย่างคุ้มค่า และจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต เมื่อกำลังไฟฟ้าทางด้านออกค่าประสิทธิภาพที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าประสิทธิภาพที่ได้เมื่อกำลังไฟฟ้าทางด้านออกสูง

4.6.6 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เปรียบเทียบกับมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 Class D

4.6.6.1 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 140 V_{rms}



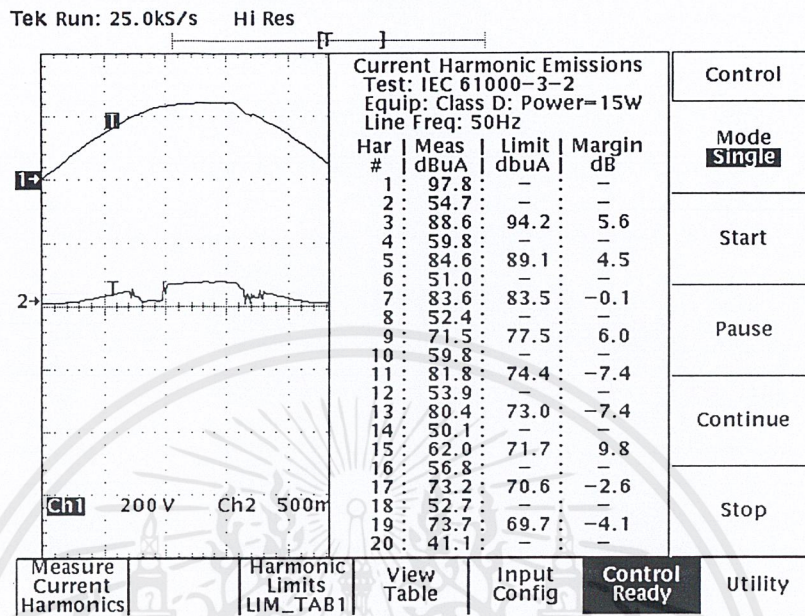
รูปที่ 4.55 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า กรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 V_{rms} กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 14 วัตต์



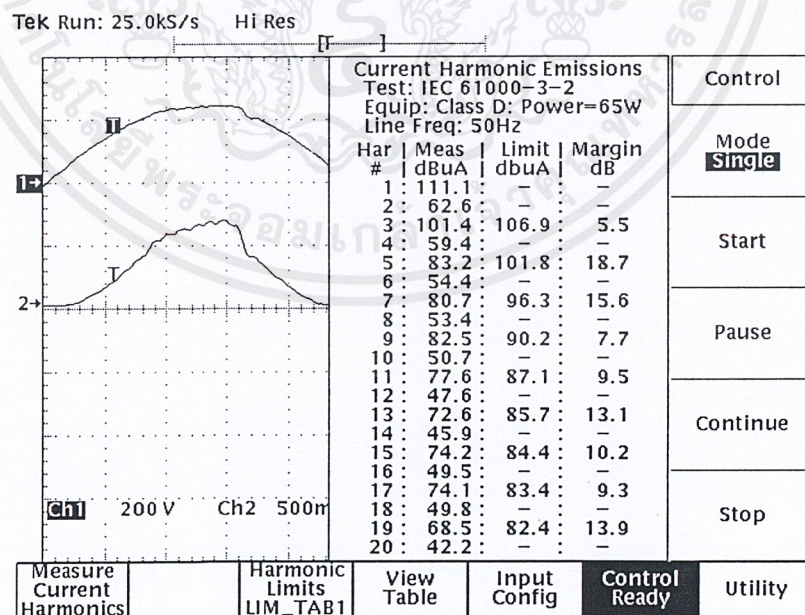
รูปที่ 4.56 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า กรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 140 V_{rms} กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 65 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.6.2 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 180 V_{rms}



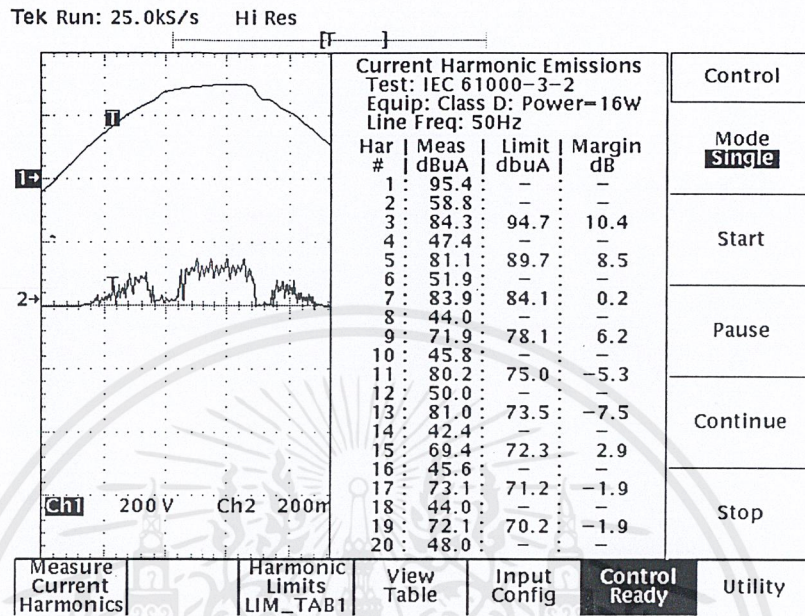
รูปที่ 4.57 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า กรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 V_{rms} กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 15 วัตต์



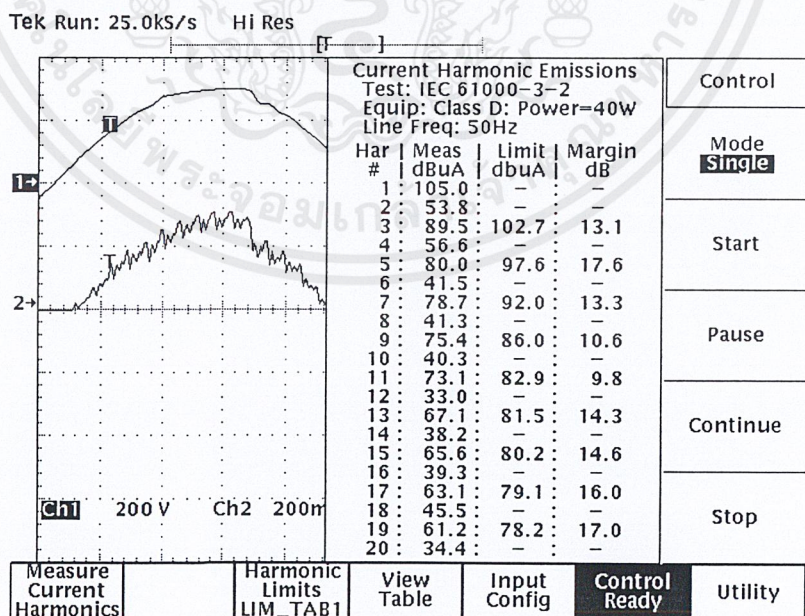
รูปที่ 4.58 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า กรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็น 180 V_{rms} กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็น 65 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.6.3 การทดลองที่แรงดันไฟฟ้า 220 V_{rms}



รูปที่ 4.59 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้าเข้า กรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้าเข้าเป็น 220 V_{rms} กำลังไฟฟ้าทางด้าเข้าเป็น 16 วัตต์



รูปที่ 4.60 แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้าเข้า กรณีแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้าเข้าเป็น 220 V_{rms} กำลังไฟฟ้าทางด้าเข้าเป็น 40 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้จากรูปการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจร S⁴ICS

จากรูปการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจร S⁴ICS จะเห็นได้ว่าเมื่อเราทำการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ช่วงแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ ซึ่งในช่วงแรงดันไฟฟ้าที่ 180 Vrms-220 Vrms และจ่ายกระแสให้โหลดในช่วง 1 – 2 แอมป์ จะยังไม่ผ่านเกณฑ์มาตรฐาน IEC 1000-3-2 Class D

ตารางที่ 3 แสดงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า ค่า THD แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์ และค่าประสิทธิภาพของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่าต่าง ๆ ($V_o = 5 \text{ V}$ และ $I_o = 1 \text{ A}$)

$V_{in}(V)$	PF	THD	V_B	$\eta(\%)$
140	0.929	49.72	283	40.01
160	0.914	55.64	310	39.53
180	0.877	69.46	344	39.02
200	0.864	74.19	375	35.41
220	0.844	81.40	400	31.90

ตารางที่ 4 แสดงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า ค่า THD แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์ และค่าประสิทธิภาพของวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS ในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่องในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่าต่าง ๆ ($V_o = 5 \text{ V}$ และ $I_o = 10 \text{ A}$)

$V_{in}(V)$	PF	THD	V_B	$\eta(\%)$
140	0.950	32.86	220	75.87
160	0.948	33.57	250	75.20
180	0.947	33.92	277	75.10
200	0.942	35.62	302	74.98
220	0.955	31.05	336	77.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 การเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์กับวงจร S⁴ICS ที่แรงดันทางเข้า 140Vrms

วงจร กระแส	Forward convertor	S ⁴ ICS
1	0.435	0.929
2	0.492	0.947
4	0.521	0.952
6	0.572	0.952
8	0.597	0.951
10	0.601	0.950

ตารางที่ 6 การเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์กับวงจร S⁴ICS ที่แรงดันทางเข้า 220 Vrms

วงจร กระแส	Forward convertor	S ⁴ ICS
1	0.371	0.844
2	0.401	0.887
4	0.455	0.953
6	0.489	0.953
8	0.498	0.955
10	0.504	0.955

ผลที่ได้จากการทดลอง

จากที่ได้ทดลองวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบ Single-Stage single-switch S⁴ICS จากการทดลองนั้นทำให้สามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังได้ดีขึ้นมาก เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์เพียงตัวเดียวดังจะเห็นได้จากตารางที่ 5 และตารางที่ 6 และได้ค่า THD (Total Harmonic Distortion) ที่น้อยลงทำให้กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้ามีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นและยังสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ได้ที่แรงดัน 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าตรงทางด้านออกได้ 1-10

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองการทำงานของวงจร Single-Stage single-switch S^4 ICS มีข้อดีและข้อเสียหลายประการ

ข้อดี

1. สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้ดีขึ้นได้ดีกว่าการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์อย่างเดียว
2. สามารถรวมวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบบูสต์ กับ DC/DC คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดเข้าด้วยกัน โดยการใช้การควบคุมสวิตช์ตัวเดียวซึ่งจะทำให้มีความซับซ้อนของวงจรถุงกรณ์ น้อยกว่า และราคาถูกลงกว่า การใช้วงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังที่ใช้สวิตช์แบบ 2 ภาค
3. ในการทำงานวงจร Single-Stage single-switch S^4 ICS จะมีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังที่ใช้สวิตช์แบบ 2 ภาค เพราะว่ามีจำนวนอุปกรณ์ที่น้อยกว่าทำให้มีการสูญเสียที่น้อยกว่า

ข้อเสีย

1. แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรบูสต์มีค่าสูงทำให้มีความอันตรายได้
2. การออกแบบวงจรควบคุมทำได้ยากเพราะเป็นการควบคุมวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังและ DC/DC คอนเวอร์เตอร์โดยใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว
3. มีความไวต่อสัญญาณรบกวนมาก

5.2 สรุปผลการทดลอง

จากการที่ได้สร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบ Single-Stage Single-Switch S^4 ICS ขึ้นมาคือการนำวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบบูสต์ และวงจร DC/DC คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดมารวมกันเป็นภาคเดียว โดยควบคุมด้วยสวิตช์เพียงตัวเดียวนั้น จากการทดลองนั้นทำให้สามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังได้ดีขึ้นมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์เพียงตัวเดียว และยังสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ได้ที่แรงดัน 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าตรงทางด้านออกได้ 1-10 แอมป์ วงจร S^4 ICS ที่ได้สร้างขึ้นมา นั้น จากรูปที่แสดงการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร S⁴ICS จะเห็นได้ว่าเมื่อเราทำการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ช่วงแรงดันไฟฟ้าต่าง ๆ ซึ่งในช่วงแรงดันไฟฟ้าที่ 180 Vrms-220 Vrms และจ่ายกระแสให้โหลดในช่วง 1 – 2 แอมป์ จะยังไม่ผ่านเกณฑ์มาตรฐาน IEC 1000-3-2 Class D

5.3 ปัญหาที่พบ

1. การคำนวณค่าขนาดของขดลวดชุด N₁ และ N₂ ค่อนข้างจะยุ่งยากเพราะว่าเราจะต้องทำการสุ่มค่าเอา ซึ่งไม่สามารถที่จะใช้สูตรในการคำนวณได้ เพราะใน data sheet ที่ได้มาเกี่ยวกับการทดลองวงจร S⁴ICS นั้นไม่มีการคำนวณซึ่งจะใช้การสุ่มค่าขึ้นมาตามเงื่อนไขที่กำหนดให้คือ $N_1 + N_1 \langle N_p$ อยู่ประมาณที่ 1-2 รอบเท่านั้นจึงต้องมีการทำการทดลองในโปรแกรม Pspice เพื่อที่จะดูค่าที่ได้จากการทดลองคือค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านทางออกของบัสต์ (V_B) และค่า THD ที่เหมาะสมหรือยังในแต่ละการเลือกค่าจำนวนรอบของ N₁ และ N₂ เพื่อที่จะได้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงที่สุด

2. เมื่อเราทำการคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำบัสต์ (L_B) และตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด (L_F) ตามทฤษฎีของ Single-Stage Single-Switch S⁴ICS ออกมาได้แล้วไม่สามารถนำค่าที่ได้ไปใช้งานได้เลยต้องไปทำการทดลองในโปรแกรม Pspice จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำบัสต์ (L_B) จะทำงานในโหมดกระแสไหลไม่ต่อเนื่องได้ แต่ค่าตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด (L_F) นั้นไม่สามารถที่จะทำงานในโหมดกระแสไหลต่อเนื่องได้เราจึงต้องใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำฟอร์เวิร์ด (L_F) ที่คำนวณได้จากการคำนวณของวงจร Forward Converter

3. การพันหม้อแปลงต้องมีการศึกษาการพันมาพอสมควร มิฉะนั้นจะทำให้เกิดการสูญเสียในหม้อแปลงได้

4. เมื่อทำการทดลองที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 220 Vrms ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านทางออกของวงจรบัสต์ (V_B) จะมีค่าสูงอยู่ที่ 400 V ทำให้อาจเกิดอันตรายได้

5. ในการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าในช่วงแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ 180 Vrms-220 Vrms และจ่ายกระแสให้โหลดในช่วง 1 – 2 แอมป์ จะยังไม่สามารถผ่านเกณฑ์มาตรฐาน IEC 1000-3-2 Class D

6. การออกแบบระบบควบคุมโดยใช้โหมดควบคุมแรงดันไฟฟ้านั้นสามารถใช้ค่า F_{co} (Cross over frequency) ต่ำเท่านั้นจึงจะสามารถควบคุมวงจร Single-Stage Single-Switch S⁴ICS ได้ทำให้การควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกนั้นทำได้ช้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสทันทีทันใด

7. การออกแบบสายแผ่นปริ้นท์นั้นต้องคำนึงถึงการวางตำแหน่งอุปกรณ์ต่าง ๆ ด้วย ซึ่งในการวางตำแหน่งของอุปกรณ์จะมีผลต่อสัญญาณการรบกวนกันของอุปกรณ์ต่าง ๆ ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ข้อเสนอแนะ

1. ควรศึกษาการพันหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำให้ดี ศึกษาการกำจัดสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำ
2. ควรศึกษาเทคนิคของวงจรควบคุมโดยออกแบบตัวชดเชยระบบให้ดียิ่งขึ้น และควรศึกษาเกี่ยวกับการทำงานของไอซีรุ่นใหม่ ๆ ให้ดีโดยถ้าสามารถควบคุมด้วยโหมดควบคุมแรงดันไฟฟ้าได้ก็จะดี เพราะในโหมดกระแสไฟฟ้านั้นจะไวต่อสัญญาณรบกวนสูง
3. ควรมีการศึกษารูปแบบลายปริ้นท์สำหรับวงจรคอนเวอร์ชันนั้น ๆ ให้ดี ดูการเดินลายวงจรrawn ให้ดี
4. ควรมีการศึกษารูปการใช้งานของ ออสซิลโลสโคป Tektronix TDS 754D



ภาคผนวก

โปรแกรม PSPICE

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า 140 โวลต์ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิรตซ์

Program forward converter v=140 v Lightload R=5(forward converter.cir)

vs 1 0 sin(0 197.98 50)

Rs 1 2 0.1

Drec1 2 3 Dmod

Drec2 0 3 Dmod

Drec3 gdc 0 Dmod

Drec4 gdc 2 Dmod

CB 3 gdc 220u IC=0

Lpri 3 5 10.9175m

Lreset 4 3 10.9175m

Lsec 6 gdc 64.6u

K Lpri Lreset Lsec {1-1p}

Dreset gdc 4 DMOD

S1 5 gdc 20 gdc SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH(RON=1E-3 VON=0.01 VOFF=0 ROFF=10MEG)

DF 6 7 DMOD

DFW gdc 7 DMOD

.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=1PF)

LF 7 8 53.29U

RESR 8 9 0.109

COU 9 gdc 4700u IC=0v

RL 8 gdc 5

VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 9U 20U)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

RG 20 gdc 1K
.TRAN 1US 15mS 0 1US UIC
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1.5u VNTOL=1u
.PROBE
.END
*****
วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า 140 โวลต์ที่ความต้านทาน 0.5 โอห์ม
Program forward converter v=140 v Fullload R=0.5(forward converter.cir)
vs 1 0 sin(0 197.98 50)
Rs 1 2 0.1
Drec1 2 3 Dmod
Drec2 0 3 Dmod
Drec3 gdc 0 Dmod
Drec4 gdc 2 Dmod
CB 3 gdc 220u IC=0
Lpri 3 5 10.9175m
Lreset 4 3 10.9175m
Lsec 6 gdc 64.6u
K Lpri Lreset Lsec {1-1p}
Dreset gdc 4 DMOD
S1 5 gdc 20 gdc SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(ROFF=10MEG)
DF 6 7 DMOD
DFW gdc 7 DMOD
.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=1PF)
LF 7 8 53.29U

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

RESR 8 9 0.109
COUT 9 gdc 4700u;IC=0
RL 8 gdc 0.5
VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 4U 20U)
RG 20 gdc 1K
.TRAN 1US 40mS 0 1US UIC
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1.5u VNTOL=1u
.PROBE
.END
*****
วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า 220 โวลต์ที่ความถี่ 50 Hz
Program forward converter v=220 v Lightload R=5(forward converter.cir)
vs 1 0 sin(0 311.12 50)
Rs 1 2 0.1
Drec1 2 3 Dmod
Drec2 0 3 Dmod
Drec3 gdc 0 Dmod
Drec4 gdc 2 Dmod
CB 3 gdc 220u IC=0
Lpri 3 5 10.9175m
Lreset 4 3 10.9175m
Lsec 6 gdc 64.6u
K Lpri Lreset Lsec {1-1p}
Dreset gdc 4 DMOD
S1 5 gdc 20 gdc SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(ROFF=10MEG)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DF 6 7 DMOD
DFW gdc 7 DMOD
.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=1PF)
LF 7 8 53.29U
RESR 8 9 0.109
COUT 9 gdc 4700u IC=0v
RL 8 gdc 5
VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 9U 20U)
RG 20 gdc 1K
.TRAN 1US 15mS 0 1US UIC
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1.5u VNTOL=1u
.PROBE
.END

```

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า 220 โวลต์ที่ความต้านทาน 0.5 โอห์ม
Program forward converter v=220 v Fullload R=0.5(forward converter.cir)
vs 1 0 sin(0 311.12 50)
Rs 1 2 0.1
Drec1 2 3 Dmod
Drec2 0 3 Dmod
Drec3 gdc 0 Dmod
Drec4 gdc 2 Dmod
CB 3 gdc 220u IC=0
Lpri 3 5 10.9175m
Lreset 4 3 10.9175m
Lsec 6 gdc 64.6u

```

K Lpri Lreset Lsec {1-1p}
Dreset gdc 4 DMOD
S1 5 gdc 20 gdc SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=1E-3 VON=0.01 VOFF=0 ROFF=10MEG)
DF 6 7 DMOD
DFW gdc 7 DMOD
.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=1PF)
LF 7 8 53.29U
RESR 8 9 0.109
COUT 9 gdc 4700u;IC=0
RL 8 gdc 0.5
VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 4U 20U)
RG 20 gdc 1K
.TRAN 1US 40mS 0 1US UIC
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1.5u VNTOL=1u
.PROBE
.END

```

วงจร Single-Stage Single-Switch Input Current Shapers (S⁴ICS)

แรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้า 180 โวลต์ที่ความต้านทาน 5 โอห์ม

Program Single-State Single-Switch Input Current Chapers2 180 v Light load(S4ics.cir)

vs 1 0 sin(0 254.55 50)

Rs 1 2 0.1

Drec1 2 3 Dmod

Drec2 0 3 Dmod

Drec3 gdc 0 Dmod

Drec4 gdc 2 Dmod

Cin 3 gdc 0.1u
 LB 3 4 327u
 L1 4 5 2.114m
 L2 6 4 4.726m
 D5 6 7 Dmod
 D6 5 8 Dmod
 CB 7 gdc 220u IC=0
 Lpri 7 8 14.07m
 Lreset 9 7 14.07m
 Lsec 10 gdc 85.7u
 K Lpri Lreset Lsec L1 L2 {1-1p}
 Dreset gdc 9 DMOD
 S1 8 gdc 20 gdc SMOD
 .MODEL SMOD VSWITCH(ROn=1E-3 VON=0.01 VOFF=0 ROFF=10MEG)
 DF 10 11 DMOD
 DFW gdc 11 DMOD
 .MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=10PF)
 LF 11 12 55.3U
 RESR 12 13 0.082
 COUT 13 gdc 4700u;IC=0
 RL 12 gdc 5
 VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 4U 20U)
 RG 20 gdc 1K
 .TRAN 1US 40mS 0 1US UIC
 *.FOUR 5KHZ I(RS)
 .OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
 .OPTIONS ABSTOL=1u VNTOL=1u
 .PROBE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.END

วงจร Single-Stage Single-Switch Input Current Shapers (S⁴ICS)

แรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้า 180 โวลต์ที่ความต้านทาน 0.5 โอห์ม

Program Single-State Single-Switch Input Current Chapers2 180 v Full load(S4ics.cir)

vs 1 0 sin(0 254.55 50)

Rs 1 2 0.1

Drec1 2 3 Dmod

Drec2 0 3 Dmod

Drec3 gdc 0 Dmod

Drec4 gdc 2 Dmod

Cin 3 gdc 0.1u

LB 3 4 327u

L1 4 5 2.114m

L2 6 4 4.726m

D5 6 7 Dmod

D6 5 8 Dmod

CB 7 gdc 220u IC=0

Lpri 7 8 14.07m

Lreset 9 7 14.07m

Lsec 10 gdc 85.7u

K Lpri Lreset Lsec L1 L2 {1-1p}

Dreset gdc 9 DMOD

S1 8 gdc 20 gdc SMOD

.MODEL SMOD VSWITCH(RON=1E-3 VON=0.01 VOFF=0 ROFF=10MEG)

DF 10 11 DMOD

DFW gdc 11 DMOD

.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=10PF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

LF 11 12 55.3U
RESR 12 13 0.082
COUT 13 gdc 4700u;IC=0
RL 12 gdc 0.5
VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 4U 20U)
RG 20 gdc 1K
.TRAN 1US 40mS 0 1US UIC
*.FOUR 5KHZ I(RS)
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1u VNTOL=1u
.PROBE
.END

```

วงจร Single-Stage Single-Switch Input Current Shapers (S⁴ICS)

แรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้า 220 โวลต์ที่ความต้านทาน 5 โอห์ม

Program Single-State Single-Switch Input Current Chapers2 220 v Lightload(S4ics.cir)

vs 1 0 sin(0 282.84 50)

Rs 1 2 0.1

Drec1 2 3 Dmod

Drec2 0 3 Dmod

Drec3 gdc 0 Dmod

Drec4 gdc 2 Dmod

Cin 3 gdc 0.1u

LB 3 4 327u

L1 4 5 2.114m

L2 6 4 4.726m

D5 6 7 Dmod

D6 5 8 Dmod

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CB 7 gdc 220u IC=0
Lpri 7 8 14.07m
Lreset 9 7 14.07m
Lsec 10 gdc 85.7u
K Lpri Lreset Lsec L1 L2 {1-1p}
Dreset gdc 9 DMOD
S1 8 gdc 20 gdc SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=1E-3 VON=0.01 VOFF=0 ROFF=10MEG)
DF 10 11 DMOD
DFW gdc 11 DMOD
.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=10PF )
LF 11 12 55.3U
RESR 12 13 0.082
COUT 13 gdc 4700u;IC=0
RL 12 gdc 5
VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 4U 20U)
RG 20 gdc 1K
.TRAN 1US 40mS 0 1US UIC
*.FOUR 5KHZ I(RS)
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1u VNTOL=1u
.PROBE
.END

```

วงจร Single-Stage Single-Switch Input Current Shapers (S⁴ICS)

แรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้า 220 โวลต์ที่ความต้านทาน 0.5 โอห์ม

Program Single-State Single-Switch Input Current Chapers2 220 v Full load(S4ics.cir)

vs 1 0 sin(0 282.84 50)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rs 1 2 0.1
Drec1 2 3 Dmod
Drec2 0 3 Dmod
Drec3 gdc 0 Dmod
Drec4 gdc 2 Dmod
Cin 3 gdc 0.1u
LB 3 4 327u
L1 4 5 2.114m
L2 6 4 4.726m
D5 6 7 Dmod
D6 5 8 Dmod
CB 7 gdc 220u IC=0
Lpri 7 8 14.07m
Lreset 9 7 14.07m
Lsec 10 gdc 85.7u
K Lpri Lreset Lsec L1 L2 {1-1p}
Dreset gdc 9 DMOD
S1 8 gdc 20 gdc SMOD
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=1E-3 VON=0.01 VOFF=0 ROFF=10MEG)
DF 10 11 DMOD
DFW gdc 11 DMOD
.MODEL DMOD D(N=0.005 RS=1 CJO=10PF)
LF 11 12 55.3U
RESR 12 13 0.082
COUT 13 gdc 4700u;IC=0
RL 12 gdc 0.5
VG 20 gdc PULSE(0 1 5N 15N 15N 4U 20U)
RG 20 gdc 1K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
.TRAN 1US 40mS 0 1US UIC
*.FOUR 5KHZ I(RS)
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 RELTOL=0.01 LIMPTS=8000
.OPTIONS ABSTOL=1u VNTOL=1u
.PROBE
.END
```

โปรแกรม MATLAB

โปรแกรมการคำนวณหาค่าตัว error amplifier ของระบบควบคุม

% Design of Voltage-Loop Feedback

% Control-to-Output Transfer Function: (maximum input & minimum load)

Dmin = 0.277; n = 0.0687; Vin = 353; Vp = 1.8;

rc = 0.11; C = 4700e-6; L = 50.2e-6; R = 5;

Vsec = n*Dmin*Vin;

Kco = (Vsec*R)/(Vp*L); Nco = [1 3669.98]; Dco = [1 1705.42 6.03e6];

% Bode plot of Control-to-Output Transfer Function:

w = logspace(-1,5,100)';

[mco,pco] = bode(Kco*Nco,Dco,w);

subplot(211); semilogx(w,20*log10(mco),'r');grid

xlabel('rad/s'); ylabel('Gain (dB)');

hold on

subplot(212); semilogx(w,pco,'r');grid

xlabel('rad/s'); ylabel('phase (deg)');

hold on

% Error Amplifier Transfer Function:

R1 = 100e3; R2 = 510; C1 = 10e-6; C2 = 1.33e-6;

Kea = 1/(R1*C2); wz = 1/(R2*C1); wp = (C1+C2)/(R2*C1*C2);

Nea = [1 wz]; Dea = [1 wp 0];

```
% Bode plot of Error Amplifier Transfer Function:
```

```
w = logspace(-1,5,100)';
```

```
[mea,pea] = bode(Kea*Nea,Dea,w);
```

```
subplot(211); semilogx(w,20*log10(mea),'k')
```

```
hold on
```

```
subplot(212); semilogx(w,pea,'k')
```

```
hold on
```

```
% Bode plot of Open-loop Transfer Function:
```

```
subplot(211); semilogx(w,(20*log10(mea)+20*log10(mco)),'g'); grid
```

```
hold on
```

```
subplot(212); semilogx(w,(pea+pco),'g'); grid
```

```
hold on
```

โปรแกรม Plot รูปกราฟการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตกับค่าประสิทธิภาพ

```
% Ploting of Power output & Efficiency of NLC forward converter
```

```
pout1 = [5.06 9.7 19.5 29.7 39.1 49.12];
```

```
eff1 = [83.22 86.06 88.9 89.7 89.1 89.6];
```

```
plot(pout1,eff1,'b')
```

```
xlabel('efficiency (%)')
```

```
ylabel(' Power output (W)')
```

```
hold on
```

```
pout2 = [5.05 9.2 19.61 29.4 38.2 49.17];
```

```
eff2 = [78.03 79.7 87.2 88.4 87.4 89.3];
```

```
plot(pout2,eff2,'r')
```

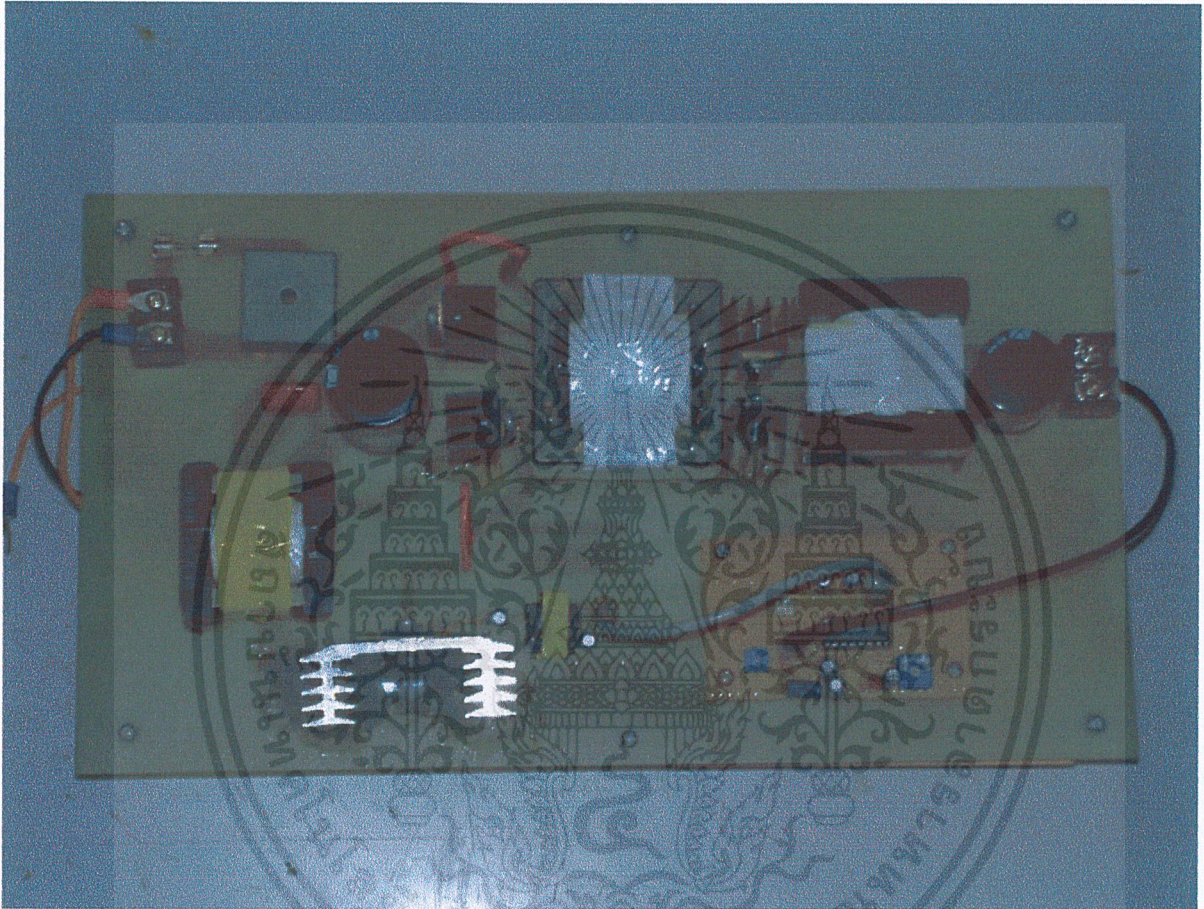
```
hold on
```

```
pout3 = [4.95 10.33 20.13 30.40 40.15 49.95];
```

```
eff3 = [64.93 74.8 78.75 80.61 80.52 80.52];
```

```
plot(pout3,eff3,'g')
```

```
*****
```



รูปแสดงวงจรปรับปรุงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าแบบ Single-Stage Single-Switch S^1ICS

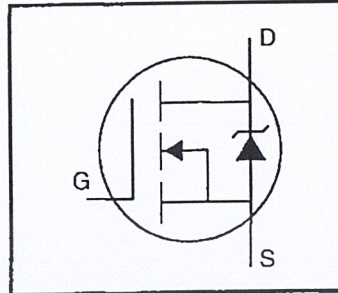
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 800V$$

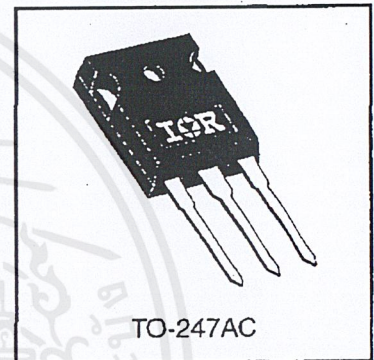
$$R_{DS(on)} = 2.0\Omega$$

$$I_D = 5.4A$$

Description

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

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

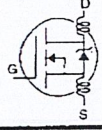
	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	5.4	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	3.4	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	22	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	490	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	5.4	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	2.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

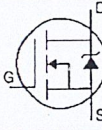
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.83	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 1073 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	800	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.98	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	2.0	Ω	V _{GS} =10V, I _D =3.2A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	3.0	—	—	S	V _{DS} =100V, I _D =3.2A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	V _{DS} =800V, V _{GS} =0V
		—	—	500		V _{DS} =640V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	130	nC	I _D =5.4A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	17		V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	72		V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	V _{DD} =400V
t _r	Rise Time	—	36	—		I _D =5.4A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	100	—		R _G =9.1Ω
t _f	Fall Time	—	32	—		R _D =75Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	1900	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	470	—		V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	280	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.4	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	22		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T _J =25°C, I _S =5.4A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	550	830	ns	T _J =25°C, I _F =5.4A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	2.4	3.6	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=31mH R_G=25Ω, I_{AS}=5.4A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤5.4A, di/dt≤120A/μs, V_{DD}≤600, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

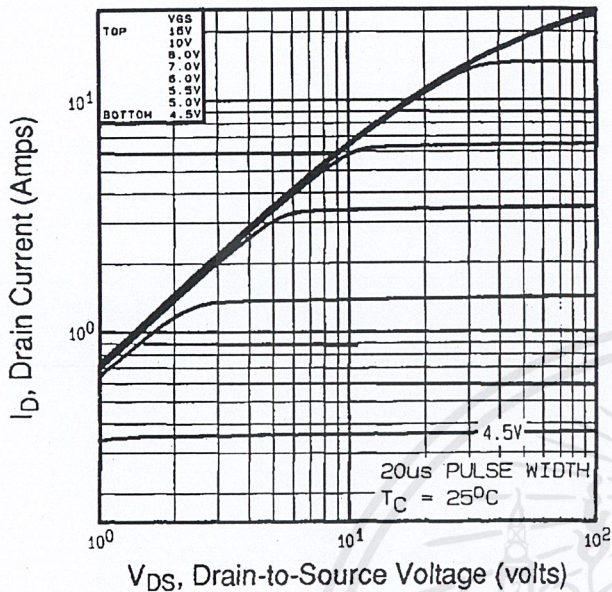


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

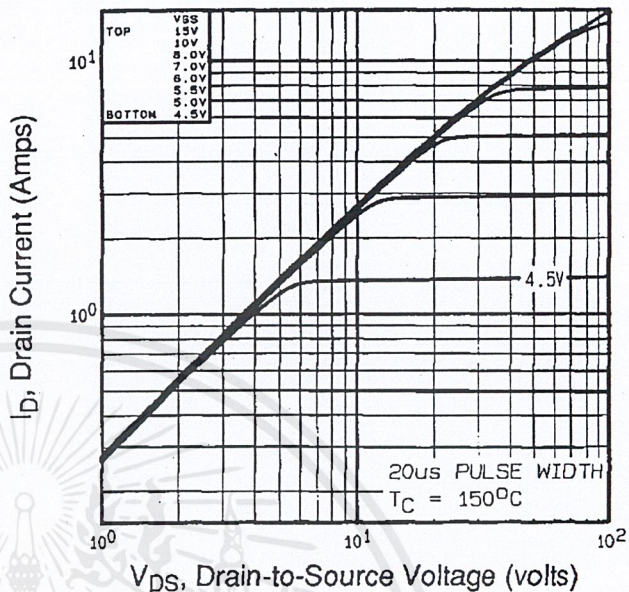


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

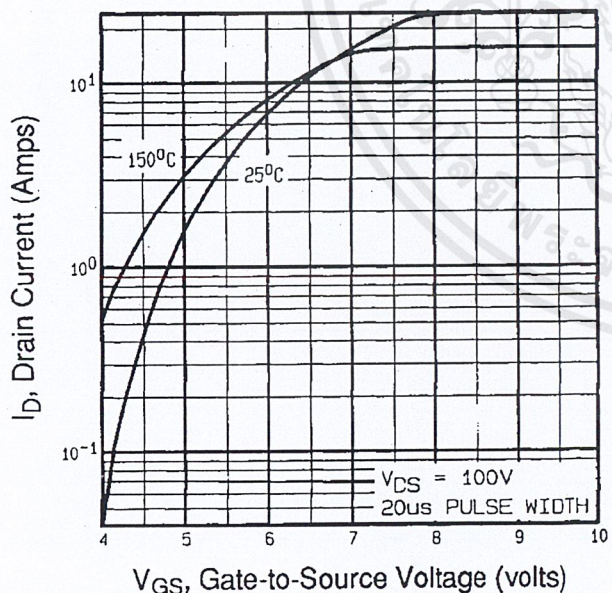


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

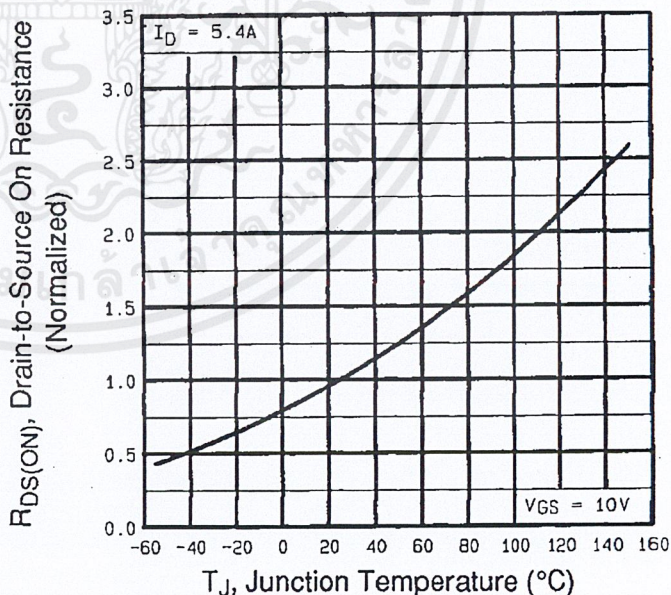


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

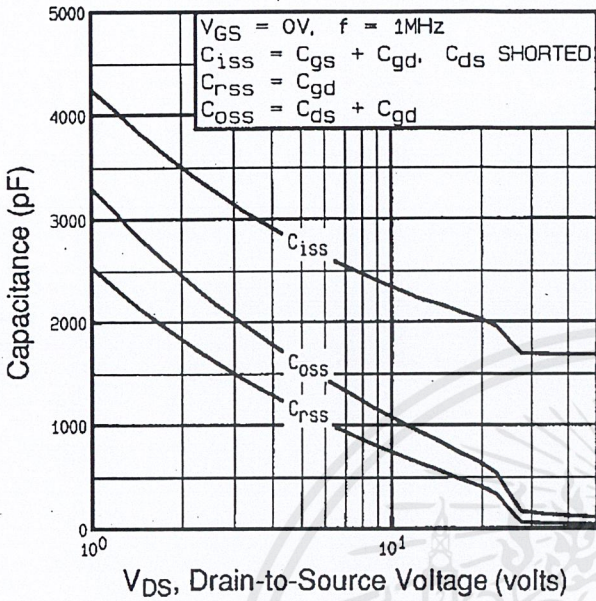


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

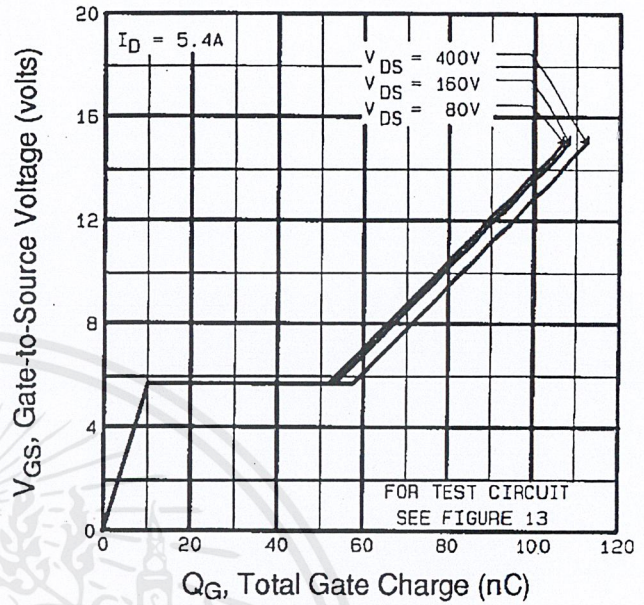


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

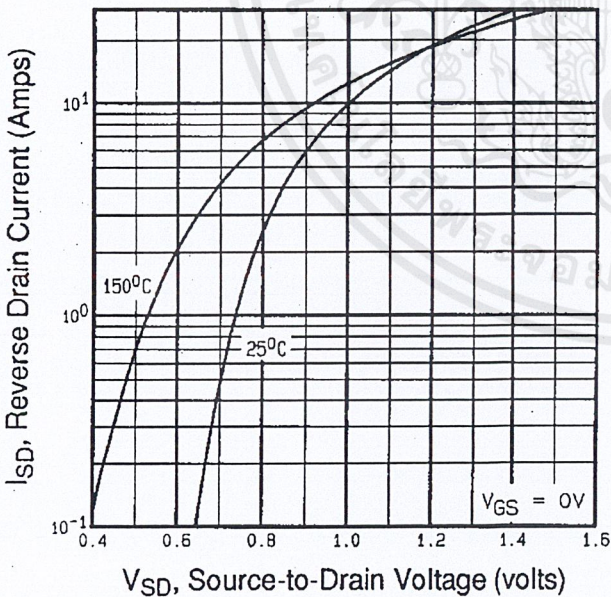


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

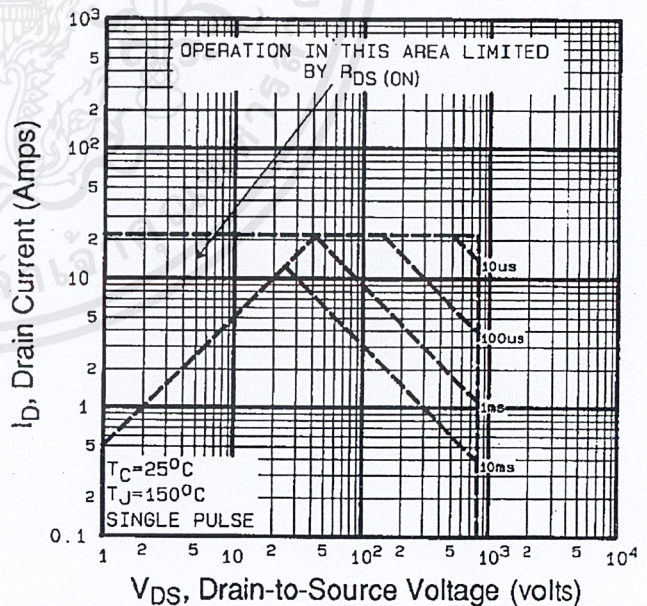


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

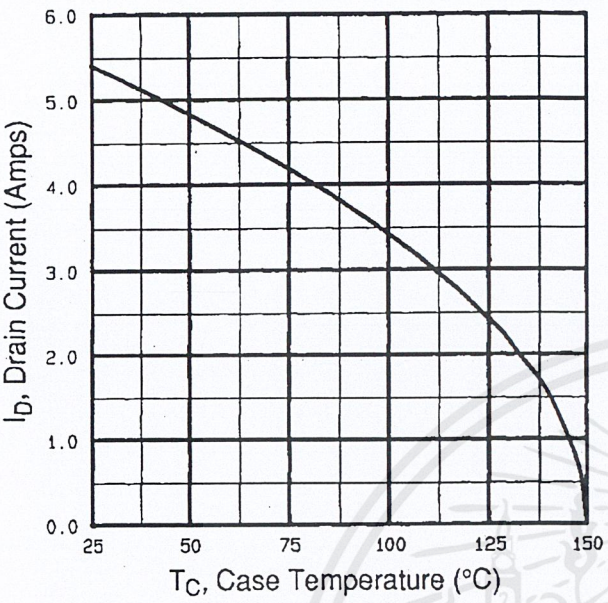


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

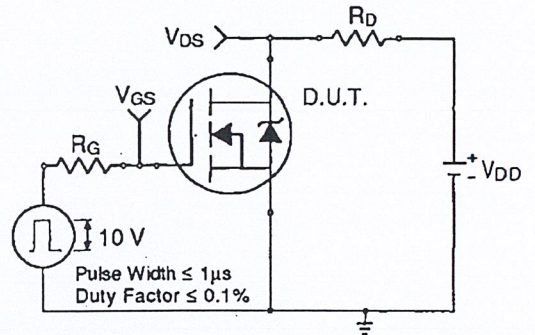


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

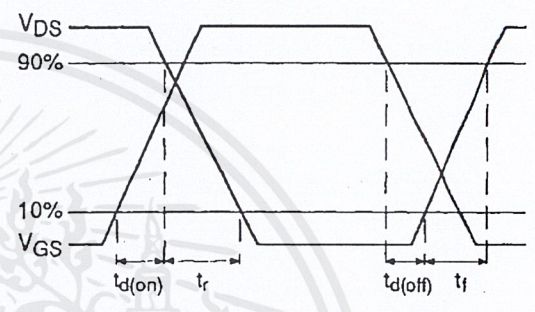


Fig 10b. Switching Time Waveforms

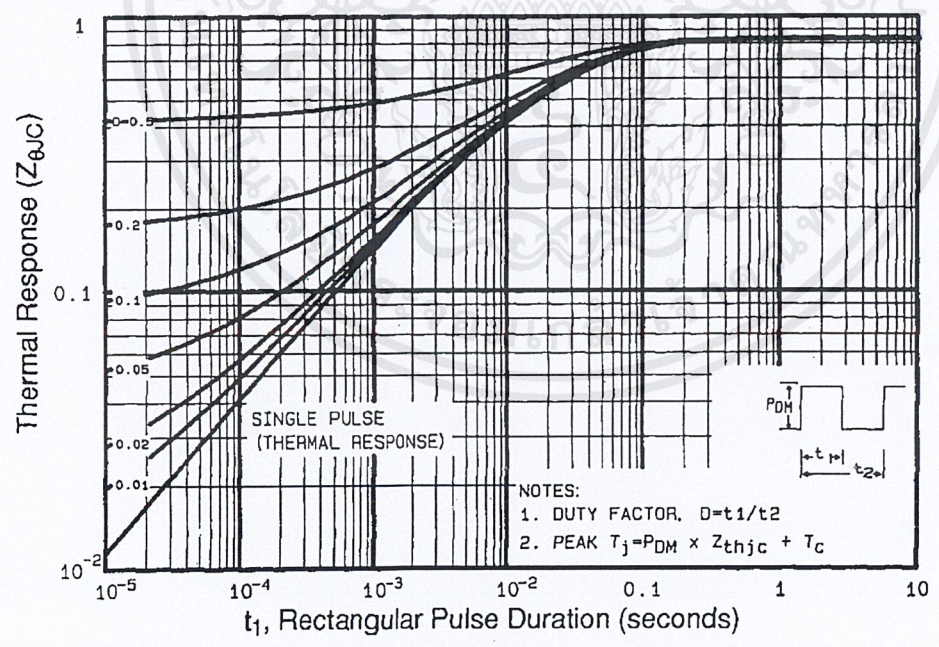


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

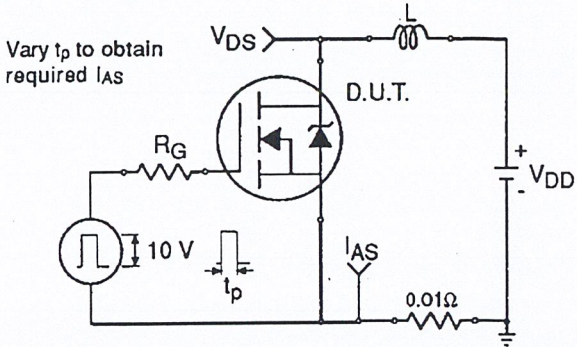


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

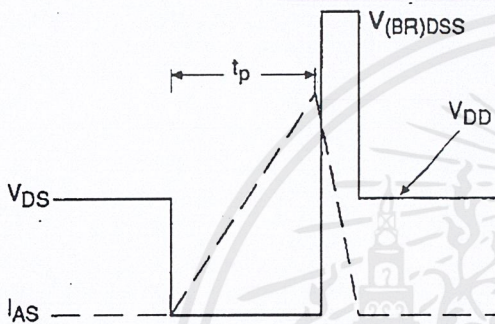


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

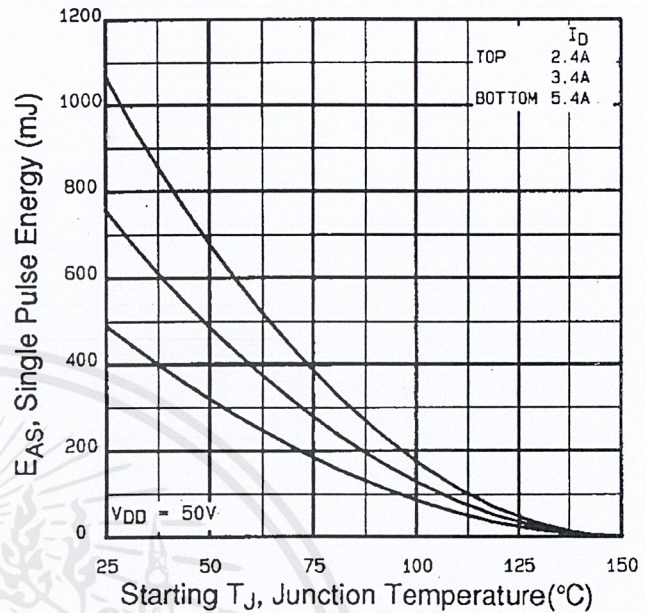


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

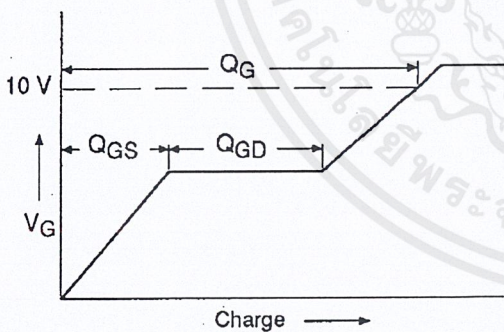


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

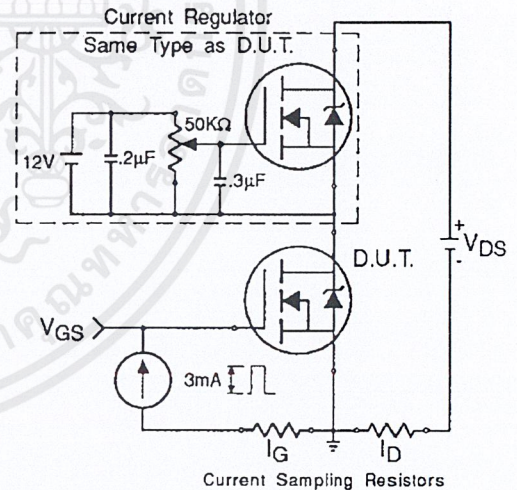


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

**International
IRF Rectifier**

High Speed PWM Controller

FEATURES

- Improved versions of the UC3823/UC3825 PWMs
- Compatible with Voltage or Current-Mode Topologies
- Practical Operation at Switching Frequencies to 1MHz
- 50ns Propagation Delay to Output
- High Current Dual Totem Pole Outputs (2A Peak)
- Trimmed Oscillator Discharge Current
- Low 100µA Startup Current
- Pulse-by-Pulse Current Limiting Comparator
- Latched Overcurrent Comparator With Full Cycle Restart

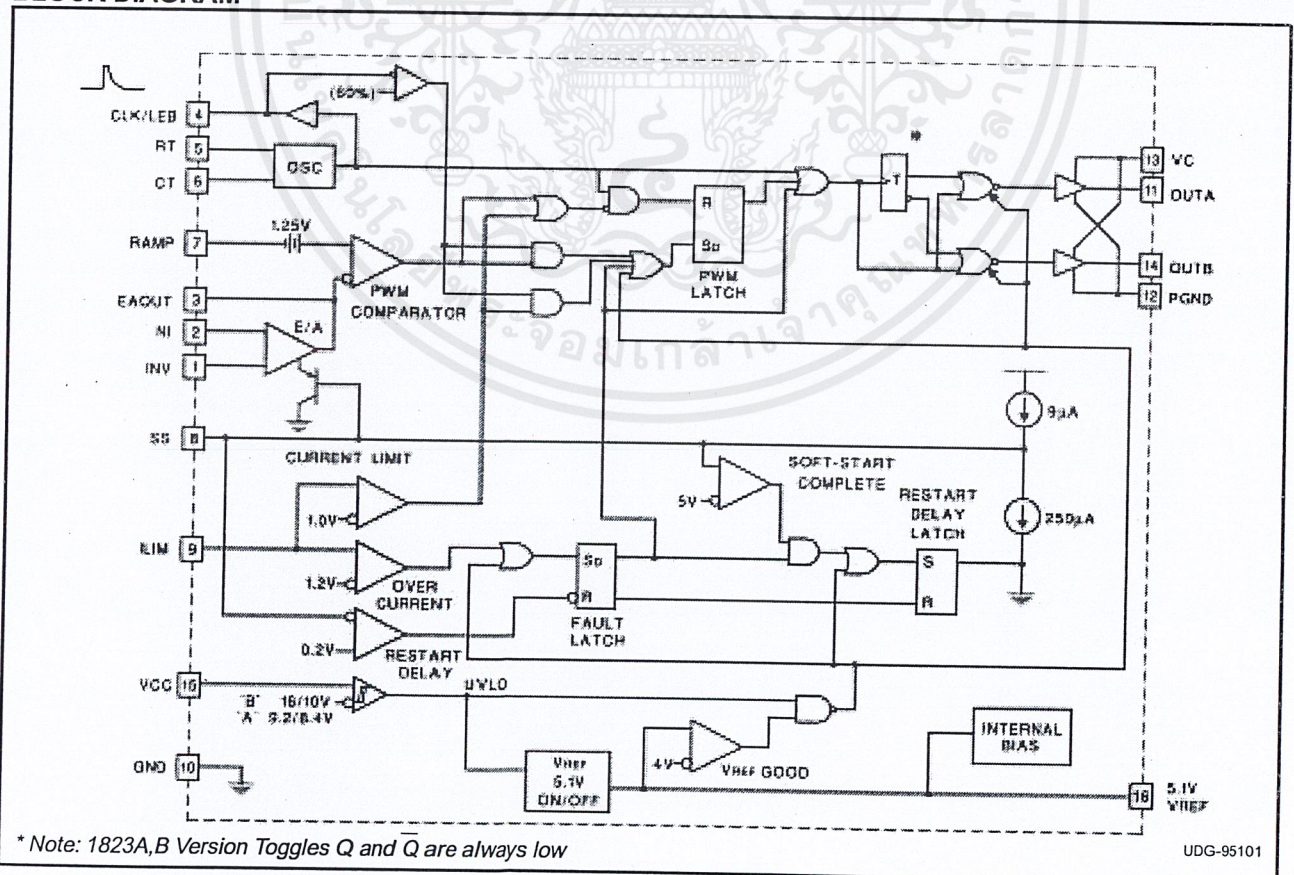
DESCRIPTION

The UC3823A & B and the UC3825A & B family of PWM control ICs are improved versions of the standard UC3823 & UC3825 family. Performance enhancements have been made to several of the circuit blocks. Error amplifier gain bandwidth product is 12MHz while input offset voltage is 2mV. Current limit threshold is guaranteed to a tolerance of 5%. Oscillator discharge current is specified at 10mA for accurate dead time control. Frequency accuracy is improved to 6%. Startup supply current, typically 100µA, is ideal for off-line applications. The output drivers are redesigned to actively sink current during UVLO at no expense to the startup current specification. In addition each output is capable of 2A peak currents during transitions.

Functional improvements have also been implemented in this family. The UC3825 shutdown comparator is now a high-speed overcurrent comparator with a threshold of 1.2V. The overcurrent comparator sets a latch that ensures full discharge of the soft start capacitor before allowing a restart. While the fault latch is set, the outputs are in the low state. In the event of continuous faults, the soft start capacitor is fully charged before discharge to insure that the fault frequency does not exceed the designed soft start period. The UC3825 Clock pin has become CLK/LEB. This pin combines the functions of clock output and leading edge blanking adjustment and has been buffered for easier interfacing.

BLOCK DIAGRAM

(continued)



UC1823A,B/1825A,B
UC2823A,B/2825A,B
UC3823A,B/3825A,B

DESCRIPTION (cont.)

The UC3825A,B has dual alternating outputs and the same pin configuration of the UC3825. The UC3823A,B outputs operate in phase with duty cycles from zero to less than 100%. The pin configuration of the UC3823A,B is the same as the UC3823 except pin 11 is now an output pin instead of the reference pin to the current limit comparator. "A" version parts have UVLO thresholds identical to the original UC3823/25. The "B" versions have UVLO thresholds of 16 and 10V, intended for ease of use in off-line applications.

Consult Application Note U-128 for detailed technical and applications information. Contact the factory for further packaging and availability information.

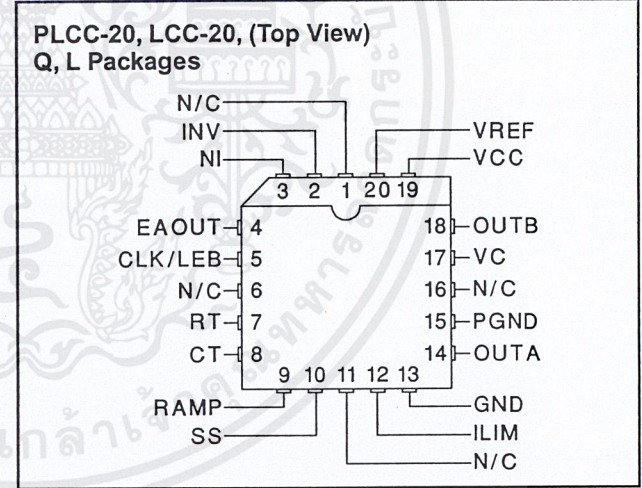
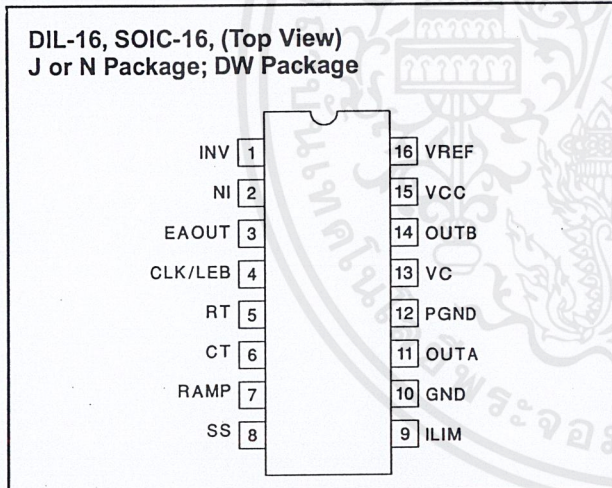
Device	UVLO	Dmax
UC3823A	9.2V/8.4V	< 100%
UC3823B	16V/10V	< 100%
UC3825A	9.2V/8.4V	< 50%
UC3825B	16V/10V	< 50%

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (VC, VCC)	22V
Output Current, Source or Sink (Pins OUTA, OUTB)	
DC	0.5A
Pulse (0.5µs)	2.2A
Power Ground (PGND)	±0.2V
Analog Inputs	
(INV, NI, RAMP)	-0.3V to 7V
(ILIM, SS)	-0.3V to 6V
Clock Output Current (CLK/LEB)	-5mA
Error Amplifier Output Current (EAOUT)	5mA
Soft Start Sink Current (SS)	20mA
Oscillator Charging Current (RT)	-5mA
Power Dissipation at T _A = 60°C	1W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

All currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for T_A = -55°C to +125°C for the UC1823A,B and UC1825A,B; -40°C to +85°C for the UC2823A,B and UC2825A,B; 0°C to +70°C for the UC3823A,B and UC3825A,B; RT = 3.65k, CT = 1nF, VCC = 12V, T_A = T_J.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reference Section					
Output Voltage	T _J = 25°C, I _o = 1mA	5.05	5.1	5.15	V
Line Regulation	12 < VCC < 20V		2	15	mV
Load Regulation	1mA < I _o < 10mA		5	20	mV
Total Output Variation	Line, Load, Temp	5.03		5.17	V
Temperature Stability	T _{MIN} < T _A < T _{MAX} (Note 1)		0.2	0.4	mV/°C
Output Noise Voltage	10Hz < f < 10kHz (Note 1)		50		µVRMS
Long Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hours (Note 1)		5	25	mV
Short Circuit Current	VREF = 0V	30	60	90	mA

UC1823A,B/1825A,B
UC2823A,B/2825A,B
UC3823A,B/3825A,B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for the UC1823A,B and UC1825A,B; -40°C to $+85^\circ\text{C}$ for the UC2823A,B and UC2825A,B; 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the UC3823A,B and UC3825A,B; $R_T = 3.65\text{k}$, $C_T = 1\text{nF}$, $V_{CC} = 12\text{V}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator Section					
Initial Accuracy	$T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 1)	375	400	425	kHz
Total Variation	Line, Temperature (Note 1)	350		450	kHz
Voltage Stability	$12\text{V} < V_{CC} < 20\text{V}$			1	%
Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} < T_A < T_{\text{MAX}}$ (Note 1)		5		%
Initial Accuracy	$R_T = 6.6\text{k}$, $C_T = 220\text{pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1)	0.9	1	1.1	MHz
Total Variation	$R_T = 6.6\text{k}$, $C_T = 220\text{pF}$ (Note 1)	0.85		1.15	MHz
Clock Out High		3.7	4		V
Clock Out Low			0	0.2	V
Ramp Peak		2.6	2.8	3	V
Ramp Valley		0.7	1	1.25	V
Ramp Valley to Peak		1.6	1.8	2	V
Oscillator Discharge Current	$R_T = \text{Open}$, $V_{CT} = 2\text{V}$	9	10	11	mA
Error Amplifier Section					
Input Offset Voltage			2	10	mV
Input Bias Current			0.6	3	μA
Input Offset Current			0.1	1	μA
Open Loop Gain	$1\text{V} < V_O < 4\text{V}$	60	95		dB
CMRR	$1.5\text{V} < V_{CM} < 5.5\text{V}$	75	95		dB
PSRR	$12\text{V} < V_{CC} < 20\text{V}$	85	110		dB
Output Sink Current	$V_{EAOUT} = 1\text{V}$	1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{EAOUT} = 4\text{V}$	-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{EAOUT} = -0.5\text{mA}$	4.5	4.7	5	V
Output Low Voltage	$I_{EAOUT} = 1\text{mA}$	0	0.5	1	V
Gain Bandwidth Product	$F = 200\text{kHz}$	6	12		MHz
Slew Rate	(Note 1)	6	9		$\text{V}/\mu\text{s}$
PWM Comparator					
RAMP Bias Current	$V_{RAMP} = 0\text{V}$		-1	-8	μA
Minimum Duty Cycle				0	%
Maximum Duty Cycle		85			%
Leading Edge Blanking	$R = 2\text{k}$, $C = 470\text{pF}$	300	375	450	ns
LEB Resistor	$V_{CLK/LEB} = 3\text{V}$	8.5	10	11.5	kohm
EAOUT Zero D.C. Threshold	$V_{RAMP} = 0\text{V}$	1.1	1.25	1.4	V
Delay to Output	$V_{EAOUT} = 2.1\text{V}$, $V_{RAMP} = 0$ to 2V Step (Note 1)		50	80	ns
Current Limit/Start Sequence/Fault Section					
Soft Start Charge Current	$V_{SS} = 2.5\text{V}$	8	14	20	μA
Full Soft Start Threshold		4.3	5		V
Restart Discharge Current	$V_{SS} = 2.5\text{V}$	100	250	350	μA
Restart Threshold			0.3	0.5	V
ILIM Bias Current	$0 < V_{ILIM} < 2\text{V}$			15	μA
Current Limit Threshold		0.95	1	1.05	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for the UC1823A,B and UC1825A,B; -40°C to $+85^\circ\text{C}$ for the UC2823A,B and UC2825A,B; 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the UC3823A,B and UC3825A,B; $R_T = 3.65\text{k}$, $C_T = 1\text{nF}$, $V_{CC} = 12\text{V}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Limit/Start Sequence/Fault Section (cont.)					
Over Current Threshold		1.14	1.2	1.26	V
ILIM Delay to Output	$V_{ILIM} = 0$ to 2V Step (Note 1)		50	80	ns
Output Section					
Output Low Saturation	$I_{OUT} = 20\text{mA}$		0.25	0.4	V
	$I_{OUT} = 200\text{mA}$		1.2	2.2	V
Output High Saturation	$I_{OUT} = 20\text{mA}$		1.9	2.9	V
	$I_{OUT} = 200\text{mA}$		2	3	V
UVLO Output Low Saturation	$I_O = 20\text{mA}$		0.8	1.2	V
Rise/Fall Time	$C_L = 1\text{nF}$ (Note 1)		20	45	ns
UnderVoltage Lockout					
Start Threshold	UCX823B and X825B only		16	17	V
Stop Threshold	UCX823B and X825B only	9	10		V
UVLO Hysteresis	UCX823B and X825B only	5	6	7	V
Start Threshold	UCX823A and X825A only	8.4	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis	UCX823A and X825A only	0.4	0.8	1.2	V
Supply Current					
Startup Current	$V_C = V_{CC} = V_{TH}(\text{start}) - 0.5\text{V}$		100	300	μA
I_{CC}			28	36	mA

Note 1: Guaranteed by design. Not 100% tested in production.

APPLICATIONS INFORMATION

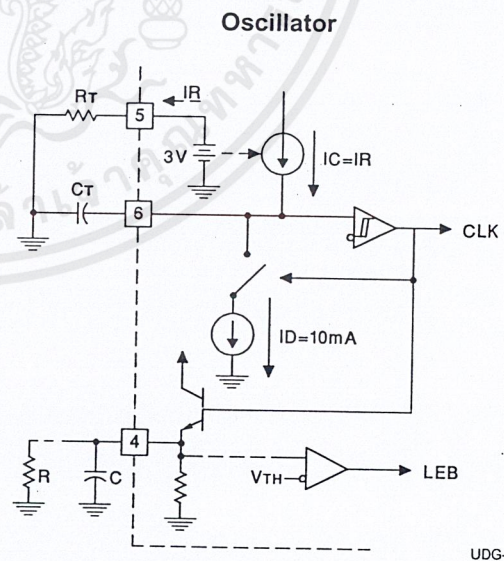
OSCILLATOR

The UC3823A,B/3825A,B oscillator is a saw tooth. The rising edge is governed by a current controlled by the R_T pin and value of capacitance at the C_T pin. The falling edge of the sawtooth sets dead time for the outputs. Selection of R_T should be done first, based on desired maximum duty cycle. C_T can then be chosen based on desired frequency, R_T , and D_{MAX} . The design equations are:

$$R_T = \frac{3V}{(10\text{mA})(1 - D_{MAX})}$$

$$C_T = \frac{(1.6 \cdot D_{MAX})}{(R_T \cdot F)}$$

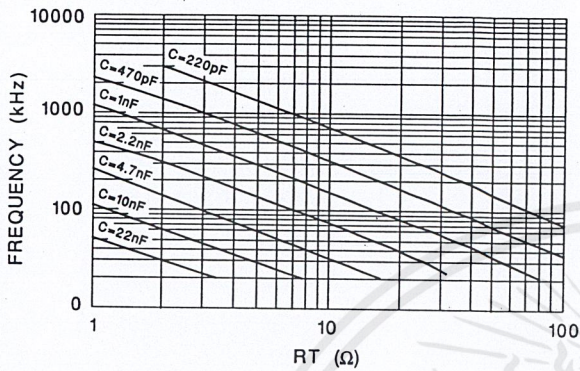
Recommended values for R_T range from 1k to 100k. Control of D_{MAX} less than 70% is not recommended.



APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

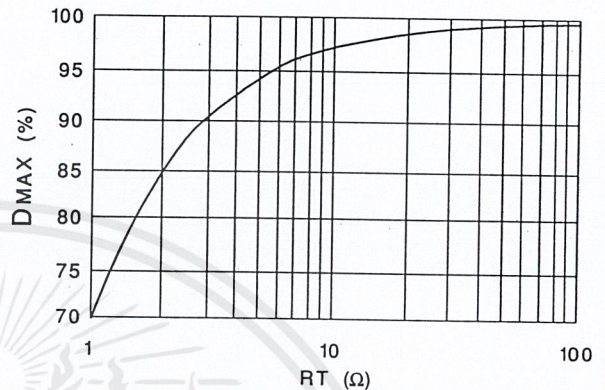
OSCILLATOR (cont.)

Oscillator Frequency vs. R_T and C_T Curve



UDG-95103

Maximum Duty Cycle vs R_T Curve



UDG-95104

LEADING EDGE BLANKING

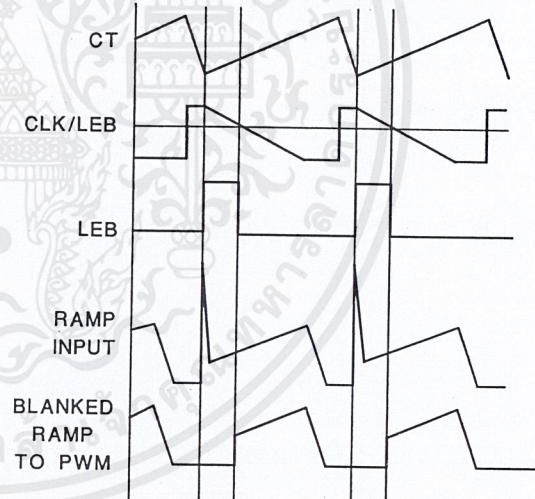
The UC3823A,B/3825A,B performs fixed frequency pulse width modulation control. The UC3823A,B outputs operate together at the switching frequency and can vary from 0 to some value less than 100%. The UC3825A,B outputs are alternately controlled. During every other cycle, one output will be off. Each output then, switches at one-half the oscillator frequency, varying in duty cycle from 0 to less than 50%.

To limit maximum duty cycle, the internal clock pulse blanks both outputs low during the discharge time of the oscillator. On the falling edge of the clock, the appropriate output(s) is driven high. The end of the pulse is controlled by the PWM comparator, current limit comparator, or the overcurrent comparator.

Normally the PWM comparator will sense a ramp crossing a control voltage (error amp output) and terminate the pulse. Leading edge blanking (LEB) causes the PWM comparator to be ignored for a fixed amount of time after the start of the pulse. This allows noise inherent with switched mode power conversion to be rejected. The PWM ramp input may not require any filtering as result of leading edge blanking.

To program a Leading Edge Blanking period, connect a capacitor, C, to CLK/LEB. The discharge time set by C and the internal 10k resistor will determine the blanked interval. The 10k resistor has a 10% tolerance. For more accuracy, an external 2k 1% resistor, R, can be added, resulting in an equivalent resistance of 1.66k with a tolerance of 2.4%. The design equation is:

LEB Operational Waveforms



UDG-95105

$$t_{LEB} = 0.5 \cdot (R \parallel 10k) \cdot C$$

Values of R less than 2k should not be used

Leading edge blanking is also applied to the current limit comparator. After LEB, if the ILIM pin exceeds the one volt threshold, the pulse is terminated. The over current comparator, however, is not blanked. It will catch catastrophic over current faults without a blanking delay. Any time the ILIM pin exceeds 1.2V, the fault latch will be set and the outputs driven low. For this reason, some noise filtering may be required on the ILIM pin.

APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

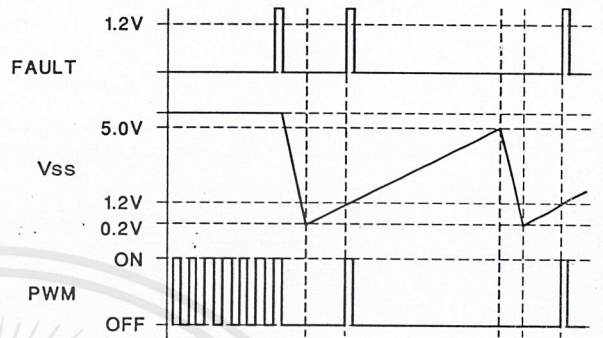
UVLO, SOFT START AND FAULT MANAGEMENT

Soft start is programmed by a capacitor on the SS pin. At power up, SS is discharged. When SS is low, the error amp output is also forced low. As the internal 9 μ A source charges the SS pin, the error amp output follows until closed loop regulation takes over.

Anytime ILIM exceeds 1.2V, the fault latch will be set and the output pins will be driven low. The soft start cap is then discharged by a 250 μ A current sink. No more output pulses are allowed until soft start is fully discharged, and ILIM is below 1.2V. At this point the fault latch will be reset and the chip will execute a soft start.

Should the fault latch be set during soft start, the outputs will be immediately terminated, but the soft start cap will not be discharged until it has been fully charged. This re-

Soft Start and Fault Waveforms



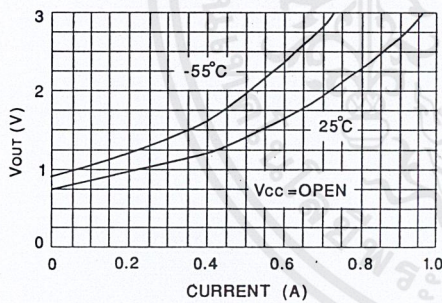
UDG-95106

sults in a controlled hiccup interval for continuous fault conditions.

ACTIVE LOW OUTPUTS DURING UVLO

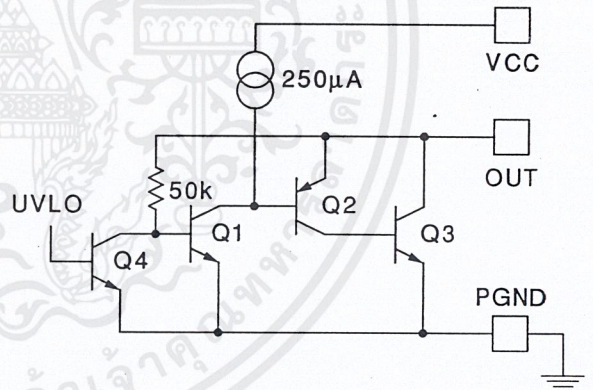
The UVLO function forces the outputs to be low and considers both VCC and VREF before allowing the chip to operate.

Simplified Schematic



UDG-95108

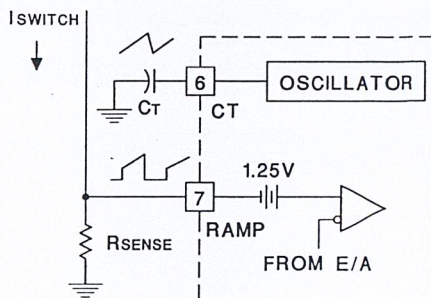
Output V and I During UVLO



UDG-95107

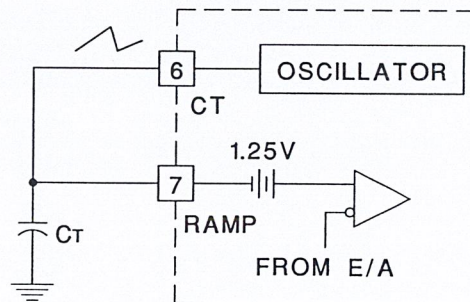
PWM APPLICATIONS

Current Mode



UDG-95109

Voltage Mode



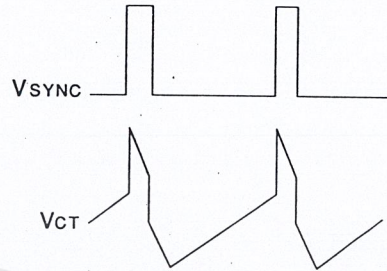
UDG-95110

APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

SYNCHRONIZATION

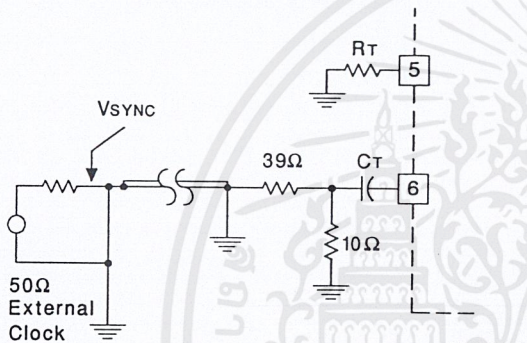
The oscillator can be synchronized by an external pulse inserted in series with the timing capacitor. Program the free running frequency of the oscillator to be 10 to 15% slower than the desired synchronous frequency. The pulse width should be greater than 10ns and less than half the discharge time of the oscillator. The rising edge of the CLK/LEB pin can be used to generate a synchronizing pulse for other chips. Note that, the CLK/LEB pin will no longer accept an incoming synchronizing signal.

Operational Waveforms



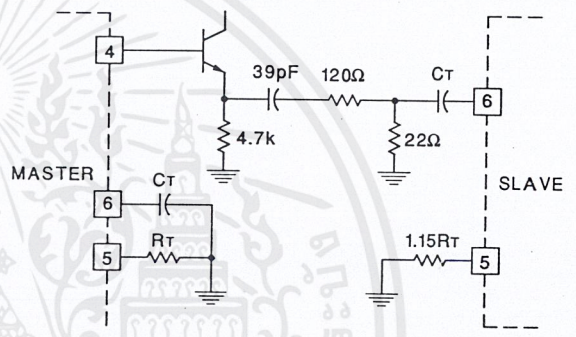
UDG-95112

General Oscillator Synchronization



UDG-95111

Two Units



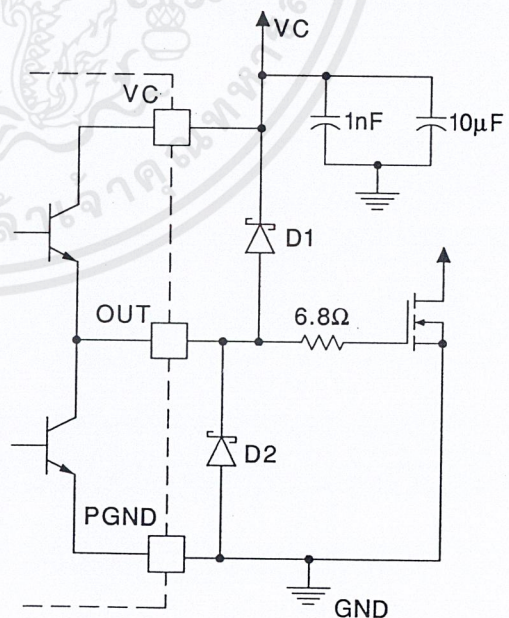
UDG-95113

HIGH CURRENT OUTPUTS

Each totem pole output of the UC3823A,B and UC3825A,B can deliver a 2 amp peak current into a capacitive load. The output can slew a 1000pF capacitor 15 volts in approximately 20 nanoseconds. Separate collector supply (VC) and power ground (PGND) pins help decouple the IC's analog circuitry from the high power gate drive noise. The use of 3 Amp Schottky diodes (1N5120, USD245 or equivalent) as shown in the figure from each output to both VC and PGND are recommended. The diodes clamp the output swing to the supply rails, necessary with any type of inductive/capacitive load, typical of a MOSFET gate. Schottky diodes must be used because a low forward voltage drop is required. DO NOT USE standard silicon diodes.

Although a "single ended" device, two output drivers are available on the UC3823A,B devices. These can be "paralleled" by the use of a one-half ohm (noninductive) resistor connected in series with each output for a combined peak current of 4 amps.

Power MOSFET Drive Circuit



D1, D2 = 1N5820

UDG-95114

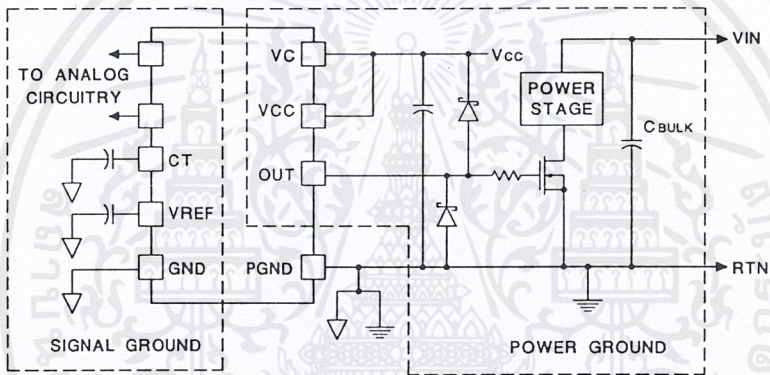
APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

GROUND PLANES

Each output driver of these devices is capable of 2A peak currents. Careful layout is essential for correct operation of the chip. A ground plane must be employed. A unique section of the ground plane must be designated for high di/dt currents associated with the output stages. This point is the power ground to which the PGND pin is connected. Power ground can be separated from the rest of the ground plane and connected at a single point, although this is not strictly necessary if the high di/dt paths are well understood and accounted for. VCC should be bypassed directly to power ground with a good high frequency capacitor. The

sources of the power MOSFET should connect to power ground as should the return connection for input power to the system and the bulk input capacitor. The output should be clamped with a high current Schottky diode to both VCC and PGND. Nothing else should be connected to power ground.

VREF should be bypassed directly to the signal portion of the ground plane with a good high frequency capacitor. Low ESR/ESL ceramic 1µF capacitors are recommended for both VCC and VREF. All analog circuitry should likewise be bypassed to the signal ground plane.

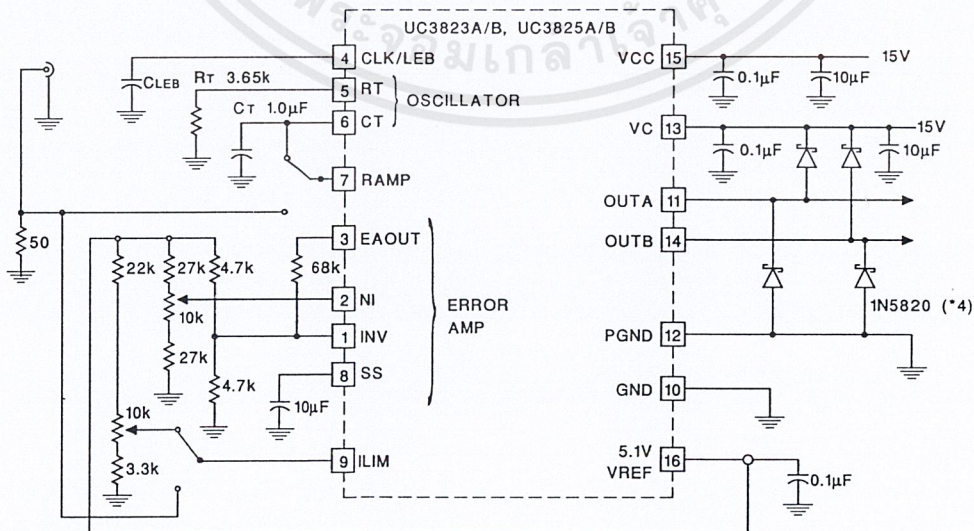


UDG-95115

Open Loop Test Circuit

This test fixture is useful for exercising many of the UC3823A,B, UC3825A,B functions and measuring their specifications. As with any wideband circuit, careful

grounding and bypass procedures should be followed. The use of a ground plane is highly recommended.



UDG-95116

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 acknowledgment, 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.

Customers are responsible for their applications using TI components.

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 © 2000, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการครั้งนี้มีปัญหาที่เกิดขึ้นต่างๆมากมาย ซึ่งมีความไม่เข้าใจในปัญหาต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นในส่วนทฤษฎีหรือในส่วนปฏิบัติแต่ปัญหาและความไม่เข้าใจก็ได้รับการแก้ไขและความช่วยเหลือจากหลาย ๆ บุคคลดังมีรายนามดังต่อไปนี้

ขอขอบพระคุณ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดช ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและ ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์ ซึ่งจะคอยให้ความช่วยเหลือและให้คำแนะนำต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการทำโครงการในครั้งนี้ ขอขอบคุณพี่เป็นักศึกษาปริญญาโทซึ่งคอยให้ความช่วยเหลือแนะนำประการกับน้อง ๆ ทั้งในด้านความรู้ วัสดุอุปกรณ์ต่าง ๆ ในยามที่น้อง ๆ ไม่มีอุปกรณ์และยังแนะนำสถานที่ซื้ออุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงการครั้งนี้ อีกทั้งยังทำให้สามารถทำโครงการได้ดึก ๆ อีกด้วยและสุดท้ายนี้ ขอขอบคุณเพื่อน ๆ และบุคคลต่าง ๆ ที่ให้ความช่วยเหลือและกำลังใจ จนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงนี้ได้ด้วยดี ทำให้รู้ว่าการทำโครงการแต่ละโครงการให้สำเร็จนั้นต้องใช้ความรู้และประสบการณ์ในด้านต่าง ๆ มากเพียงใด

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Robert W. Erickson. Fundamental of Power Electronics. New York : Chapman & Hall, Inc. 1997.
2. John G. Kassakian, et. al. Principles of Power Electronics. Reading, Massachusetts : Addison-Wesley publishing Company, Inc. 1991.
3. Ned Mohan, et al. Power Electronics: Converters, Applications and Design. 2nd Ed. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1995.
4. L. Huber and M.M. Jovanovic, “ Single-Stage Single-Switch Input Current Shaping Technique with Fast-Output “ IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC) Proc, Vol. 13, No13, 1998, pp 272-280
5. M.Madigan, R Erickson and E. Ismail, “ Integrated high-quality rectifier-regulators ,IEEE Power Electronics Specialists conf. (PESC) Rec, 1992, pp 1043-1051
6. R.Red and L.Balogh with fast regulation of the output voltage “, in Proc, IEEE Applide Power Electronics Conf.(INTELEC), 1995, pp, 454-458
7. L.Huber and M.M. Javanovic, “ Design Optimization of Single Stage Single Switch Input Current Shapers ”, in IEEE Power Electronics, Vol. 15 , No.1, 2000, pp. 174-184
8. M.K.Nalbant, “ Power factor calculation and measurements ” , in IEEE, 1990 , pp.543-552
9. K.H.L.iu and Y.L.Lin, “ Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters ”, in IEEE, 1989 , pp.825-829
10. Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, Inc, 1991
11. L.Umanand and S.R.Bhat, Design of Magnetic for Switched Mode Power Converters, Wiley Eastern Limited, 1992
12. Muhammad H. Rashid. Power Electronics; Circuits, Devices, and Applications. 2nd Ed. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1993.
13. H.W. Whittington, B.W. Flynn and D.E. Macpherson, Switched Mode Power Supplies: Design and Construction, 1992
14. Marty Brown, Power Supply Cookbook, Butterworth-heinemann, 1994
15. Muhammad H. Rashid. “ SPICE for Power Electronics and Electric Power ” , Prentice-Hall international, INC. 1993

16. M.M. Jovanovic, D.M.C. Tsang, and F.C. Lee, "Reduction of voltage stress in integrated High-quality rectifier-regulators by variable-frequency control", in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC), 1994, pp. 569-575
17. R.D. Middlebrook and Slobodan Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stage" in IEEE Power Electron. Specialist Conf. (PESC) Rec. 1976, pp. 18-34.
18. สุวัฒน์ คั่น "เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย" , ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท เอนเทลไทย จำกัด

