

การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

POWER FACTOR CORRECTION



โดย

นายปราโมทย์

เทพวงษ์

นายอภิเชษฐ

ดีชาติ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....45730
วัน, เดือน, ปี 13 ก.พ. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

ผู้จัดทำ

- 1. นายปราโมทย์ เทพวงษ์
- 2. นายอภิเชษฐ คีชาติ

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ชนินทร์ บุญลักษณะสรณ์)

การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

ปราโมทย์ เทพวงษ์ 42015272

อภิเชฐ ดีชาติ 42015291

ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ในปริญญานิพนธ์นี้ เรียบเรียงขึ้นจากพัฒนาการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง (power factor) ที่มีค่าต่ำมากในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนโดยใช้หลักการบังคับให้รูปคลื่นกระแสด้านเข้า วงจร อิเล็กทรอนิกส์กำลัง มีทับเฟส (In phase) และมีรูปร่างเป็นแบบเดียวกันกับแรงดันด้านเข้า คือ เป็นซายด์ (Sinusoidal) การบังคับดังกล่าวกระทำได้สองวิธี วิธีแรก คือ การปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยใช้อุปกรณ์ตัวต้านทาน, ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุ (Passive power factor correction) ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าว มีค่าความต้านทานแปรไปกับการแปรไปของความถี่ ในกระแสฮาร์มอนิก (Harmonic) ลำดับสูงๆ ซึ่งการบังคับแบบนี้เกิดปัญหา คือ ไม่สามารถปรับปรุงให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังสูงมาก และมีน้ำหนักมาก ไม่สามารถสร้างได้จากการคำนวณ จึงต้องพัฒนามาเป็นการบังคับแบบใช้ แหล่งจ่ายกำลังชนิดสวิตช์ชิ่ง (Switch mode power supplies, SMPS) โดยวงจรชนิดบูส (Boost) มาบังคับโดยการควบคุมคาบเวลาในการสวิตช์ให้ได้มาซึ่งค่าตัวประกอบกำลังที่สูง การควบคุมสวิตช์ดังกล่าวใช้วงจรรวม (IC) ชนิดปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง (UC3854N) มาควบคุมการสวิตช์มอสเฟต (MOSFET) ซึ่งการใช้วงจรรวมชนิดนี้จะทำให้ ได้ค่าแรงดันไฟตรงทางออกคงที่ โดยใช้การควบคุมแรงดัน (Voltage mode control) ทำให้กระแสเป็นเหมือนรูปคลื่นซายด์และทับเฟส กับแรงดันด้านเข้า โดยการควบคุมกระแส (Current mode control) ชนิดกระแสเฉลี่ย (Average current control) และ มีกำลังไฟฟ้าคงที่ของด้านเข้าตลอดการทำงาน โดยใช้ การป้อนตรงของแรงดันด้านเข้า (Feed forward voltage) ซึ่งการบังคับแบบนี้จะทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังดีกว่าแบบแรกมาก

POWER FACTOR CORRECTION

Pramote Tepwong

Apichet Deechet

Chanin Bunlaksananusorn Advisor

2001

Abstract

Switch Mode Power Supplies (SMPS) are a well-know source of harmonics current in a power system. The input current drawn by SMPS is highly distorted and has a low power factor due to the front-end input diode bridge rectifier. Harmonic currents cause excessive heating in power system component. Many countries have now imposed the harmonic current standard to curb the harmonic generation into the power system. A Power Factor Correction (PFC) circuit is used to improve the power factor as well as to mitigate harmonic currents generated by SMPS. In this thesis, both active and passive approaches for power factor correction are investigated. The passive approach employs the combination of L and C, which act to filter out high frequency harmonic component, while the active approach uses a boost converter which is controlled to draw sinusoidal current from the main AC source. Design of passive and active power factor correction circuit are described in details and experimental results showing the effectiveness of each approach are given.

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

สารบัญรูปภาพ

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของตัวประกอบกำลังและการปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้วยวิธีต่างๆ	3
2.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าลักษณะ sinusoidal และภาระไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น	4
2.2 กรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเป็นลักษณะ sinusoidal และภาระไฟฟ้าเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น	5
2.3 หลักการในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	8
บทที่ 3 การคำนวณค่าการออกแบบและการสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	71
3.1 บทนำ	71
3.2 การคำนวณค่าของการออกแบบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ	71
3.3 การคำนวณค่าของการออกแบบปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ	71
3.3.1 การออกแบบวงจรกำลังที่เป็นวงจรทบแรงดัน	72
3.3.1.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	72
3.3.1.2 เลือกสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่ใช้	75
3.3.1.3 เลือกไดโอด(D1)	75
3.3.1.4 หาขนาดของตัวเก็บประจุด้านออก(C_o)	76
3.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม	76
3.3.2.1 การหาค่าความต้านทานตรวจจับกระแส(R_{sense})	76
3.3.2.2 การจำกัดค่าของกระแส	77
3.3.2.3 การจัดเตรียมตัวคูณ	77
3.3.2.4 การชดเชยและการควบคุมวงรอบกระแส	82
3.3.2.5 หาค่าตัวเก็บประจุที่วงจรในทางป้อนตรงแรงดันด้านเข้า	84

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองที่ 1	88
4.2 การทดลองที่ 2	91
4.3 การทดลองที่ 3	96
4.4 การทดลองที่ 4	100
4.5 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟโดยใช้วงจรบูสต์เข้าช่วย	103
4.6 ผลการทดลอง	104

บทที่ 5 รูปและวิจารณ์ผลการทดลองทั้งหมด

150

ภาคผนวก

151

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับภาระไฟฟ้าใด ๆ	1
รูปที่ 2.2 สามเหลี่ยมกำลังกรณีภาระไฟฟ้าเป็นแบบเชิงเส้น	6
รูปที่ 2.3 สามเหลี่ยมกำลังในกรณีภาระไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น	9
รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ของตัวประกอบ 2 ตัวที่ประกอบกันเป็นตัวประกอบกำลัง	10
รูปที่ 2.5 วงจรเรียงกระแส (Bridge Rectifier)	12
รูปที่ 2.6 วงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง(Switching Power Supply)	12
รูปที่ 2.7 วงจรในการใช้วงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง	13
รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง	14
รูปที่ 2.9 วงจร บูลสต์	15
รูปที่ 2.10 วงจรบัค	16
รูปที่ 2.11 แรงดันด้านเข้า	17
รูปที่ 2.12 วงจรฟลายแบค	17
รูปที่ 2.13 การนำวงจรบูลสต์แรงดันมาต่อ	19
รูปที่ 2.14 รูปวงจรวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงแบบบูลสต์ที่จะถูกใช้ในการปรับปรุง	20
รูปที่ 2.15 กรณีสวิตซ์ปิด	21
รูปที่ 2.16 กรณีสวิตซ์เปิด	20
รูปที่ 2.17 ลักษณะรูปคลื่นของการทำงานในสภาวะกระแสต่อเนื่อง	24
รูปที่ 2.18 ช่วงการทำงานรอยต่อของการทำงานแบบกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่อง	25
รูปที่ 2.19 โครงสร้างมอสเฟทกำลัง	27
รูปที่ 2.20 สัญญาณลักษณะของมอสเฟทชนิดเอ็นชาแนล	27
รูปที่ 2.21 รูปคลื่นที่ตัวประกอบกำลังค่าสูง	29
รูปที่ 2.22 การประยุกต์ใช้ วงจรบูลสต์ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	31
รูปที่ 2.23 รูปคลื่นสัญญาณของแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าของการทำวงจรบูลสต์มาใช้ปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	32
รูปที่ 2.24 ลักษณะของสัญญาณที่อุปกรณ์ต่าง ๆ ในบูลสต์โดยเริ่มจาก ωt ต่ำ ๆ ไปจนถึงสูง แต่ไม่ถึงค่าพีคของซายน์ครึ่งคลื่น	32

รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบสัญญาณกระแสที่อุปกรณ์ตัวต่าง กับแรงดันด้านเข้าของวงจรบูสต์ ที่ทำให้ กระแสทางเข้าเป็นชายนด้วย	33
รูปที่ 2.26 การเพิ่มการป้อนตรงเข้าไปเพื่อให้ได้มาซึ่งกำลังด้านเข้าคงที่ ถ้าแรงดันด้านเข้า เปลี่ยนแปลง	37
รูปที่ 2.27 การเพิ่มการควบคุมให้รูปคลื่นกระแสทับเฟสกับรูปคลื่นแรงดันทางด้านเข้าวงจร	38
รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบที่ก่อให้เกิดค่าตัวประกอบกำลังสูงสุด	39
รูปที่ 2.29 ลักษณะการทำงานการควบคุมกระแสเฉลี่ย	40
รูปที่ 2.30 วงจรรวม UC3854N	41
รูปที่ 2.31 ตำแหน่งของความต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense})	42
รูปที่ 2.32 ลักษณะการต่อของตัวต้านทานตรวจจับกระแส	42
รูปที่ 2.33 สัญญาณที่สัมพันธ์กันกับความต้านทานตรวจจับกระแส	43
รูปที่ 2.34 ลักษณะการต่อของการจำกัดค่าของกระแส	44
รูปที่ 2.35 แสดงด้านเข้าที่ขาต่างๆของตัวคูณ	45
รูปที่ 2.36 ลักษณะการต่อแรงดันป้อนกลับตรง	46
รูปที่ 2.37 การต่อ R_{ac} เข้ากับขา 6 เป็นด้านเข้าด้านหนึ่งในสามของตัวคูณ	48
รูปที่ 2.38 ลักษณะการต่อความต้านทานทางออกตัวคูณ (R_{mo})	49
รูปที่ 2.39 Outer Small Signal Model	50
รูปที่ 2.40 แสดงการต่อเปรียบเทียบและชดเชยหาค่าผิดพลาดของแรงดันด้านออก	51
รูปที่ 2.41 วงจรเพื่อหาฟิซันถ่ายโอน	53
รูปที่ 2.42 แสดงโบด plot ของการชดเชยในวงรอบของแรงดัน	55
รูปที่ 2.43 ลักษณะการต่อวงจรควบคุมและชดเชยกระแสเฉลี่ย	57
รูปที่ 2.44 แสดงลักษณะการทำงานของกระแสอ้างอิงที่ ขา 5	58
รูปที่ 2.45 ลักษณะกระแสที่ถูกเฉลี่ย	58
รูปที่ 2.46 สัญญาณการทำงานของลักษณะการควบคุมกระแส	59
รูปที่ 2.47 การทำงานให้ได้มาซึ่งกระแสด้านเข้าเป็นชายน	60
รูปที่ 2.48 กระแสในตัวเหนี่ยวนำเทียบกับความชันของสัญญาณฟันเลื่อย	61
รูปที่ 2.49 วงจรชดเชยในวงรอบกระแส	63
รูปที่ 2.50 โบดพล็อตของการชดเชยในวงรอบกระแส	65
รูปที่ 2.51 แสดงวงรอบการไหลของกระแสภายในวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ชิงชนิดบูสต์	67
รูปที่ 2.52 แสดงกระแสที่วงรอบที่ 1 และวงรอบที่ 2	68

รูปที่ 2.53 แสดงการออกแบบลายทองแดงของวงรอบที่กระแสมีความแหลมคม	68
รูปที่ 2.54 ลักษณะการต่อกราวด์ของวงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้าสวิตซ์ซึ่งกระแสตรง	69
รูปที่ 2.55 แสดงตัวอย่างวงจรบูสต์ก่อนนำมาออกแบบลายทองแดง	69
รูปที่ 2.56 ตัวอย่างของลายทองแดงที่ออกแบบจากวงจรตัวอย่างรูป 2.55	70
รูปที่ 3.1 แสดงการต่อวงจรทั้งหมดหลังจากคำนวณค่าต่างๆเรียบร้อยแล้ว	86
รูปที่ 3.2 รูปถ่ายของวงจรการปรับปรุงตัวประกอบกำลังที่สร้างขึ้น	87
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรเรียงกระแสที่เป็นภาระไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้นแบบหนึ่ง	88
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองที่เปรียบเทียบระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านเข้า	90
รูปที่ 4.3 ผลการทดลองที่วัดออกมาเป็นค่าตัวประกอบกำลัง	90
รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC Class D	90
รูปที่ 4.5 แสดงวงจรการปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยการต่อตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟฟ้ากระแส สลับ	91
รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าของการทดลองที่ 2	95
รูปที่ 4.7 แสดงค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้จากการทดลองที่ 2	95
รูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบกระแสฮาร์มอนิกกับมาตรฐาน IEC-Class D	95
รูปที่ 4.9 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยต่อตัวเหนี่ยวนำด้านไฟฟ้ากระแสตรง	96
รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของการทดลองนี้	99
รูปที่ 4.11 แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลังของการทดลองนี้	100
รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบกระแสฮาร์มอนิกกับมาตรฐาน IEC-Class D	100
รูปที่ 4.13 เพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปที่ด้านไฟฟ้ากระแสสลับจากการทดลองที่ 3	101
รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของการทดลองนี้	102
รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของการทดลองนี้	102
รูปที่ 4.16 ค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้จากการทดลองนี้และการเปรียบเทียบกระแสกับ มาตรฐาน IEC Class D	102
รูปที่ 4.17 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 110 โวลต์	106
รูปที่ 4.18 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 120 โวลต์	109
รูปที่ 4.19 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 130 โวลต์	112
รูปที่ 4.20 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 140 โวลต์	114
รูปที่ 4.21 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 150 โวลต์	117
รูปที่ 4.22 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 160 โวลต์	120

รูปที่ 4.23 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 170 โวลต์	123
รูปที่ 4.24 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 180 โวลต์	125
รูปที่ 4.25 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 190 โวลต์	127
รูปที่ 4.26 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 200 โวลต์	129
รูปที่ 4.27 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 210 โวลต์	132
รูปที่ 4.28 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 220 โวลต์	135
รูปที่ 4.29 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 230 โวลต์	138
รูปที่ 4.30 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 240 โวลต์	141
รูปที่ 4.31 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 250 โวลต์	144
รูปที่ 4.32 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 260 โวลต์	147
รูปที่ 4.33 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันและกระแสทางด้านเข้ากับแรงดันตกคร่อม ขาเดรน และซอร์ตของมอสเฟต	148
รูปที่ 4.34 แสดงผลของการเพิ่มภาระทันทีทันใดเป็นจำนวนเท่าตัวของภาระที่พิกัดคือเพิ่มอีก 200 W เห็นได้ว่า แรงดันไฟตรงด้านออกตกกลง และ มีค่าต่ำกว่าเดิมโดยมีความ ผิดพลาดคงตัว	148
รูปที่ 4.35 แสดงอุปกรณ์และเครื่องมือในการทดลอง	149

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันมีการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์กันมาก ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าในบ้าน คอมพิวเตอร์ เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในทำให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำทำให้เกิดผลเสียต่างๆไม่ว่าจะเป็นผลเสียของระบบส่งจ่ายของการไฟฟ้า ผลเสียของผู้ใช้ไฟฟ้าในเรื่องของอุปกรณ์ป้องกันกระแส ดังนั้นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงจะช่วยแก้ปัญหาดังกล่าวได้ วิธีที่ใช้ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังมีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี คือ การปรับปรุงแบบพาสซีฟ(Passive power factor correction) และการปรับปรุงแบบแอคทีฟ(Active power factor correction) ในแบบแรกจะใช้อุปกรณ์ความต้านทาน, ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ มาใช้โดยใช้เป็นตัวกรอง(Filter) ฮาร์มอนิกสัณดับสูงๆ ออกจากกระแสทางเข้าของอุปกรณ์ ซึ่งถ้ากำจัดออกได้มากเท่าใดรูปคลื่นของกระแสจะเข้าใกล้ไซน์และทับเฟสกับแรงดันด้านเข้า แต่ข้อเสียของการปรับปรุงแบบนี้ก็มีมากกว่าการปรับปรุงแบบที่สอง คือ การใช้วงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง มาใช้โดยควบคุมให้สวิทช์ของวงจรดังกล่าว เปิด-ปิด แล้วทำให้กระแสของด้านเข้าเป็นไซน์ และทับเฟสกับแรงดันด้านเข้า โดยเลือกวงจรทบทเป็นวงจรในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และใช้ การควบคุม 3 อย่างผสมกัน เพื่อให้ได้มาซึ่ง

- ตัวประกอบกำลังสูง คือ รูปคลื่นกระแสด้านเข้าเป็นซายด์และทับเฟสกับรูปคลื่นของแรงดันด้านเข้าด้วยวิธีควบคุมกระแสเฉลี่ย
- แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ตามพิกัดของวงจร โดยใช้วิธีการควบคุมแรงดัน
- ได้ค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าคงที่ ตลอดย่านแรงดันใช้งานตามพิกัดของวงจรโดยใช้การป้อนตรงโดยแรงดันด้านเข้า

ปริญญาณิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอ หลักการทำงาน , การออกแบบ และการสร้าง ของการปรับปรุงแบบ พาสซีฟ และใช้การปรับปรุง แบบ แอคทีฟ มาแก้ปัญหาของแบบ พาสซีฟ

โดยเนื้อหาของปริญญาณิพนธ์แบ่งออกได้เป็น 5 บท โดยแต่ละบทมีเนื้อหาสาระดังนี้

บทที่ 2 อธิบายหลักการของการเกิดตัวประกอบกำลัง ผลเสียของตัวประกอบกำลัง การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ ผลเสียของการปรับปรุงแบบพาสซีฟ หลักการปรับปรุงแบบแอคทีฟ โดยใช้วงจรบูสแรงดัน และการควบคุม ให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังสูงประมาณ หนึ่ง

บทที่ 3 แสดงการคำนวณเพื่อสร้างการปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยใช้วงจร ทบ
สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 แสดงการทดลองและผลการทดลอง เปรียบเทียบกันระหว่างการปรับปรุงทั้งสองแบบ

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลของปริณยานิพนธ์ฉบับนี้
โดยในตอนท้ายจะเป็นภาคผนวกที่จะประกอบด้วย ข้อมูลต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างการปรับปรุงแบบต่างๆด้วย

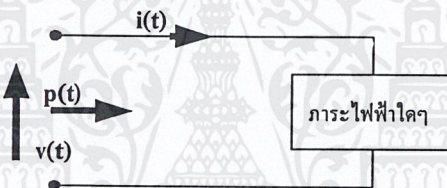


บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการของตัวประกอบกำลัง และการปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้วยวิธีต่างๆ

2.1 ที่มาของตัวประกอบกำลัง

การที่จะอ้างถึงตัวประกอบกำลัง ก่อนอื่นต้องเข้าใจถึงกำลังไฟฟ้าก่อนว่าเป็นอย่างไร โดยทั่วไปเป็นที่ทราบกันดีว่าการเกิดกำลังไฟฟ้าได้ ต้องประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้า ภาระไฟฟ้า ซึ่งจะเชื่อมโยงกันโดยกระแสไฟฟ้าอีกทีหนึ่ง โดยแหล่งจ่ายดังกล่าวจะจ่ายกำลังไฟฟ้าผ่านไปกับกระแสไฟฟ้าและจะถูกดูดซับไปโดยภาระไฟฟ้าโดยกำลังไฟฟ้าที่ถูกดูดซับจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงการเปลี่ยนรูปพลังงานของภาระไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับภาระไฟฟ้าใดๆ

โดย $v(t)$ คือแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้าง่ายๆ ซึ่งที่นี้คือจากแหล่งจ่าย
 $i(t)$ คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้า
 $p(t)$ คือกำลังไฟฟ้าที่ภาระดูดซับมาจากแหล่งจ่าย

$$\text{จะได้ } P = \int_0^T v(t)i(t)dt \quad \text{watts or joules/seconds} \quad (2.1)$$

โดย P จะถูกเรียกว่า กำลังไฟฟ้าจริง(Real power),กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย(Average power)หรือ Active power

เมื่อทราบลักษณะของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแล้วส่วนประกอบสำคัญมีอยู่ 3 ส่วนที่จะก่อเกิดกำลังไฟฟ้าขึ้น จากรูปที่ 2.1

- แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลด(ที่แหล่งจ่าย)

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n^\circ) \quad (2.2)$$

- กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้าใดๆ

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

- ภาระไฟฟ้าใดๆโดยแยกเป็น ภาระเชิงเส้น(Linear load) และ ภาระไม่เป็นเชิงเส้น(Nonlinear load)
เมื่อทราบกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแล้วยังมีกำลังไฟฟ้าอีกแบบคือ กำลังไฟฟ้าที่มองเห็น(Apparent power; S)

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

โดยค่า rms คือ ค่าประสิทธิผล(Effective values) ดังนั้นจึงได้ความสัมพันธ์ของตัวประกอบกำลังกับกำลังไฟฟ้าทั้งสองนี้ว่า

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

จากนี้เริ่มพิจารณาทีละส่วนของรูปที่ 2.1

2.1.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าลักษณะไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น

จากสมการ 2.2 และ 2.3 เห็นได้ว่าการพิจารณาแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้าใดๆ เป็นลักษณะอยู่ทอโดเมน(Time Domain)ซึ่งเป็นการยาก จึงต้องหันมาคิดในรูปของค่าประสิทธิผล โดย

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$$

(2.6),(2.7),(2.8)

ถ้า $f(t)$ เป็นลักษณะไซน์แล้ว

$$F_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} F_m \quad (2.9)$$

ในกรณีของหัวข้อนี้จะได้ กระแสและแรงดันไฟฟ้าเป็น

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1^\circ) \quad (2.10), (2.11)$$

$$i(t) = I_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1^\circ)$$

โดยสมการ 2.10 และ 2.11 คือแรงดันและกระแสที่ความถี่หลัก(Fundamental frequency)

$$p(t) = v(t)i(t)$$

$$= \{V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1^\circ)\} \{I_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1^\circ)\}$$

$$= \frac{1}{2} V_1 I_1 \{ \cos(2\omega_0 t + \theta_1^\circ + \phi_1^\circ) + \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \}$$

$$P = \frac{1}{2T} V_1 I_1 \int_0^T \{ \cos(2\omega_0 t + \theta_1^\circ + \phi_1^\circ) + \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \} d\omega t$$

(2.12)

$$= \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ(2.7)

$$P = V_{l(rms)} I_{l(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad (2.13)$$

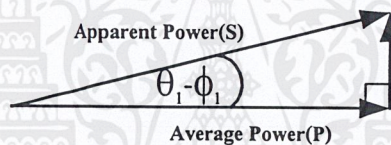
หรือ

$$P = S \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad (2.14)$$

และจากสมการ (2.14)

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

เห็นได้ชัดว่าถ้าค่าตัวประกอบกำลังยิ่งน้อยค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ภาระไฟฟ้าจะยังมีค่าน้อยลง โดยที่แรงดันไฟฟ้ามีค่าเท่าเดิม



รูปที่ 2.2 สามเหลี่ยมกำลังกรณีภาระไฟฟ้าเป็นแบบเชิงเส้น

โดย Q คือ กำลังไฟฟ้าต้านกลับ (Reactive power) ในกรณีภาระไฟฟ้ามีองค์ประกอบของอุปกรณ์ประเภท ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ

$$\text{ดังนั้น} \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \text{VA} \quad (2.15)$$

$$\text{และ} \quad Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad \text{VAR} \quad (2.16)$$

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

2.1.2 กรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเป็นลักษณะไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น
 ในกรณีนี้จะมีผลทำให้กระแสไฟฟ้ามีลักษณะไม่เป็นไซน์จะอยู่ในรูปของอนุกรมฟูริเยร์

$$\text{คือ} \quad f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 t + \beta_n^\circ) \quad (2.17)$$

$$F_{rms} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} F_{n(rms)}^2} \quad (2.18), (2.19)$$

$$F_{rms} = \sqrt{a_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{C_n}{\sqrt{2}} \right]^2}$$

ในหัวข้อนี้จะมีเพียงกระแสไฟฟ้าเท่านั้นที่ลักษณะเป็นอนุกรมฟูริเยร์ แต่แรงดันไฟฟ้ายังเป็นลักษณะของไซน์อยู่ที่ความถี่หลัก

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1^\circ) \quad (2.20)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n^\circ) \quad (2.21)$$

โดยจะเห็นได้ว่า $i(t)$ จะประกอบด้วยกระแสไฟตรงค่าหนึ่ง และกระแสที่มีความถี่ต่างๆที่มีใช้ความถี่หลักเรียกว่า กระแสฮาร์โมนิก

จากสมการ 2.20 และ 2.21 จะได้

$$\begin{aligned} P &= V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} [V_{nm} I_{nm}] \cos(\theta_n^\circ - \phi_n^\circ) \\ &= (0) I_0 + \frac{1}{2} [V_{1m} I_{1m}] \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} [(0) I_{nm}] \cos(\theta_n^\circ - \phi_n^\circ) \end{aligned}$$

$$P = \frac{1}{2} [V_{1m} I_{1m}] \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)$$

(2.23)

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

จากค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยนำมาหาความสัมพันธ์ของตัวประกอบกำลังที่ภาระไฟฟ้านี้ได้

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

$$pf = \frac{P}{S} = \frac{I_{1(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)}{I_{(rms)}} \quad (2.24)$$

จากสมการ 2.19

$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{I_{nm}}{\sqrt{2}} \right]^2} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.24 จะเห็นได้ว่า ค่าของตัวประกอบกำลังมีเทอมที่เพิ่มเข้ามาจากหัวข้อ 2 .เห็นได้ชัดว่ามีผลให้ตัวประกอบกำลังมีค่าลดลงอีก

จากสมการที่ 2.24 จะได้ค่าของตัวประกอบกำลังรวมเป็น

$$\text{displacement power factor} = \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad (2.26)$$

$$\text{distortion factor(DF)} = \frac{I_{1(rms)}}{I_{(rms)}} \quad (2.27)$$

$$\therefore \text{power factor(pf)} = \text{displacement power factor} \times \text{distor factor(DF)}$$

จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้ที่ตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำลงเพราะผลของ ดิสตอร์ชันแฟคเตอร์(Distortion factor) นั่นเองจึงมีการหาความเกี่ยวเนื่องของค่านี้ออกมา

Total Harmonic Distortion (THD) คือ การรวมเอาเทอมอื่นๆของกระแสที่อยู่ในรูปอนุกรมฟูริเยร์ซึ่งมิได้เป็นเทอมของความถี่หลัก (Nonfundamental frequency) ต่อกะแสที่ความถี่หลักจึงได้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1}^n I_{n(rms)}^2}}{\sqrt{I_{1(rms)}^2}} \quad (2.28), (2.29)$$

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

นอกนี้แล้วกำลังไฟฟ้าต้านกลับ(Reactive power) ยังมีค่า

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

$$= S \sin(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad \text{VAR}$$
(2.30)

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่มองเห็นจะมีเทอมใหม่อีกเทอมคือ D(distortion volt-amp) โดย

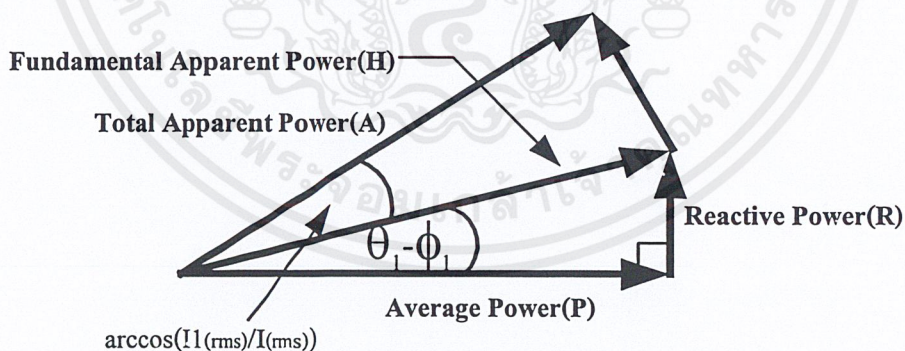
$$D = V_{l(rms)} \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{n(rms)}^2}$$
(2.31)

$$= \frac{1}{2} V_1 \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_n^2}$$

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

(2.32)

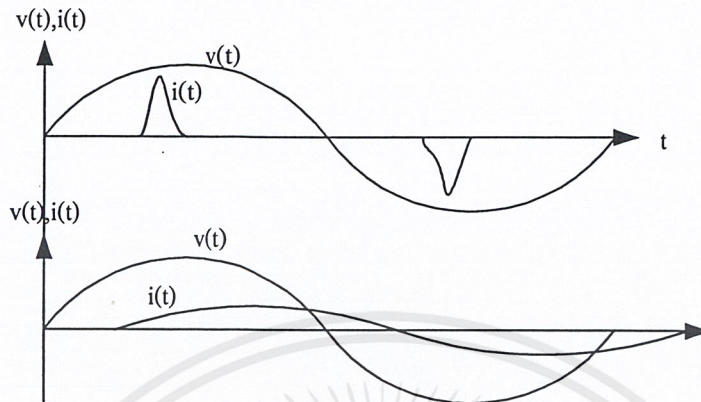
สามารถเขียนเป็นแผนภาพได้เป็น



รูปที่ 2.3 สามเหลี่ยมกำลังในกรณีภาระไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น

จากกรณีที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าค่าของตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำกว่ากรณี 2.1 มากทำให้เราต้องมาพิจารณาถึงหัวข้อนี้กันให้มาก โดยพิจารณาที่ภาระไฟฟ้า โดยภาระไฟฟ้ามีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังต่างๆ

2.2 หลักการในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ของตัวประกอบ 2 ตัวที่ประกอบกันเป็นตัวประกอบกำลัง

พิจารณาสมการ

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

จากสมการสามารถเห็นองค์ประกอบของตัวประกอบกำลังมี 2 อย่างคือ ดิสเพลสเมนต์ (displacement power factor) และ ดิสเตอร์ชันแฟกเตอร์ เราต้องพยายามทำให้ 2 ค่านี้มากที่สุด เพื่อให้ตัวประกอบกำลังรวมมีค่าสูงที่สุดพิจารณารูป 2.4 ที่ (a) และ (b)

(a) ผลของ Distortion factor แม้ว่า $\theta_1^\circ = \phi_1^\circ$ ก็ตามแต่ก็มีผลต่อตัวประกอบกำลังรวม การลดผลของ องค์ประกอบนี้ก็คือ ทำการกำจัดฮาร์มอนิกส์ออกไปให้เหลือองค์ประกอบของ กระแสที่มีความถี่หลักอย่างเดียว ซึ่งทำเช่นนั้นได้แล้ว

$$I_{1(rms)} = I_{(rms)}$$

$$\therefore \text{Distortion factor} = 1$$

(b) ผลของ displacement power factor แม้ว่าจะเหลือแต่กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า ที่ความถี่หลักความถี่เดียวแล้ว แต่มีผลที่เฟสของแรงดันกระแสไฟฟ้า ถ้าสามารถลดค่าของความต่างเฟสได้หรือให้ทับกันได้

$$\cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) = 1$$

∴ Displacement power factor = 1

จากหลักทั้งสองในปริญญานิพนธ์นี้จึงมีการแก้ตัวประกอบกำลัง 2 แบบคือ

1. การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ(ตัวต้านทาน ,ตัวเหนี่ยวนำ ,ตัวเก็บประจุ)
2. การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ

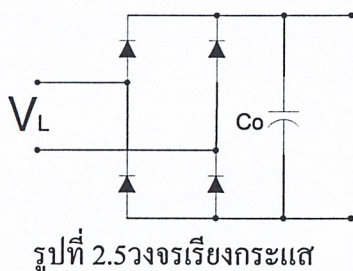
2.3 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ

หลักการในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟสามารถกระทำได้โดยการนำอุปกรณ์ประเภท ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมาใช้ เพราะว่าการจะกำจัดกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่สูง การนำเอาตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับแหล่งแรงดันด้านเข้าของสายเป็นการทำให้กระแสฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่สูงไม่สามารถผ่านเข้าได้ ส่วนในตัวเก็บประจุถ้าต่อขนานกับสายด้านเข้ากระแสฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่สูงจะถูกลัดลงกราวด์เพราะว่าที่ความถี่สูงค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะต่ำนั่นเอง

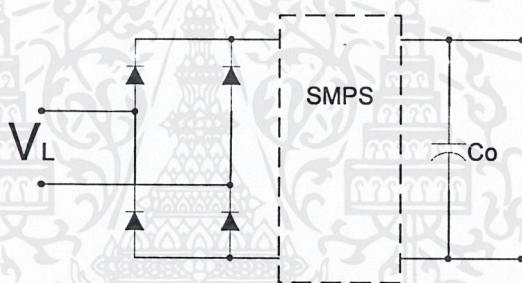
ในการออกแบบค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำทำโดยการจำลองโดยคอมพิวเตอร์โปรแกรมพีเอสไปส์(Pspice) ทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงที่สุดแล้วนำค่าของอุปกรณ์มาออกแบบทำการทดลอง ทำให้การออกแบบเป็นไปได้ยากมาก โดยในบทที่ 4 จะแสดงผลการทดลองต่อไป

2.4 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ

จากการทดลองแก้ไขปรับปรุงตัวประกอบกำลังในขั้นตอนนี้ด้วยวิธีพาสซีฟ ทำให้เราสังเกตเห็นว่าจะต้องใช้อุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไฟฟ้ามาใช้ในการปรับปรุง ซึ่งมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากรวมทั้งไม่มีความแน่นอน การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ก็ไม่สามารถออกแบบได้และไม่สามารถควบคุมได้ในทางระบบควบคุมนั่นเอง ดังนั้นเราจึงหันมาพิจารณาในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยวิธีของแอ็คทีฟ ซึ่งหลักการโดยทั่วไปคือ พยายามให้รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าเป็นสัญญาณไซน์และมีเฟสทับกันกับรูปคลื่นของแรงดันในด้านทางเข้าของภาระไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น โดยหลักการแล้วเราจะใช้ วงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ชิงไฟฟ้ากระแสตรง(Switching power Supply) มาเป็นทางแก้ไขโดยจะใช้สวิตซ์ที่มีความถี่สูงมาเป็นตัวทำให้รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น



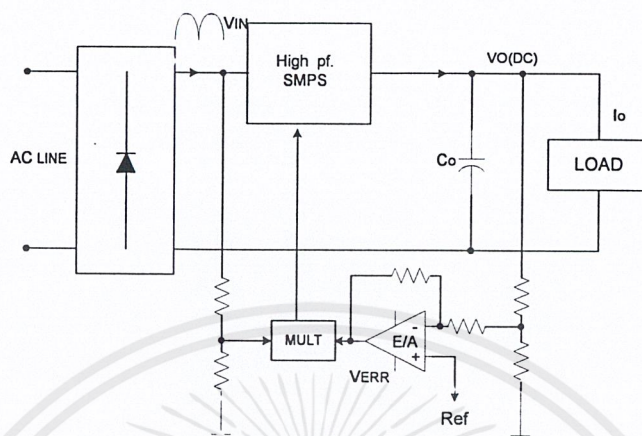
การนำเอาวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง มาใช้ก่อนอื่นต้องทำการเปลี่ยนที่อยู่ของตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) ออกไปก่อนแล้วเอาวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงมาใส่แทนเพื่อให้ได้แรงดันทางเข้าก่อนเข้าวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณรูปไซน์มากขึ้นดังรูปที่ 2.6



โดยปกติวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงจะนิยมใช้วงจรบูสต์ (Boots), ฟิล์แบค (Flyback) และวงจรบัค (Buck) ซึ่งจากรูปที่ 2.6 จะต่ออยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแสกับตัวเก็บประจุทางด้านออก โดยความถี่ของการสวิตซ์ดังกล่าวจะมีค่าสูงกว่าความถี่จากแรงดันไฟฟ้าสลับทางเข้ามาก โดยวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง จะถูกกำหนดให้ดึงกระแสจากแรงดันไฟฟ้าสลับของสาย (V_L) มาเป็นไซน์ครั้งคลื่น โดยกระแสดังกล่าวจะถูกควบคุมโดยการแบ่งแรงดันมาจากแรงดันไฟตรงด้านออก ซึ่งจะเป็นผลทำให้

1. ตัวประกอบกำลังด้านเข้ามีค่าสูงมาก มีค่าสูงมาก (0.9 ขึ้นไป)
2. ลดฮาร์โมนิกส์
3. สามารถทำงานได้ในย่านกว้าง 90-270 โวลต์
4. ตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) มีค่าต่ำและถูกกว่า
5. ลดกระแส ประสิทธิภาพลดตัวเก็บประจุ

2.4.1 การทำงานเบื้องต้นของวงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงที่นำมาใช้



รูปที่ 2.7 วงจรในการใช้วงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง

จากรูปที่ 2.7 เห็นได้ว่า กำหนดให้วงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง ได้รับค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเป็น 1 โดยวงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง ถูกควบคุมให้ดังกระแสทางด้านเข้าที่ซึ่งแปรโดยตรงกับรูปคลื่นแรงดันทางด้านเข้าครั้งคลื่น ดังนั้นแรงดันและกระแสทางด้านเข้าของวงจรบริดจ์เรียงกระแสจะทับเฟสกับรูปคลื่นไซน์จึงเป็นเหตุให้เราต้องใช้ภาระไฟฟ้า ชนิดตัวต้านทานเพื่อการเปรียบเทียบง่าย การทำงานของวงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง แบบนี้เรียกว่า รีซิสเตอร์อิมูเลเตอร์(resistor emulator)

สัญญาณการควบคุมกระแสทางด้านเข้าจะได้มาโดย การคูณกันของไซน์ครั้งคลื่น (โดยปกติได้มาจากวงจรเรียงกระแสด้านนอกที่เป็นครั้งคลื่น) กับแรงดันควบคุม (V_{ERR}) ที่ซึ่งคงที่ระหว่างแต่ละครั้งคลื่น ดังนั้นแรงดันควบคุมจะควบคุมกระแสทางด้านเข้า โดยแรงดันควบคุมแสดงถึงค่าที่เปลี่ยนแปลงเบี่ยงเบนของแรงดันไฟตรงด้านออก (V_{Odc}) กับค่าที่กำหนดไว้ขยายและแสดงผลโดยด้านออกของ แอเรอแอมพลิไฟเออร์(error amplifier) เมื่อแรงดันไฟตรงด้านออกมีค่าต่ำแรงดันควบคุมจะมีค่ามากทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของกำลังทางด้านเข้า ทำให้พลังงานเพิ่มขึ้นที่ตัวเก็บประจุด้านออกจนกระทั่งขาดหายไป

การถ่ายโอนกำลัง แม้ว่ากระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของ วงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงจะเป็นไซน์ครั้งคลื่น กระแสทางด้านออกของมัน (i_{chg}) ที่ซึ่งชาร์จตัวเก็บประจุด้านออกจะมีลักษณะเป็นไซน์กำลังสองดังรูปที่ 2.8 โดยในวงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงจะทำงานที่ความถี่ซึ่งสูงกว่าความถี่ของสาย มากดังนั้นพลังงานที่จะสูญเสียในวงจรการจ่ายแรงดัน

สวิตซ์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงสามารถถูกสลับได้ ดังนั้นที่ความถี่สายกำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่ตัวเก็บประจุด้านออกจ่ายออกในแต่ละครึ่งคาบจะมีค่าเท่ากับที่มันดึงเข้ามา

ที่ตัวประกอบกำลังค่าสูง ๆ (ประมาณ 1.0) แรงดันจากสายและรูปคลื่นของกระแสต้องทับเฟส กับ รูปคลื่นไซน์ ดังนั้นในระหว่างแต่ละครึ่งคลื่นกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้า (P_{in}) และกำลังไฟฟ้าทางด้านออก (P_{out}) ที่ ตัวเก็บประจุด้านออกเป็นฟังก์ชัน $(\sin^2)$

$$P_{chg} = P_{in} = 2V_{in} I_{in} \sin^2 \omega_L t$$

เมื่อ V_{in} และ I_{in} คือค่าประสิทธิผล และ $\omega_L = 2\pi$ คูณความถี่สาย

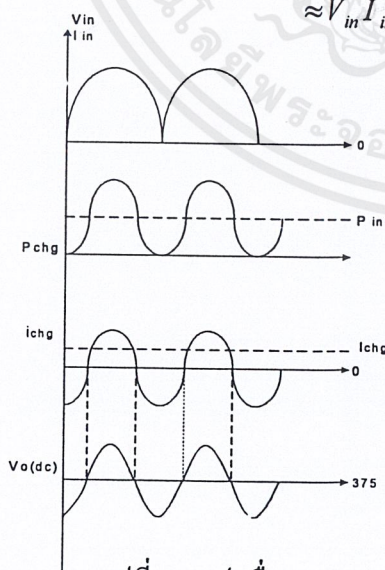
แต่เพราะว่า $2\sin^2 x = 1 - \cos 2x$

$$\text{ดังนั้น } P_{in} = P_{chg} = V_{in} I_{in} (1 - \cos 2\omega_L t)$$

ปกติตัวเก็บประจุด้านออกจะมีขนาดใหญ่พอที่จะรักษาแรงดันทางด้านออกให้มีค่าคงที่ตลอด ดังนั้นกระแสไฟฟ้าซาร์จะเป็นสัดส่วนต่อกำลังไฟฟ้า

$$i_{chg} \approx P_{chg} / V_o$$

$$\approx V_{in} I_{in} (1 - \cos 2\omega_L t) / V_o$$



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง

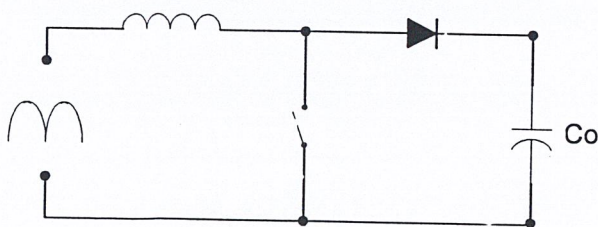
จากรูปที่ 2.8 องค์ประกอบทางไฟฟ้าสลับของ I_{chg} จะทำให้เกิดแรงดันริปเปิล (ripple voltage) คำน้อยขึ้นที่แรงดันไฟตรงด้านออกโดยความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สาย (ด้วยเฟสล่าช้า 90 องศา กับแรงดันของสายด้านเข้า) ซึ่งขึ้นกับขนาดของตัวเก็บประจุ

สำหรับตัวเก็บประจุด้านออกอย่างน้อยที่สุด (ต้องสามารถโต้ขึ้นในครึ่งของคาบ) ค่าของแรงดันริปเปิล โดยปกติแล้วจะมีค่า 10 ถึง 20 โวลท์ ที่ภาระเต็มๆ ถ้าตัวเก็บประจุด้านออกเล็กจะทำให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกมีริปเปิลใหญ่ แต่ความสำคัญอยู่ที่ความคุมค่าแรงดัน (voltage regulation) ที่ทางแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ากับแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกจะแย่มาก

2.4.2 วงจรกำลังสำหรับวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถใช้ได้ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

วงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงมีหลายแบบแต่ที่เรานำมาใช้ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้แก่ วงจรบูสต์, วงจรไฟล์แบค และวงจรบัค โดยถ้าเป็นวงจรบูสต์ จะมีกระแสทางด้านเข้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าสามารถถูกควบคุมโดยรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า เพื่อให้ได้มาซึ่งค่าตัวประกอบกำลังสูงๆ ส่วนแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกจะคงที่ที่สูงกว่าค่าพีคของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า ส่วนวงจรไฟล์แบคทำในงานโหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Current Mode; DCM) เป็นเหตุให้พีคของกระแสไฟฟ้าสูงกว่ากระแสไฟฟ้าที่สาย ขนาดของตัวเหนี่ยวนำจะใหญ่กว่าวงจรบูสต์ หรือ วงจรบัค แต่อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกสามารถทำให้ต่ำกว่าหรือสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าก็ได้ วงจรบัคกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าจะเข้าใกล้ศูนย์หรือเพียงพอเมื่อรูปคลื่นทางด้านเข้าอยู่ต่ำกว่าทางด้านออก การพิจารณาเลือกวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับการปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟต้องพิจารณาถึงการทำงานของทั้ง 3 วงจร

2.4.2.1 วงจรบูสต์ เป็นที่นิยมมากวงจรหนึ่งโดยแรงดันไฟตรงทางด้านออกของวงจรจะมีค่ามากกว่าค่าพีคของแรงดันที่สาย (V_m) การออกแบบถูกออกแบบให้ทำงานที่ค่าของแรงดันไฟตรงด้านออก สูงกว่าค่าพีคของแรงดันสายเช่น ถ้าต้องการย้ายการทำงานของแรงดันที่สาย เป็น 110-260 โวลท์ เราไม่สามารถทำให้ทางออกเป็น 300 โวลท์ได้เลยต้องสูงกว่าค่า $\sqrt{2}(260)$ นั่นเอง



รูปที่ 2.9 วงจร บูสต์

ในวงจรรูปที่ 2.9 เห็นว่าที่ตำแหน่งของสวิตช์อยู่ (อาจเป็นทรานซิสเตอร์ หรือ มอสเฟต) ตำแหน่งของขาซอร์ส(Source) หรืออีมิเตอร์(emitter) ถูกต่ออยู่ที่จุดกราวด์เดียวกันกับวงจรควบคุมและตัวเก็บประจุด้านออกดังนั้นจึงสามารถที่จะขับให้สวิตช์ทำงานได้ง่าย ดังนั้นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมสวิตช์คือแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก ($V_{O(dc)}$)

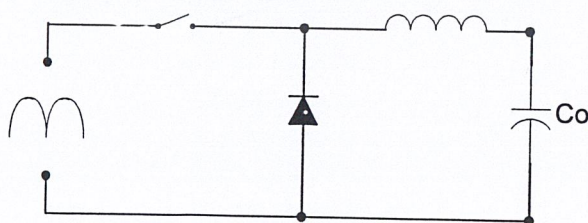
ด้วยการทำงานของวงจรรูปที่ 2.9 ในแบบกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง ด้วยเหตุที่ตัวเหนี่ยวนำอยู่ทางด้านเข้าจะทำให้ง่ายในการควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ครึ่งคลื่น โดยใช้การควบคุมแบบควบคุมกระแส (current mode)

จากวงจรรูปที่ 2.9 เห็นว่าที่ตำแหน่งของสวิตช์อยู่ (อาจเป็นทรานซิสเตอร์ หรือ มอสเฟต) ตำแหน่งของขาซอร์ส(Source) หรืออีมิเตอร์(emitter) ถูกต่ออยู่ที่จุดกราวด์เดียวกันกับวงจรควบคุมและตัวเก็บประจุด้านออกดังนั้นจึงสามารถที่จะขับให้สวิตช์ทำงานได้ง่าย ดังนั้นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมสวิตช์คือแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก ($V_{O(dc)}$)

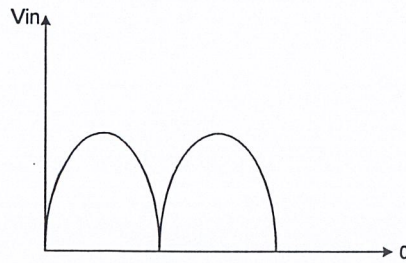
แต่วงจรรูปที่ 2.9 นี้ยังมีข้อบกพร่องตรงที่ขาดความสามารถในการจำกัดกระแสเพราะสวิตช์ไม่ได้ต่ออนุกรมอยู่ระหว่างด้านเข้าและด้านออก โดยสภาวะที่จะเกิดกระแสในวงจรสูงคือขณะที่เกิดการเริ่มทำงาน (Startup) หรือเกิดการเกิน (Over current) โดยทั่วไปแล้ววงจรการจ่ายแรงดันสวิตช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง ต้องมีการป้องกันในส่วนนี้เพื่อป้องกันสวิตช์และตัวเก็บประจุด้านออก

ที่การทำงานของวงจรรูปที่ 2.10 แบบกระแสไม่ต่อเนื่องจะไม่ได้ผลในการทำงานแบบใช้ทำ เพราะที่ค่าพิคของ V_{in} กระแสตัวเหนี่ยวนำจะมีความชันขาลงที่น้อยมาก หรือก็คือมีค่ากระแสรีเปิดต่ำนั่นเอง จึงเป็นเหตุให้ไม่สามารถทำงานแบบนี้ได้ควรใช้ในการทำงานแบบกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง

2.4.2.2 วงจรบัค วงจรชนิดนี้แรงดันด้านเข้าต้องสูงกว่าแรงดันไฟตรงด้านออก เห็นว่าที่ช่วงและ $\omega t = n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) แรงดันด้านเข้าจะมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟตรงด้านออกจึงไม่เหมาะสมในการทำงานเป็นตัวปรับปรุงตัวประกอบกำลัง



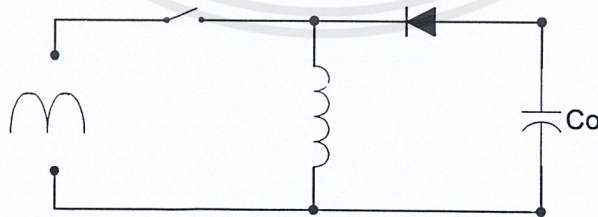
รูปที่ 2.10 วงจรบัค



รูปที่ 2.11 แรงดันด้านเข้า

2.4.2.3 วงจรฟลายแบค โดยวงจรชนิดนี้สามารถที่จะควบคุมและจำกัดกระแสตอนเริ่มทำงานได้ โดยแรงดันทางด้านออก สามารถที่จะน้อยกว่าหรือมากกว่ากระแสทางด้านเข้าก็ได้

ในพื้นฐานโดยทั่วไปของวงจรชนิดนี้แรงดันทางด้านออกจะมีช่วงตรงกันข้ามกับแรงดันทางด้านเข้า ซึ่งจะทำให้เกิดความไม่สะดวกขึ้น แต่ในตัวยานำจะมีอยู่สองขดคือขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ จึงสามารถที่จะทำให้เกิดขั้วที่เป็นอิสระได้และจะแยกฉนวนกันทางด้านเข้าและทางด้านออกแต่อย่างไรก็ตามวงจรฟลายแบคจะมีสัญญาณรบกวนและอีเอ็มไอมากกว่าการใช้วงจร ทรานซิสต์ซึ่งต้องการมีตัวกรอง (filter) มากกว่านั่นเอง และตำแหน่งของสวิตช์จะมีความยากลำบากในการจับสวิตช์ นอกจากนี้การควบคุมให้กระแสทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณไซน์ครั้งคลิ่นยังทำได้ยากในการใช้การควบคุมแบบควบคุมกระแสเป็นเพราะว่าการควบคุมแบบกระแสจะควบคุมค่าพีคของกระแสของตัวยานำ เหมือนกับกระแสเฉลี่ยของตัวยานำในขณะที่ทำงานในโหมดการทำงานแบบต่อเนื่อง ในวงจรฟลายแบคกระแสทางด้านเข้าและกระแสในตัวยานำจะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันด้านเข้า ดังนั้นการควบคุมการชดเชยจึงใช้การชดเชยความชัน โดยขณะวงจรทำงานในแบบกระแสต่อเนื่องแต่สามารถควบคุมได้ยากกว่าวงจรทรานซิสต์



รูปที่ 2.12 วงจรฟลายแบค

จากทั้ง 3 วงจรกล่าวมาทั้งหมดสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียเพื่อนำมาเป็นเกณฑ์ในการเลือกวงจร SMP สำหรับให้ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

วงจรบูสต์ (ความถี่คงที่ ทำงานโหมดกระแสต่อเนื่อง)

ข้อดี

- กระแสด้านเข้ามีค่าอีเอ็มไอน้อย
- กระแสด้านเข้าเป็นกระแสเดียวกับกระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นการควบคุมแบบควบคุมกระแสจึงเป็นการควบคุมรูปร่างของกระแสนั่นเอง
- แรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่าเท่ากับแรงดันไฟตรงทางด้านออก
- สามารถทำการขับสวิตช์ง่ายเพราะขาซอร์ตหรืออีมิเตอร์ เทียบที่จุดอ้างอิง (ground)

ข้อเสีย

- ไม่สามารถควบคุมได้ที่แรงดันที่สายมากกว่าแรงดันทางด้านออก ในช่วงการทำงานเริ่มต้นและแรงดันที่สายเกิน
- ไม่สามารถจ่ายกระแสเกินได้ในขณะเริ่มทำงานและภาระเกิดขัดข้อง
- ปกติทำงานที่แรงดันทางด้านออกมากกว่าทางด้านเข้า
- การชดเชยจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันด้านเข้า

วงจรบัค

ไม่เหมาะสมนำมาใช้เพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแต่ก็นำมาใช้ร่วมกับวงจรบูสต์โดยการนำมาจำกัดกระแสของวงจรบูสต์

วงจรฟลายแบค(ความถี่คงที่ ทำงานโหมดกระแสต่อเนื่อง)

ข้อดี

- แรงดันทางด้านออกสามารถน้อยกว่าหรือมากกว่าแรงดันทางด้านเข้าก็ได้
- มีการแยกฉนวนของทางด้านเข้าและทางด้านออกของวงจรโดยหม้อแปลง

ข้อเสีย

- แรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงคือ $(V_o + V_{in})$
- กระแสทางด้านเข้าจะมีอีเอ็มไอมากจึงต้องการการกรองมากด้วย
- ควบคุมโดยการควบคุมแบบกระแสทำได้ยากในกรณีให้เป็นสัญญาณไซน์ครึ่งคลื่น
- ต้องการการชดเชยแบบความชัน

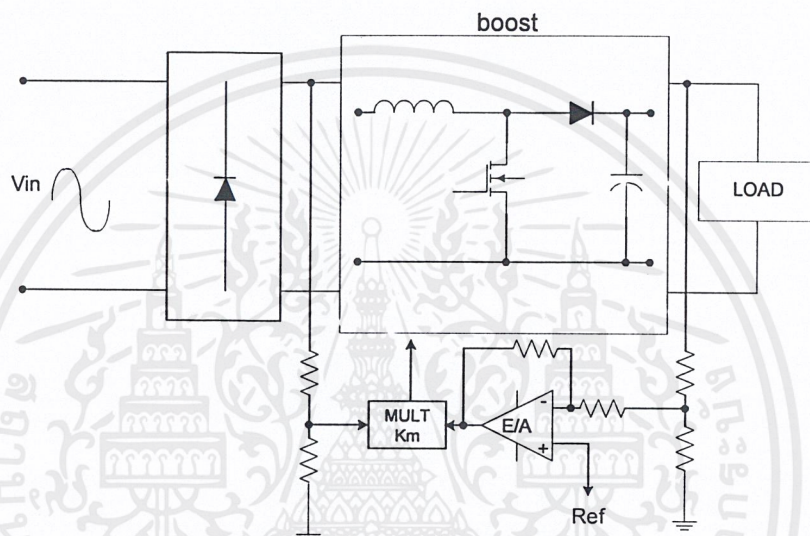
จากวงจรที่เหมาะสมเห็นว่ามียังสองวงจรเท่านั้นที่เหมาะสมในการนำมาเป็นวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง คือบูสต์ และฟลายแบค แต่จากข้อดีข้อเสียทั้งหมด พิจารณาได้ว่าสมควรใช้วงจรบูสต์ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นต้องทำความเข้าใจในการทำงานของวงจรชนิดนี้ด้วย โดยเฉพาะในการทำงานแบบกระแสต่อเนื่อง

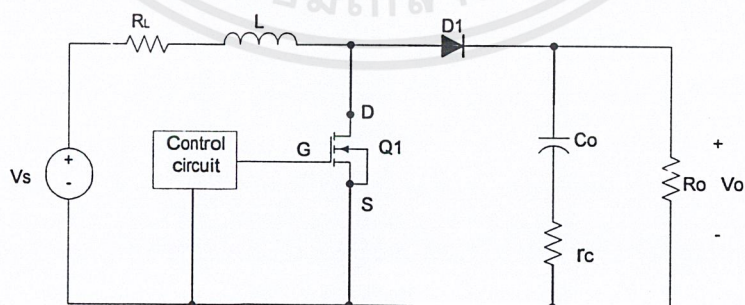
2.4.3 วงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงแบบบูส

จากรูปที่ 2.7 เมื่อเลือกวงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงเป็นวงจรแบบบูสแล้วนำมาใส่ จะได้รูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การนำวงจรบูสต์แรงดันมาต่อ

เมื่อ แยกมาคิดจึงจะได้ว่าเป็นรูปวงจรที่ 2.14



รูปที่ 2.14 รูปวงจรวงจรการจ่ายแรงดันสวิทช์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงแบบบูสต์ที่จะถูกใช้ในการปรับปรุง

จากที่กล่าวมาข้างต้น วงจรชนิดนี้จะทำงานโดยแรงดันด้านออก ต้องสูงกว่าด้านเข้าและไม่มีการแยกฉนวนทางด้านเข้า และด้านออก กระแสด้านเข้าเราใช้การทำงานแบบกระแสต่อเนื่อง ส่วนกระแสทางด้านออกเป็นลักษณะไม่ต่อเนื่อง เพราะไดโอด (D1) จะนำกระแสเพียงบางช่วงของคาบการทำงานของสวิตช์ จากรูปที่วงจรรูปที่ 2 เป็น ส่วนของวงจรกำลัง (Power Circuit) จะประกอบด้วย

1. สวิตช์กำลัง (Power Switch) เป็นมอสเฟต (MOSFET) ชนิดเอ็นชาแนล (n-channel)
2. ไดโอด (D1)
3. ตัวเหนี่ยวนำ (L)
4. ตัวเก็บประจุด้านออก (C_0)

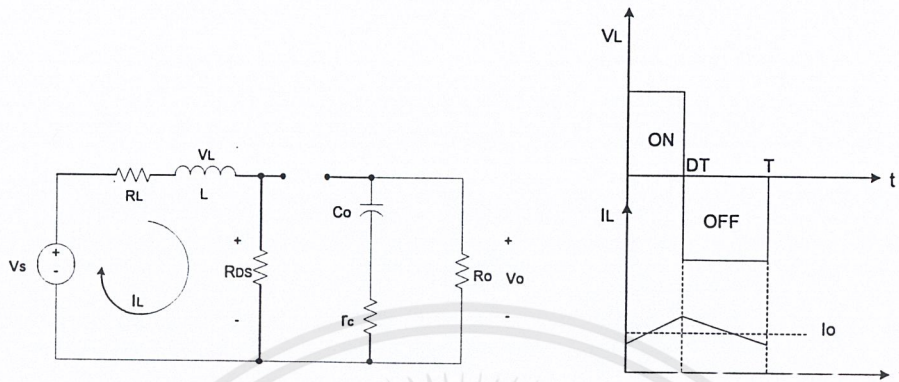
2.4.3.1 การวิเคราะห์วงจรรูปที่ 2 ในสถานะอยู่ตัว

ในการทำงานโหมดกระแสต่อเนื่อง กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำจะมีความต่อเนื่องกันตลอดช่วงของการเปิด – ปิดของสวิตช์ ไม่ตกลงเป็นศูนย์ในช่วงใดช่วงหนึ่งแต่ถ้าเป็น โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง กระแสจะตกลงเป็นศูนย์ที่บางช่วงของคาบการเปิด – ปิด ของสวิตช์ แต่การใช้งานในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังจะใช้ในโหมดกระแสต่อเนื่อง สำหรับการวิเคราะห์สวิตช์ (Q_1) แรงดันคร่อมขา เกต (Gate) กับซอร์ต ขณะสวิตช์ปิดจะเป็นบวก เป็นชนิดเอ็นชาแนลเหตุที่ใช้เอ็นชาแนล คือ มีความต้านทานระหว่างขาเดรน และขาซอร์ต ต่ำกว่าชนิดพีชาแนล (p – channel) หลักการในการวิเคราะห์ในสถานะคงตัวอยู่

1. กระแสเหนี่ยวนำเป็นคาบ ; $i_L(t+T) = i_L(t)$
2. แรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับศูนย์ ; ($V_{L_{av}} = 0$)
3. กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเป็นศูนย์ ; ($V_{C_{av}} = 0$)
4. อุณหภูมิจะไม่มีการสูญเสีย(Loss)ในวงจร ; $P_S = P_0$

การพิจารณาในสถานะคงตัวเราต้องการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ, มอสเฟต และ ไดโอด ดังนั้นอะไรที่เป็นตัวส่วนที่เป็นตัวเชื่อมโยงไปหาอุปกรณ์ที่เราต้องออกแบบ

เริ่มจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้า กับแรงดันด้านออกก่อนเรียกว่า คุตตี้ไซเคิล (Duty cycle) การพิจารณาจะแบ่งการทำงานเป็นสวิตช์ปิดและสวิตช์เปิด



รูปที่ 2.15 กรณีสวิตช์ปิด

กำหนดค่าคาบของการเปิด-ปิด วงจร คือ T วินาที โดยสวิตช์ปิดที่ DT วินาที และสวิตช์เปิดเป็นเวลา (1-D)T วินาที

พิจารณาที่วงจรที่ 2.15 ตามกฎของเคอร์ชอฟ

$$-V_S + I_L R_L + V_L + I_L R_{DS} = 0 \quad \text{แต่} \quad V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$-V_S + I_L R_L + L \frac{di_L}{dt} + I_L R_{DS} = 0$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_S - (V_{DS} + I_L R_L)$$

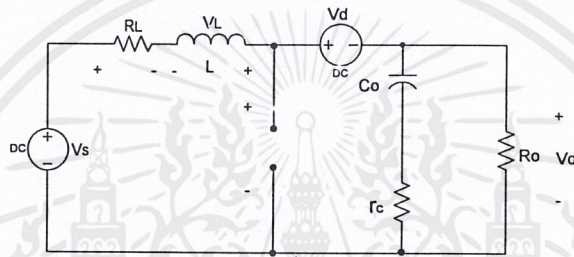
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta T} = V_S - (V_{DS} + I_L R_L)$$

$$\therefore \Delta i_L = \left\{ \frac{V_S - (V_{DS} + I_L R_L)}{L} \right\} \Delta T$$

$$(\Delta i_L)_{closed} = \left\{ \frac{V_S - (V_{DS} + I_L R_L)}{L} \right\} DT \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $(\Delta i_L)_{\text{closed}}$ คือกระแส รีปเปลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ถ้าสวิตช์เปิด จะทำให้เกิดค่าความต้านทานสูงมากระหว่างขาเดรนและซอร์ตกระแสจะไม่ผ่านสวิตช์ แต่จะผ่าน ไดโอดแทน ทำให้เกิดการลดลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L) จะกลับขั้วจนกระทั่งไดโอดจะนำกระแส ดังนั้นแรงดันที่จ่ายโดยด้านซ้ายของตัวเหนี่ยวนำ คือ $V_S - I_L R_L$ ส่วนที่ด้านขวาของตัวเหนี่ยวนำรับแรงดันคือ แรงดันด้านออกรวมกับแรงดันไบอัสตรง (forward voltage) ของไดโอด (V_d) และกระแสในตัวเหนี่ยวนำ จะไหลผ่าน ไดโอด ไปที่ตัวเก็บประจุทางด้านออก และภาระ



รูปที่ 2.16 กรณีสวิตช์เปิด

ใช้กฎของเคอร์ชอฟ

$$-V_S + I_L R_L - V_L + V_d + V_o = 0$$

$$V_L = V_o + V_d + I_L R_L - V_S$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_o + V_d + I_L R_L - V_S$$

$$\Delta i_L = \frac{V_o + V_d + I_L R_L - V_S}{L} \cdot (1-D)T$$

$$\therefore (\Delta i_L)_{\text{open}} = \left\{ \frac{V_o + V_d + I_L R_L - V_S}{L} \right\} \cdot (1-D)T \quad (2.34)$$

เมื่อกระแสเป็นลักษณะคาบ ดังนั้น

$$(\Delta i_L)_{\text{closed}} = (\Delta i_L)_{\text{open}}$$

$$\left\{ \frac{V_0 + V_d + I_L R_L - V_S}{L} \right\} \cdot DT = \left\{ \frac{V_0 + V_d + I_L R_L - V_S}{L} \right\} \cdot (1-D)T$$

$$V_S D - V_{DS} D + I_L R_L D = V_0 (1-D) + V_d (1-D) + I_L R_L (1-D) - V_S (1-D)$$

$$\frac{V_S D}{1-D} - \frac{V_{DS} D}{1-D} + \frac{I_L R_L D}{1-D} = V_0 + V_d + I_L R_L - V_S$$

$$V_0 = \frac{V_S D}{1-D} - \frac{V_{DS} D}{1-D} + \frac{I_L R_L D}{1-D} - V_d - I_L R_L + V_S$$

$$= V_S \left(\frac{D}{1-D} + \frac{1-D}{1-D} \right) - \frac{V_{DS} D}{1-D} + I_L R_L D \left(\frac{D}{1-D} - \frac{1-D}{1-D} \right) - V_d$$

$$= \frac{V_S}{1-D} - \frac{V_{DS} D}{1-D} - \frac{I_L R_L}{1-D} - V_d$$

$$= \left(\frac{V_S - I_L R_L}{1-D} \right) - \frac{V_{DS} D}{1-D} - V_d \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) ให้

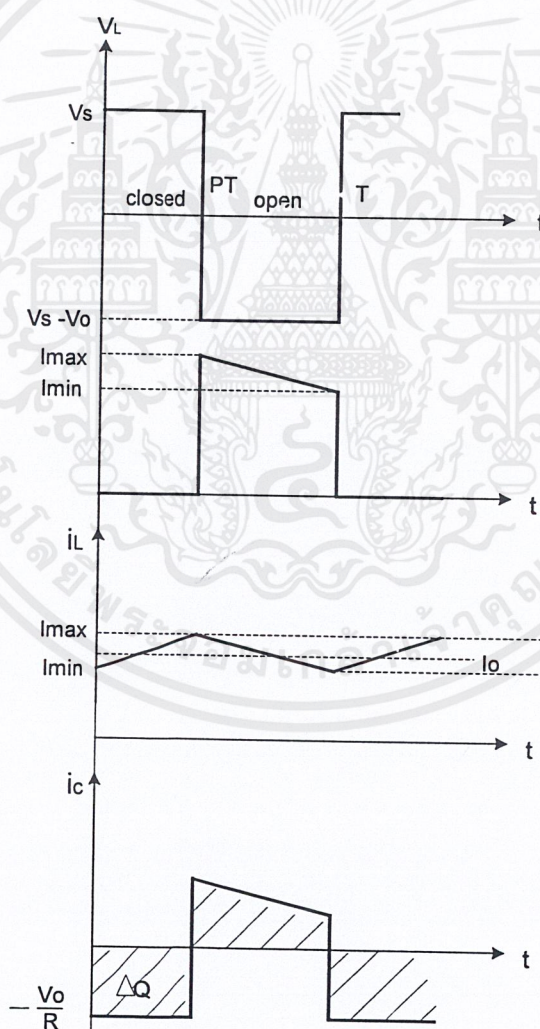
- แรงดันด้านออก เรียบเพราะตัวเก็บประจุด้านออกมีขนาดใหญ่
- แรงดันตกคร่อมความต้านทานที่อนุกรมตัวเก็บประจุ (r_c) มีค่าน้อยมาก

จากสมการที่ (2.35) เห็นว่าแรงดันด้านออกสามารถจะปรับค่าได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า D โดยค่า D แปรค่าระหว่าง 0 ถึง 1 โดย D จะอยู่ที่ 0 ถึงเข้าใกล้ 1 และแรงดันตกคร่อมไดโอด, แรงดันตกคร่อมขาทรานซิสเตอร์และแรงดันตกคร่อมความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำน้อยมาก จนเราไม่นำมาพิจารณาได้ดังนั้น

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.36)$$

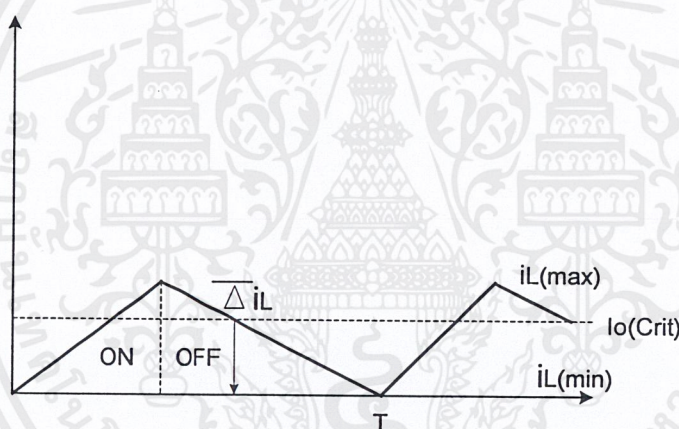
ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสในตัวเหนี่ยวนำ และ กระแสด้านออกสำหรับการทำงาน โหมดกระแสต่อเนื่องสามารถทำได้โดยพิจารณาช่วงการที่สวิตช์เปิด ที่ตัวเหนี่ยวนำจ่ายกระแสเป็น กระแสให้กับด้านออกเสมือนหากระแสเฉลี่ยที่กระแสด้านออก

$$\begin{aligned} \text{พื้นที่} &= \frac{I_L \times (1-D)T}{T} \\ &= (1-D)I_L \\ \therefore I_L &= \frac{I_o}{1-D} \end{aligned} \quad (2.37)$$



รูปที่ 2.17 ลักษณะรูปคลื่นของการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

เมื่อพิจารณาถึงการทำงานของวงจรบัสต์หาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเข้าและแรงดันทางด้านออกเรียบร้อยแล้ว เราต้องการทำการออกแบบอุปกรณ์ทุกตัวภายในวงจร เริ่มจากการหาค่าของตัวเหนี่ยวนำในวงจร โดยพิจารณาจากกระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ พิจารณาที่การทำงานในแบบกระแสต่อเนื่องจนถึงการทำงานขั้นสุดท้ายของกระแสแบบต่อเนื่อง จากรูปคลื่นของกระแสเฉลี่ยในตัวเหนี่ยวนำจะเห็นได้ว่าจะแปรตามค่ากระแสในทางออก ถ้ากระแสในทางออกของวงจรบัสต์ มีค่าต่ำลง ค่ากระแสเฉลี่ยในตัวเหนี่ยวนำจะลดลงและค่าสูงสุดของกระแสในตัวเหนี่ยวนำจะตกลงรวมถึงค่าต่ำสุดด้วย โดยที่จุดสุดท้ายของการทำงานในแบบกระแสต่อเนื่องคือจุดต่ำสุดของกระแส ในตัวเหนี่ยวนำลงไปถึงค่าศูนย์นั่นเอง ดังรูปที่ 2.18 โดยเรียกระแสทางออกที่ทำให้เกิดสถานะนี้ว่ากระแสทางออกวิกฤต ($I_o(\text{Crit})$)



รูปที่ 2.18 ช่วงการทำงานรอยต่อของการทำงานโหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่อง

จากเหตุผลนี้จะนำมาสู่การหาค่าของตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่เป็นการทำงานแบบกระแสสุดท้าย (Critical Inductance) โดยในวงจรบัสต์นี้สามารถที่จะออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง กระแสด้านออกต้องเหนือกว่าระดับของกระแสจากฟิสิกส์ของวงจรที่เราต้องการ โดยการหาค่าตัวเหนี่ยวนำสามารถดำเนินตามสมการ หาความสัมพันธ์ของกระแสสูงสุดและกระแสต่ำสุดในตัวเหนี่ยวนำ

ก่อนอื่นต้องหาว่ากระแสทางออกค่าเท่าใดที่ทำให้การทำงานเป็นแบบกระแสต่อเนื่อง จากรูปที่ 14 กระแสเฉลี่ยที่ตัวเหนี่ยวนำจะต่ำที่สุดที่

$$I_{L(max)} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.38)$$

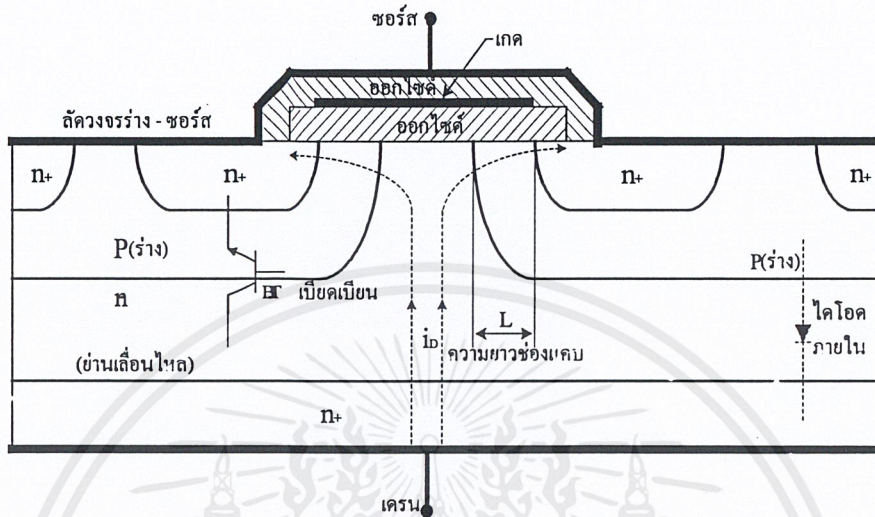
ต่อมาทำการหาค่าของตัวเหนี่ยวนำโดยใช้ความสัมพันธ์ของ $\Delta i_{L(min)}$ หรือ $\Delta i_{L(max)}$ ก็ได้

$$\begin{aligned} \text{จาก } \Delta i_{L(closed)} &= \frac{V_S D T}{L} ; \text{ โดยละเลค่า } R_L, R_{DS} \\ \therefore \Delta i_L &= \frac{V_S D T_S}{L} ; T_S \text{ เป็นคาบเวลาปิดเปิดของสวิตช์} \\ \therefore L &= \frac{V_S D}{\Delta i_L f_S} \quad (2.39) \end{aligned}$$

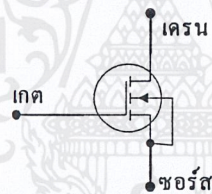
หลังจากที่เราได้ออกแบบค่าของตัวเหนี่ยวนำในวงจรบูสต์แล้ว อุปกรณ์ตัวสำคัญต่อมาคือ สวิตช์ที่ใช้ในการเปิดหรือปิด ในคาบที่เราต้องการซึ่งเป็นสวิตช์ที่ความถี่สูง และเป็นสวิตช์ที่มีกำลังมากเนื่องจากว่าไสซณะสวิตช์ปิดวงจรกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์คือ กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ และตอนช่วงของการเปิดของสวิตช์ แรงดันตกคร่อมสวิตช์คือแรงดันทางค่านออกซึ่งเป็นแรงดันที่สูง

ชนิดของสวิตช์ดังกล่าว เราเลือกใช้มอสเฟตเป็นตัวเปิดปิดวงจร โดยมอสเฟตจะได้เปรียบอุปกรณ์สวิตช์ตัวอื่น ๆ ตรงที่ราคาถูกกว่าและการให้มันทำงานก็ทำได้ง่ายกว่าถ้าเทียบกับทรานซิสเตอร์เพราะมอสเฟตจะขับโดยใช้แรงดันมาขับให้มันเปิดปิด จึงง่ายในการขับให้มันทำงานและนอกจากนั้นความเร็วในการสวิตช์สูงอีกด้วย

ในรูปที่ 2.19 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตกำลัง สังเกตได้ว่ามีย่านการเลื่อนไถ่ (drift region) เช่นกันเพิ่มการทนแรงดัน การนำกระแสในทรานจะเป็ในแนวตั้ง จากนั้นกระแสจะโค้งเป็นแนวนอนผ่านช่องแคบ (channel) ช่องแคบนี้เกิดขึ้นโดยปรากฏการณ์ทางสนามไฟฟ้า คือ เมื่อเกตมีศักย์เป็นบวก อิเล็กตรอนจะมารวมกันอยู่ใต้เกต เป็นผลให้ผ่านพีที่อยูใต้เกตเปลี่ยนเป็นช่องแคบชนิดเอ็นและเปิดให้กระแสไหลจากเดรนสู่ซอร์ต



รูปที่ 2.19 โครงสร้างมอสเฟตกำลัง



รูปที่ 2.20 สัญลักษณ์ลักษณะของมอสเฟตชนิดเอ็นชาแนล

ในที่นี้เราจะเลือกใช้ มอสเฟตชนิดเอ็นชาแนล เพราะความต้านทานระหว่างขา เดรน และ ขอรต์ จะมีค่าต่ำกว่าชนิดพีชาแนลและการที่เป็นที่นิยมในวงจรรูสต์คือมอสเฟตชนิดเอ็นชาแนล จะ ขับให้มอสเฟต ทำงานที่เกตได้ง่ายกว่าการใช้ มอสเฟตชนิดพีชาแนล

ในมอสเฟตขณะทำงานจะตัดกำลังไฟฟ้าสูญเสียด้วย ตามสมการที่ (8)

$$P_D = \left(\frac{I_0}{1-D} \right)^2 R_{DS(on)} D + \frac{1}{2} V_0 \left(\frac{I_0}{1-D} \right)^2 (t_r + t_f) f_s + Q_{GATE} V_{GS} f_s \quad (2.40)$$

เมื่อ t_r และ t_f คือเวลาในการปิดวงจรและเปิดวงจรของมอสเฟตตามลำดับในการเลือก มอสเฟต มักใช้ในการสวิตช์ให้วงจรรูสต์ควรพิจารณาจาก

- แรงดันตกคร่อมมอสเฟตสูงสุด ($V_{(BR)DSS}$) ขณะเปิดวงจร ซึ่งถ้าเป็นในวงจรบูสต์มีค่าเท่ากับแรงดันไฟตรงทางด้านออก ควรพิจารณาช่วยการเริ่มต้นทำงานที่ทำให้เกิดกระแสเสิร์จ
- กระแสไฟฟ้าไหลสูงสุดในขณะที่มอสเฟตปิดวงจรถ้าเป็นวงจรบูสต์มีค่าเท่ากับกระแสด้านเข้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ($I_{D,max}$) ควรเป็น 2 เท่าของกระแสในตัวเหนี่ยวนำค่าสูงสุด

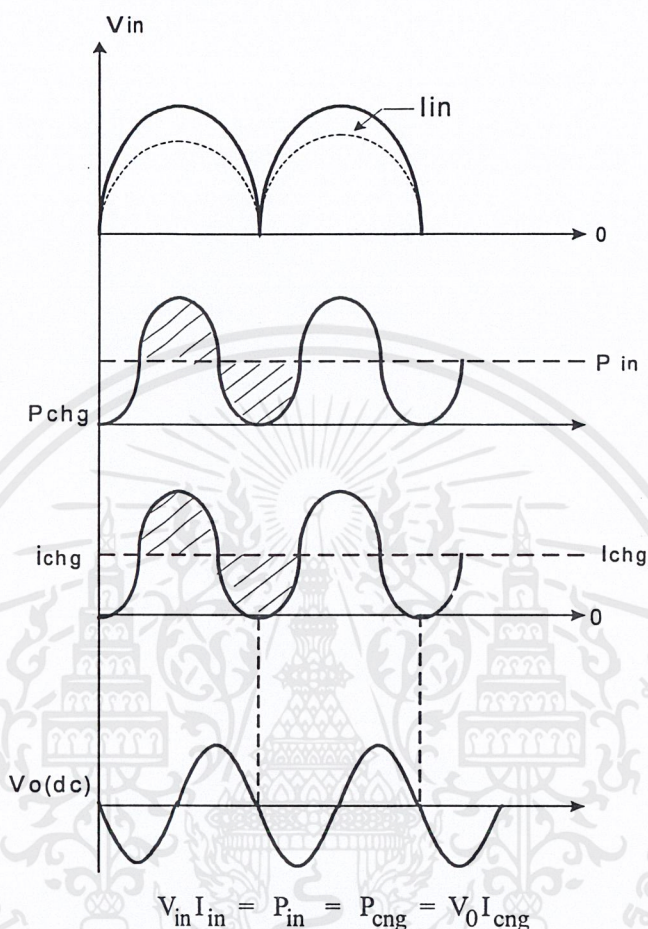
อุปกรณ์ในวงจรบูสต์ อีกหนึ่ง ตัวที่มีความสำคัญทำหน้าที่ ให้มอสเฟตสามารถเปิดวงจรได้อย่างทันทีทันใด คือ ไดโอดความเร็วสูง (D1) โดยไดโอดไม่สามารถควบคุมการทำงานช่วยสัญญาณอิสระได้ ขึ้นอยู่กับพฤติกรรมของวงจรที่ต่ออยู่กับตัวไดโอดเอง ในวงจรบูสต์รูปที่ 2.14 พบว่าไดโอดต่ออยู่ โดยเอาโนดต่อกับเดรนของมอสเฟตและแอนดต่ออยู่กับขั้วบวกของแรงดันออกของวงจร ส่วนสำคัญในการตัดสินใจเลือกไดโอดชนิดความเร็วสูงมาใช้งาน คือ ต้องนำกระแสที่ความถี่สูง, แรงดันพังทลาย, อัตราการทอนกระแสสูงสุดและมีแรงดันตกคร่อมขณะกระแสต่ำหลักเกณฑ์ในการเลือกใช้กับวงจรบูสต์

- แรงดันพังทลายต้องสูงกว่า ค่าสูงสุดของแรงดันทางด้านออกของวงจร รวมการทำงานในช่วงของสภาวะเริ่มต้น (transient)
- อัตราการทอนกระแสสูงสุดต้องไม่น้อยกว่า 2 เท่าของกระแสทางออกของวงจร

กำลังสูญเสียในไดโอดความเร็วสูงนี้เป็นไปตามสมการที่ (2.41)

$$P_{D(D1)} = V_D I_0 \quad (2.41)$$

อุปกรณ์ตัวสุดท้ายของวงจรกำลังคือบูสต์คือตัวเก็บประจุทางด้านออก (C_0) เสมือนกับเป็นตัวเก็บประจุรองทำให้สัญญาณแบบเรียงกระแสเต็มคลื่นเรียบขึ้น โดยทำงานที่ความถี่ต่ำ 50 Hz ของความถี่ที่สายนั้นเอง ตัวเก็บประจุตัวนี้เก็บพลังงาน โดยให้เข้าใกล้กับค่าพีคของรูปคลื่นไซน์โดยพลังงานนี้จะจ่ายให้กับทางด้านออกของวงจรเมื่อพลังงานจากสายมีค่าต่ำเข้าใกล้ช่วงการตัดศูนย์



รูปที่ 2.21 รูปคลื่นที่ตัวประกอบกำลังค่าสูง

จากรูปที่ 2.21 ถ้าประมาณให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง แรงดันทางด้านเข้าและกระแสทางด้านเข้าทับเฟสกัน กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรจะมีสมการเป็น

$$P_{in}(t) = 2V_{in}I_{in} \sin^2 \omega_L t \quad (2.42) \text{ ที่ความถี่สาย}$$

หรือมีค่าเป็น

$$P_{in}(t) = V_{in}I_{in} (1 - \cos 2\omega_L t) \quad (2.43) \text{ ที่เท้าของความถี่สาย}$$

ถ้าประสิทธิภาพของวงจรสูงมีค่าสูงมาก จะไม่เกิดกำลังสูญเสียในการทำงาน ดังนั้นไฟฟ้าทางด้านเข้า จะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่ตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) เพราะว่าแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คันด้านออกเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้น รูปคลื่นของกระแสชาจตัวเก็บประจุจะเหมือนกับรูปคลื่นของกำลังไฟฟ้า คือ เป็นสองเท่าของความถี่ที่สาย

จากสมการที่ (2.33) และ (2.43)

$$\begin{aligned}
 i_{\text{chg}} &\approx \frac{P_{\text{chg}}(t)}{V_{\text{DC}}} \\
 &\approx \frac{P_{\text{in}}(t)}{V_0} \\
 &\approx \frac{V_{\text{in}} V_{\text{in}}}{V_0} (1 - \cos 2\omega_L t)
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

จากสมการที่ (2.44) องค์ประกอบทางไฟตรงคือ

$$\begin{aligned}
 I_{\text{chg}}(\text{pk}) &= \frac{V_{\text{in}} V_{\text{in}}}{V_0} \\
 &= \frac{P_{\text{in}}(\text{avg})}{V_0}
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

แรงดันรีปเปิลที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านออก คือ

$$V_0(\text{pk}) = I_{\text{chg}}(\text{pk}) X_{\text{co}} \tag{2.46}$$

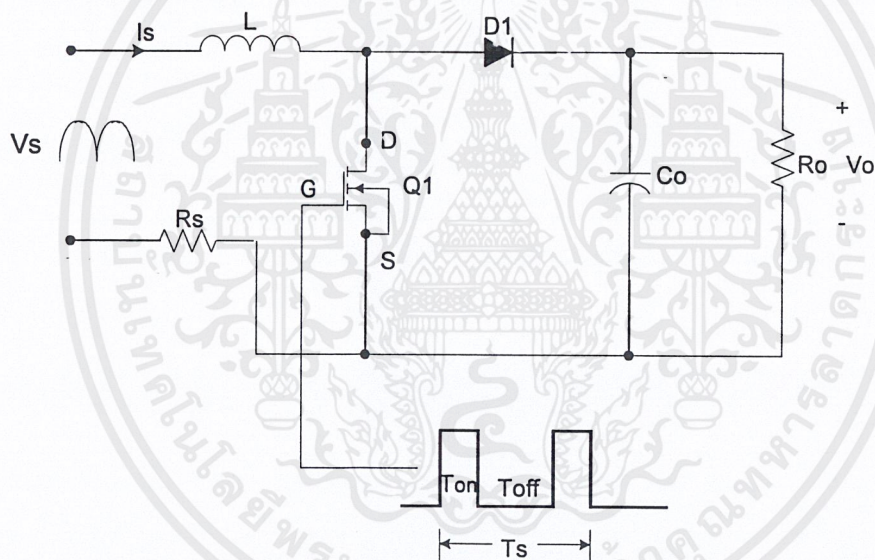
การคำนวณค่าของตัวเก็บประจุจะทำการออกแบบโดย การรักษาพลังงานที่จ่ายออกจากสาย ไม่ได้พิจารณาที่แรงดัน รีปเปิล ซึ่งจะหมายถึงการเริ่มทำงานของแรงดันด้านออกในสภาวะเริ่มต้น โดยตัวเก็บประจุจะต้องเก็บรักษาพลังงานให้เพียงพอเพื่อจะได้มีพลังงานให้ทางออกของวงจรเหนือกว่าพลังงานที่เกิดจากค่าแรงดันทางออกต่ำสุดที่พิกัดของวงจร ($V_{0(\text{min})}$) หลังจากทีแรงดันของสายหายไปช่วงหนึ่ง (เวลาเป็นมิลลิวินาที) ปกติเป็นหนึ่งหรือสองคาบที่ความถี่สาย โดยดำเนินการตามสมการพลังงานที่ควรต้องเก็บรักษาไว้

$$P_{otH} = \frac{1}{2}C_0 V_0^2 - \frac{1}{2}C_0 V_{0(min)}^2 \quad (2.47)$$

$$\therefore C_0 = \frac{2P_{otH}}{V_0^2 - V_{0(min)}^2} \quad (2.48)$$

เช่นถ้า แรงดันทางด้านออกเป็น 400 volt ค่าความจุ 2 $\mu\text{F/Watt}$ แรงดัน 400 Volt จะตกมาถึงแรงดัน 380 Volt ที่เวลา 15.6 mSec ถ้าค่าตัวเก็บประจุที่ใหญ่จะเป็นตัวทำให้ได้มาซึ่งค่าของกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ต่ำ

2.4.4 การประยุกต์ใช้งานวงจร Boost ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

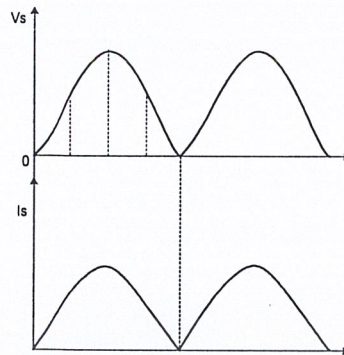


รูปที่ 2.22 การประยุกต์ใช้ วงจรบูสต์ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

$$\text{จากความสัมพันธ์ } V_0 = \frac{V_S}{1-D} = \frac{V_S}{1-T_{on}/T_s} \quad (2.49)$$

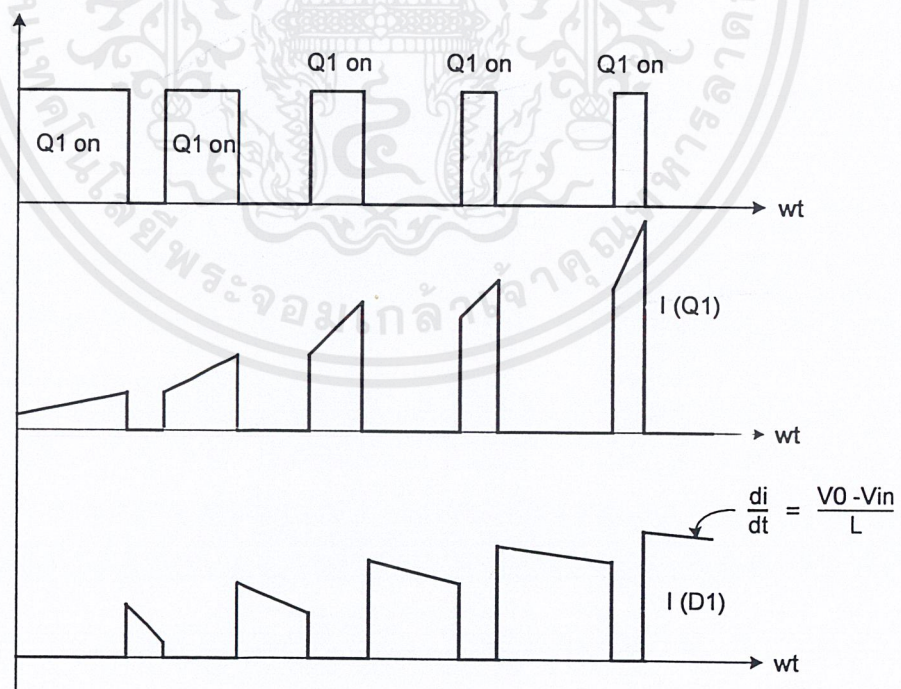
จากรูปที่ 2.22 แรงดันด้านเข้าของวงจร เป็นลักษณะไซน์ ครึ่งคลื่น (V_s) ที่ขณะสวิตช์ นำกระแสระยะหนึ่ง (T_{on}) ตลอดช่วงเวลานี้ รูปคลื่นซายด์ ครึ่งคลื่นจะถูกควบคุมโดยการตรวจจับที่แรงดันด้านออก แล้วทำการป้อนกลับมาทำให้เวลาของช่วงการนำกระแสของสวิตช์ คงค่าให้แรงดันด้านออกคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 รูปคลื่นสัญญาณของแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าของการทำวงจรบูสต์มาใช้ปรับ
ปรุงตัวประกอบกำลัง

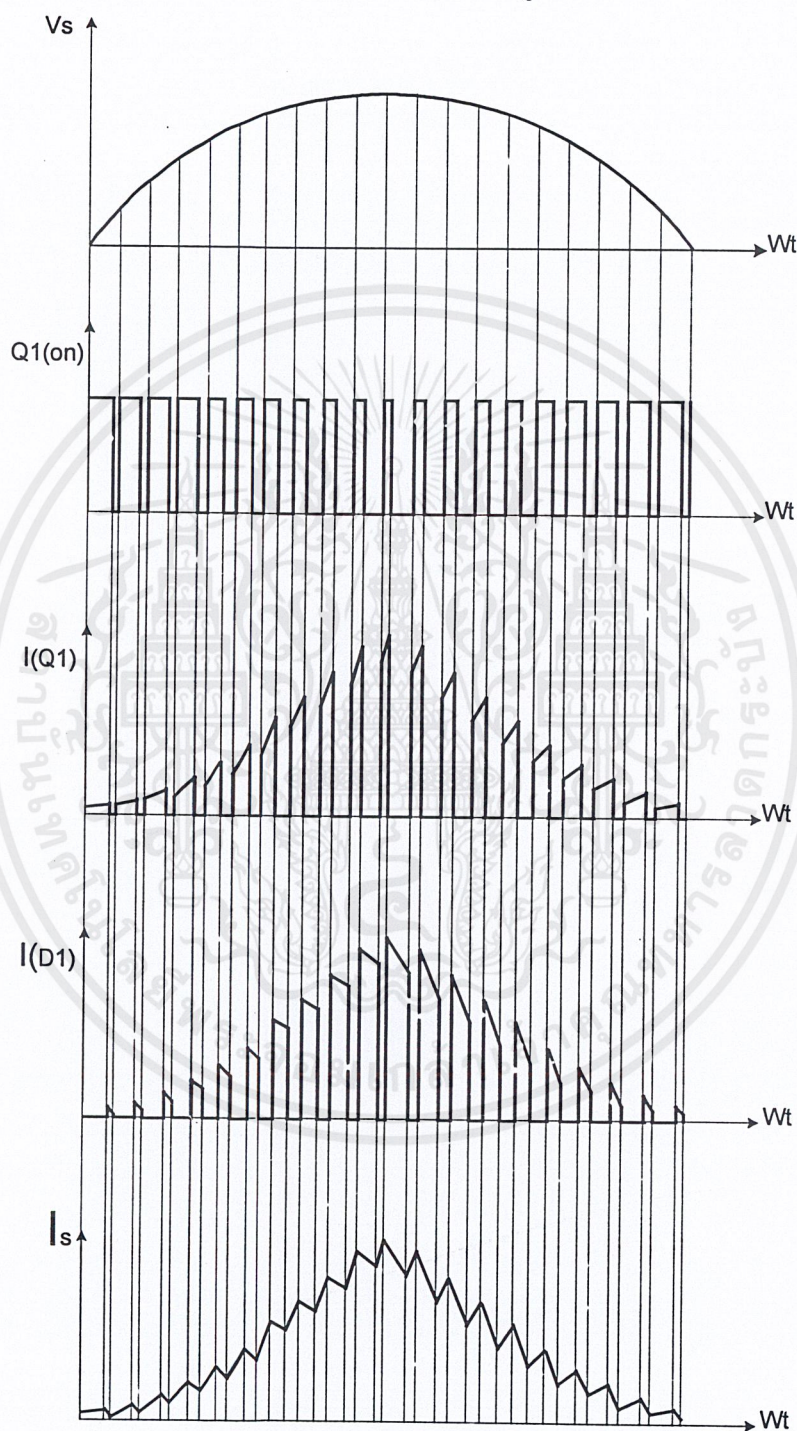
จากรูปที่ 2.23 และสมการที่ (2.49) ในขณะเริ่มต้นที่ ωt ต่ำๆ ค่าแรงดันด้านเข้ายังต่ำอยู่ ดังนั้นต้องทำให้สวิตช์นำกระแสนานๆ หรือ T_{on} นานนั่นเอง เพื่อให้ได้แรงดันออกคงที่ที่ค่าสูงกว่าค่าพีคของแรงดันด้านเข้า หลังจากนั้นแรงดันด้านเข้าที่เป็นซายด์คลื่นก็เริ่มมีค่าสูงขึ้นอีกที่ ωt ต่อมา ซึ่งจะเป็นผลให้ค่าเวลาการนำกระแสของสวิตช์น้อยลง เพื่อให้ได้แรงดันด้านออกคงที่ ดังนั้นการนำกระแสของสวิตช์พิจารณาได้ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 ลักษณะของสัญญาณที่อุปกรณ์ต่าง ๆ ในบูสต์โดยเริ่มจาก ωt ต่ำๆ ไปจนถึงสูงแต่ไม่ถึง
ค่าพีคของซายด์คลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นถ้าลองเปรียบเทียบกับชาวยคมีคลื่นจะได้ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบสัญญาณกระแสที่อุปกรณ์ตัวต่าง กับแรงดันด้านเข้าของวงจรบรูสต์ที่ทำให้กระแสทางเข้าเป็นชานี่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับต่อมาของการปรับปรุงตัวประกอบกำลังหลังจากได้กระแสด้านเข้าเป็นลักษณะไซน์ครึ่งคลื่นแล้วต้องทำให้กระแสด้านเข้าและแรงดันด้านเข้านั้นทับเฟสกัน ทำโดยการมอดูเลชัน (Modulation) ความกว้างของช่วงเวลาในการให้สวิตช์นำกระแส ช่วงที่สวิตช์นำกระแส หาได้โดยการป้อนกลับแบบลบของโวลเตจแอเลอร์แอมพลิไฟเลอร์ (Voltage error amplifier) ระหว่างกระแสด้านเข้าของจริงกับกระแสอ้างอิงที่เป็นไซน์ ความแตกต่างกันระหว่างสองกระแสนี้จะถูกใช้ในการมอดูเลตช่วงการนำกระแสของสวิตช์และบังคับให้ทั้งสองเท่ากันในที่สุด

จะเห็นว่าต้องมีการควบคุมผสมผสานกันระหว่าง ด้านออกของโวลเตจแอเลอร์แอมพลิไฟเลอร์กับเคอร์เรนแอเลอร์แอมพลิไฟเลอร์ (Current error amplifier) ทางเข้า

จากทั้งหมดของการนำวงจรบูสต์มาใช้ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังพอจะเห็นความเป็นไปได้ แล้วส่วนที่ต้องพิจารณาต่อไปคือส่วนวงจรควบคุมที่ทำให้ได้การทำงานออกมาตามเป้าหมาย

2.4.5 การควบคุมการทำงานของวงจรบูสต์

จากวงจรในรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าในส่วนของวงจรควบคุมจะเป็นอิสระจากวงจรกำลัง(ในที่นี้เลือกใช้บูสต์แล้ว) โดยมี วงจรควบคุมกระแสเป็นวงรอบใน (Inner loop) และวงจรควบคุมแรงดันเป็นวงรอบนอก (Outer loop) กระแสในวงรอบใน จะถูกกำหนดตามที่แอเลอร์แอมพลิไฟเลอร์ของแรงดันด้านออกส่งมาและจะขยายโดยวงรอบนอก ดังนั้นวงจรควบคุมจะทำงานแบบระบบควบคุมแบบการควบคุมกระแส โดยมี 2 ข้อยกเว้น คือ

1. วงรอบของการควบคุมเพื่อกำหนดกระแสด้านเข้า มิใช่ด้านออก
2. กระแสที่ถูกกำหนดจะเป็นสัดส่วนกันกับ แรงดันควบคุม (V_{ERR}) แล้วถูกคูณกับรูปคลื่นไซน์ครึ่งคลื่นที่ถูกแบ่งมาจากการเรียกกระแสของแรงดันที่สาย

อย่างไรก็ตามในการออกแบบจะมีการแก้ปัญหาในส่วนของวงจรควบคุมตามแบบพื้นฐานของระบบควบคุม โดยพิจารณาไปตามนี้ว่า

ความต้องการกำลังของภาระต้องไม่เปลี่ยนไปตามค่าแรงดันที่วัดได้ของสาย โดย 2 เหตุผล

1. ต้องคงค่าแรงดันไฟตรงด้านออกให้มีค่าคงที่ ($V_{O(dc)}$)
2. ถ้าแรงดันไฟตรงด้านออกเปลี่ยนแปลงไปค่ากำลังไฟฟ้าต้องคงที่

เนื่องจากเราให้วงจรบูสต์ ทำงานโดยมีประสิทธิภาพสูง ดังนั้น กำลังไฟฟ้าด้านเข้าจากสายต้องไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันวัดได้ทางด้านเข้าของสาย

ดังนั้น ถ้าค่าประสิทธิผลของสายทางด้านเข้าเปลี่ยนแปลง

ก) ค่าวัดได้ของกระแสด้านเข้าต้องแปรผกผันกับค่าประสิทธิผลของแรงดันด้านเข้าเพื่อคงค่ากำลังไฟฟ้าไว้

ข) กระแสด้านเข้าต้องเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดเพื่อให้ได้มาซึ่งค่าตัวประกอบกำลังที่สูง

จากข้อกำหนด ก) และ ข) จะอยู่นอกเหนือจากวงจรควบคุมโดยพื้นฐาน

จึงสรุปได้ว่าข้อกำหนดของการใช้ของวงจร Boost ปรับปรุงตัวประกอบกำลังมีดังนี้

1. แรงดันทางด้านออกของวงจรต้องมีค่าคงที่ตามพิกัดวงจร
2. ค่าของตัวประกอบกำลังต้องมีสูงสุดตามที่ต้องการ
 - ทำให้รูปคลื่นของกระแสทางเข้าเป็นไซน์
 - ทำให้รูปคลื่นของกระแสทางเข้าทับเฟสของแรงดันทางเข้า
3. รักษากำลังไฟฟ้าให้คงที่ แม้ว่าแรงดันทางเข้าจะเปลี่ยนแปลงไป

แรงดันควบคุม มีค่าอยู่กับที่กระแสถูกกำหนดโดยตัวคูณทำให้แปรผันตรงกับแรงดันที่สาย

ทำให้บรรลุความต้องการในข้อ ข) และก่อให้เกิดค่าตัวประกอบกำลังที่ดี อย่างไรก็ตามสำหรับในข้อ ก) กระแสวัดได้ของสายจะแปรผันตรงกับค่าแรงดัน ได้ของสายซึ่งไม่บรรลุในข้อ a)

$P = VI$; แต่ จากข้างต้น IXV

$$P = kV^2 \text{ ได้ } I = kV \quad (2.50)$$

จะเห็นได้ว่าค่าของกำลังไฟฟ้าจะแปรผันตรงกับกำลังสองของแรงดันวัดได้ที่สายนั่นเอง ด้วยเหตุนี้จึงมีความต้องการควบคุม วงรอบปิด โดยแบนวิดท์(Bandwidth) น้อยกว่าสองเท่าของความถี่ที่สาย

จากรูปที่ 2.7 ในข้างต้นถ้ากระทำตามรูปนั้นแล้วจะได้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้าเป็นไซน์ และแรงดันด้านออกจะมีค่าคงที่แล้ว จะเหลือเพียงการทำให้กำลังด้านเข้าคงที่แล้วการทำให้รูปคลื่นไซน์ของกระแสทับเฟสของแรงดันด้านเข้าให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังสูงสุด

การควบคุมให้กำลังด้านเข้า มีหลักการโดยทั่วไปคือถ้าแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปต้องให้กระแสด้านเข้าแปรผกผัน เป็นต้น โดยจะใช้วิธีป้อนตรงแรงดันด้านเข้า (input voltage feed-forward)

อันดับแรกจากรูปที่ 3 ไม่มีการป้อนตรงของแรงดันด้านเข้า แรงดันที่ถูกแบ่งมาจากสาย (V_{sin}) เป็นด้านเข้าสำหรับเข้าตัวคูณและจะเป็นการกำเนิดแรงดันชายน้ครั้งคลื่นจากตัวคูณ จะเป็นตัวกำหนดให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ครั้งคลื่น

$$V_i = k_m V_{sin} \cdot V_{EER} \quad (2.51)$$

แต่

$$V_{sin} = K_{in} V_{in}$$

$$V_i = K_m k_{in} V_{in} V_{EER} \quad (2.52)$$

โดย k_m คือ ค่าเกนของตัวคูณ

k_{in} คือ อัตราส่วนการแบ่งแรงดันด้านเข้า

ถ้ากระแสด้านเข้า (I_{in}) ถูกกำหนดไปตามแรงดันจากตัวคูณ (V_i) และกระแสที่ผ่านตัวต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense}) ถ้าเกนการเปลี่ยนแปลงของ V_i คือ k_i ดังนั้น

$$I_{in} = k_i V_i / R_{sense}$$

$$\text{จาก (20)} \quad I_{in} = k_i V_i \cdot V_{EER} / R_{sense} \quad (2.53) \quad \text{เมื่อ } k_1 = k_i k_{in} k_m$$

$$\text{จาก} \quad P_{chg} = P_{in} = I_{in} V_{in} = k_1 V_{in}^2 V_{EER} / R_{sense} \quad (2.54)$$

$$P_{chg} = k_1 V_{in}^2 (1 - \cos \omega t) V_{EER} / R_{sense} \quad (2.55)$$

$$\frac{P_{chg}}{V_{EER}} = \frac{k_1 V_{in}^2}{R_{sense}} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) เราจะใช้ในการแก้ปัญหาให้กำลังไฟฟ้ามีค่าคงที่เมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลง โดยการใช้แรงดันด้านเข้าป้อนตรงเข้าไป แต่ต้องเป็นค่าประสิทธิผล โดยการหาร

สมการที่ (2.54) ด้วยแรงดันที่เป็นสัดส่วนตรงกับค่าวัดได้ของแรงดันด้านเข้ายกกำลังสอง ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าจะไม่ขึ้นกับแรงดันด้านเข้าอีกต่อไป

จากสมการที่ (2.54) หารอก ได้

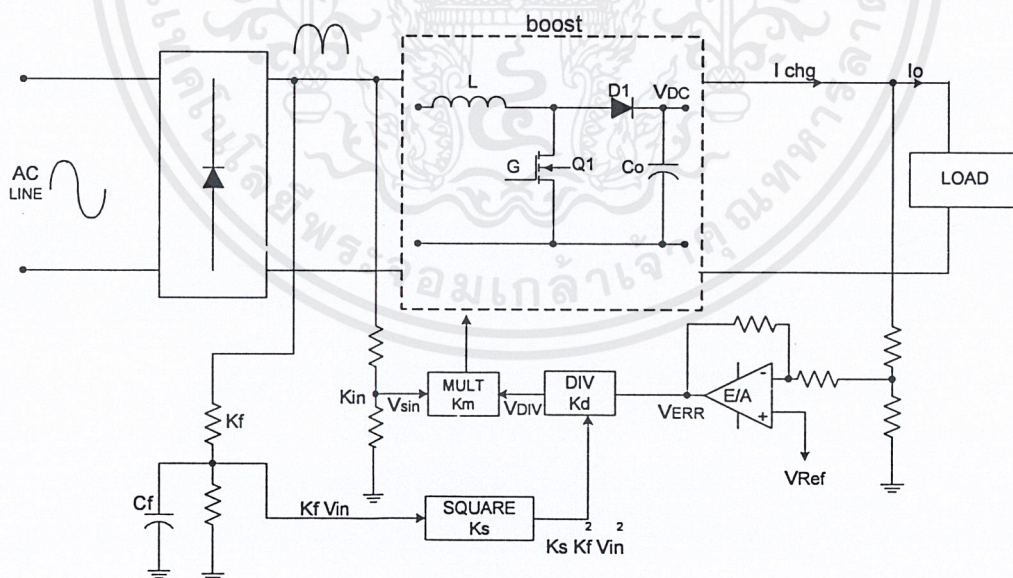
$$P_{\text{chg}} = \left(\frac{k_1 V_{\text{in}}^2 V_{\text{EER}}}{R_{\text{sense}}} \right) \cdot \left(\frac{1}{\frac{K_S K_f^2 V_{\text{in}}^2}{k_d}} \right)$$

$$P_{\text{chg}} = \frac{k_1 k_2 V_{\text{EER}}}{R_{\text{sense}}} \quad (2.57)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \frac{k_d}{(k_s k_f^2 V_{\text{in}}^2)} &= \text{เกรนของตัวหาร} \\ k_2 &= \frac{k_d}{(k_s k_f^2)} \end{aligned}$$

ดังนั้นจากรูปที่ 2.7 จะได้รูปที่ 2.26



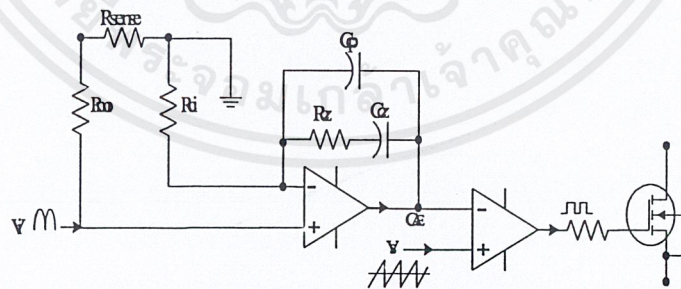
รูปที่ 2.26 การเพิ่มการป้อนตรงเข้าไปเพื่อให้ได้มาซึ่งกำลังด้านเข้าคงที่ ถ้าแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลง

โดยส่วนที่เป็นแรงดันป้อนตรงต้องมีค่าคงที่ตลอดช่วงครึ่งคลื่น โดยจะทำการคงที่ค่าเกรนของตัวหารตลอดครึ่งคลื่นแปรผกผันกับ V_{in}^2 จะทำให้เกรนรวมของวงรอบและแบนวิดซ์เป็นอิสระจากแรงดันด้านเข้า ภายในการป้อนตรงของแรงดันจะมีค่าแรงดันรีปเปิ้ล ที่ความถี่ 120 Hz ซึ่งเป็นตัวหารที่เป็นประสิทธิผลได้แต่ตัวเศษเป็นแรงดันจากการผิดพลาดของการเปรียบเทียบ 120 Hz เช่นกัน จะทำให้กระแสด้านเข้ามีดิสตอร์ชันเพิ่มทำให้ค่าตัวประกอบกำลังลดลง

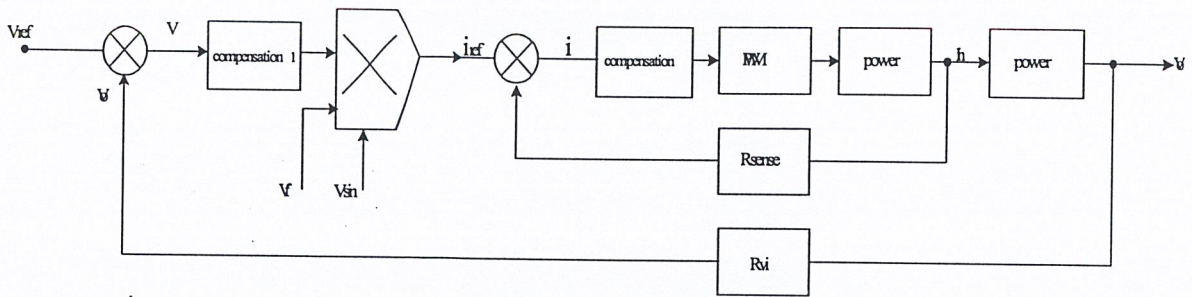
เราจะใช้ตัวเก็บประจุ (Cf) มาทำให้แรงดันด้านเข้าเป็นค่าเฉลี่ยซึ่งเป็นลักษณะการต่อแบบกรองความถี่สูงทำให้ค่าแรงดันรีปเปิ้ลลดลง ถ้าค่าเวลาคงตัว ($C_f R_{divider}$) ต่ำ ค่าตัวประกอบกำลังจะต่ำด้วย ถ้าค่านี้มากจะทำให้แรงดันป้อนตรงมีความช้า ทำให้เกิดโอเวอร์ชูต และอันเดอร์-ชูตของแรงดันไฟตรงด้านออก เมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปเป็นค่ามาก ๆ

2.4.5.1 การทำให้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้าทับเฟสกับแรงดันด้านเข้า

ด้วยวิธีการควบคุมแบบควบคุมกระแส โดยตรวจจับกระแสจากวงจรกำลังเทียบกับกระแสอ้างอิง โดยกระแสอ้างอิงดังกล่าวเทียบมาจากนารูปคลื่นของแรงดันด้านเข้ามาอ้างอิง นำมาคูณกับแอมพลีแอมพลีไฟต์เอชของแรงดันด้านออกกับแรงดันอ้างอิง แล้วหารด้วยค่ากำลังสองของค่าเฉลี่ยแรงดันด้านเข้า แล้วเปรียบเทียบกับกระแสที่ตรวจจับได้จากวงจรในกรณีใช้การตรวจจับจากแรงดันที่มาจากการไหลผ่านของกระแสในวงจรผ่านความต้านทานตรวจจับ (R_{sense}) ค่าผิดพลาดนี้นำมากำหนดการนำกระแสของมอสเฟต ให้ยาวนานเพียงใด จึงสามารถเขียนเป็นวงจรออกมาเป็น



รูปที่ 2.27 การเพิ่มการควบคุมให้รูปคลื่นกระแสทับเฟสกับรูปคลื่นแรงดันทางด้านเข้าของวงจร



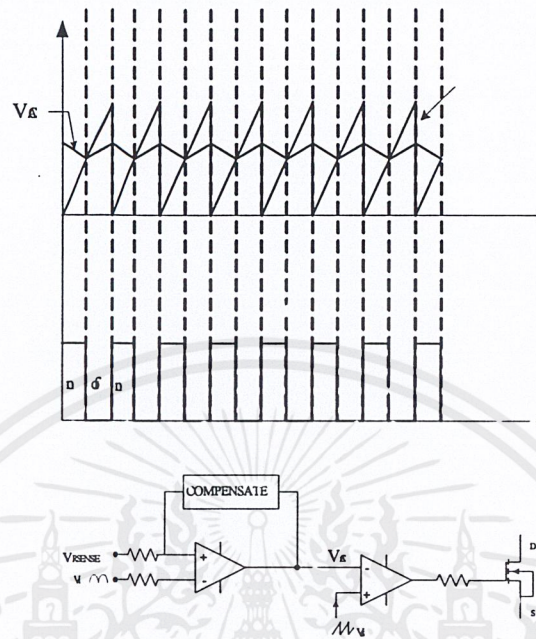
รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของการทำงานรวมของระบบที่ก่อให้เกิดค่าตัวประกอบกำลังสูงสุด

ในการควบคุมแบบควบคุมกระแสมีหลายวิธีที่ใช้ร่วมกับวงจรบูสต์ เพื่อให้ได้มาซึ่งค่าตัวประกอบกำลังที่ดี โดยวิธีดังกล่าวได้แก่ การควบคุมกระแสเฉลี่ย การควบคุมค่าพีคของกระแส การควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีติก และการควบคุมแบบรอตของช่วงการทำงานแบบกระแสต่อเนื่องถึงกระแสไม่ต่อเนื่อง

การควบคุมกระแสที่ใช้ในปริณูณานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วิธี การควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยการควบคุมด้วยวิธีนี้มีคุณสมบัติคือ

1. ความถี่ในการสวิตช์มีค่าคงที่
2. ทำงานกับวงจรบูสต์ที่เป็นแบบกระแสต่อเนื่อง
 - อุปกรณ์มีความเคียดกระแสต่ำ
 - มีค่ากระแสแวกได้ต่ำ
 - มีการกรองอีเอ็มไอน้อย
3. การควบคุมซับซ้อน
 - ต้องมีตัวตรวจจับกระแส
 - ต้องมีตัวคูณในวงจรควบคุม
4. มีสัญญาณรบกวนน้อย
5. ช่วงของการป้อนกลับของไดโอดจะมี ค่าสูญเสียและอีเอ็มไอ

ลักษณะการทำงานของ การควบคุมกระแสแบบกระแสเฉลี่ยเป็น ดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 ลักษณะการทำงานการควบคุมกระแสเฉลี่ย

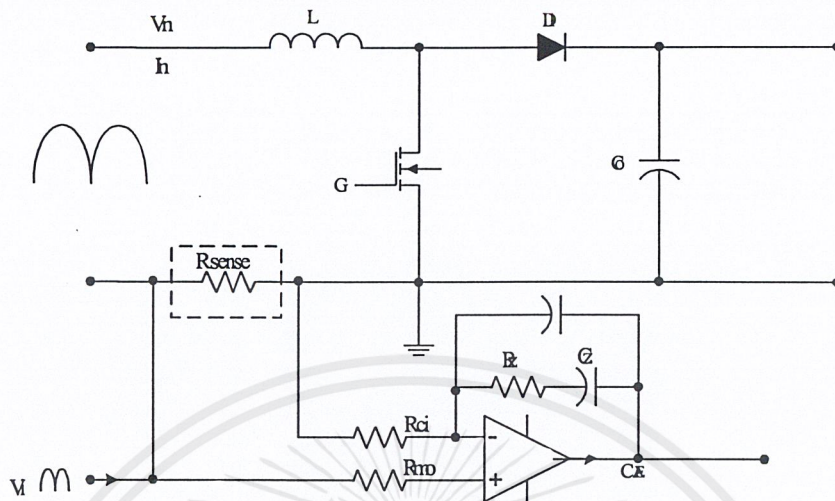
จากรูปที่ 2.29 ผลต่างของการเปรียบเทียบจะออกมาเป็นแรงดันที่ทางออกของเคอร์เรนแอมพลิไฟไเออ (V_{CA}) แล้วนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่เกิดจากพัลส์วิดมอดคูเลท (PWM) อีกที จึงได้สัญญาณที่จะนำไปขับมอสเฟตให้ทำงานอีกทีหนึ่ง

จากทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วสำหรับการควบคุมวงจรสวิตต์ต้องมีการควบคุมหลายอย่างรวมเข้าด้วยกันดังนั้น การควบคุมจึงต้องใช้วงจรรวม (IC) ที่มีคุณสมบัติที่จะสามารถทำการควบคุมได้ทั้งหมดในปริยญาณิพจน์นี้จะใช้วงจรรวม เบอร์ UC3854N มาเป็นวงจรรวมในการควบคุม ดังนั้นเราต้องออกแบบอุปกรณ์ให้เข้ากับวงจรรวมเบอร์นี้

โดยขาต่างๆ มีหน้าที่ใช้งานต่างกันดังนี้

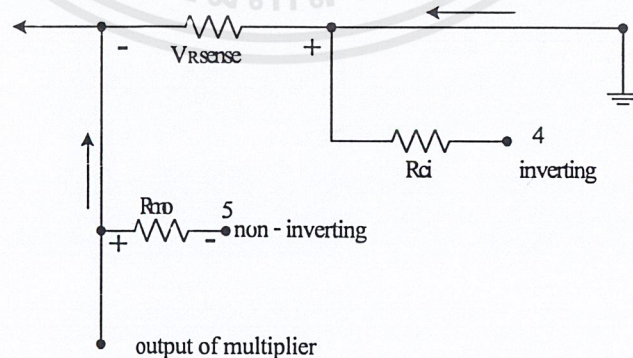
- ขา 1 กราวด์ (GND)
- ขา 2 จำกัดกระแสสูงสุดของการทำงานของ Boost (LMT)
- ขา 3 แรงดันด้านออกของเคอร์เรนแอมพลิไฟไเออ (V_{CEA})
- ขา 4 ทางขาของกระแสที่ถูกตรวจจับมาจากวงจร (I_{sense})
- ขา 5 ทางออกของตัวคูณ (I_{mo})
- ขา 6 ทางเข้าของตัวคูณ (กระแสอ้างอิง (I_{ac}))
- ขา 7 แรงดันด้านออกของโวลเตจเอเลอ์แอมพลิไฟไเออ (V_{VEA})
- ขา 8 ทางเข้าของตัวคูณ (แรงดันทางเข้าป้อนตรง (V_{ff}))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



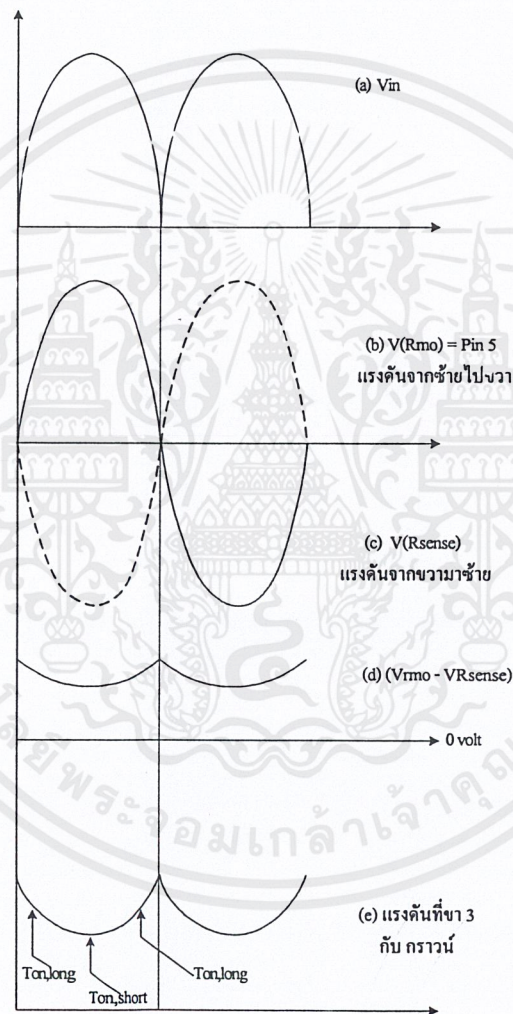
รูปที่ 2.31 ตำแหน่งของความต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense})

เหตุที่เลือกใช้วิธี ความต้านทาน คือ กระแสทางเข้าตรวจจับมีค่าไม่มากดังนั้นจึงไม่เกิดพลังงานสูญเสียในความต้านทานมากนัก โดยตัวต้านทานตรวจจับกระแสจะต่อที่ขา 4 และกราวด์ ด้วยเช่นกันซึ่งขา 4 คือ ด้านเข้าของเคอร์เรนแอมพลิฟายเออร์ โดยผ่านตัวต้านทาน R_{ci} โดยตัวเปรียบเทียบค่าผิดพลาดกระแสจะมีลักษณะเป็นตัวอินทิเกรตที่ความถี่ต่ำ สำหรับการควบคุมแบบการควบคุมกระแสเฉลี่ย ดังนั้นค่าแรงดันเฉลี่ยที่ขา นอนอินเวสติง ด้านเข้าของเคอร์เรนแอมพลิฟายเออร์ ต้องเป็นศูนย์ โดยขานอนอินเวสติง จะถูกรวมเข้ากับรอยต่อของวงรอบของการควบคุมกระแสและบวกกับกระแสด้านออกของตัวคูณกับกระแสของตัวต้านทานตรวจจับกระแส



รูปที่ 2.32 ลักษณะการต่อของตัวต้านทานตรวจจับกระแส

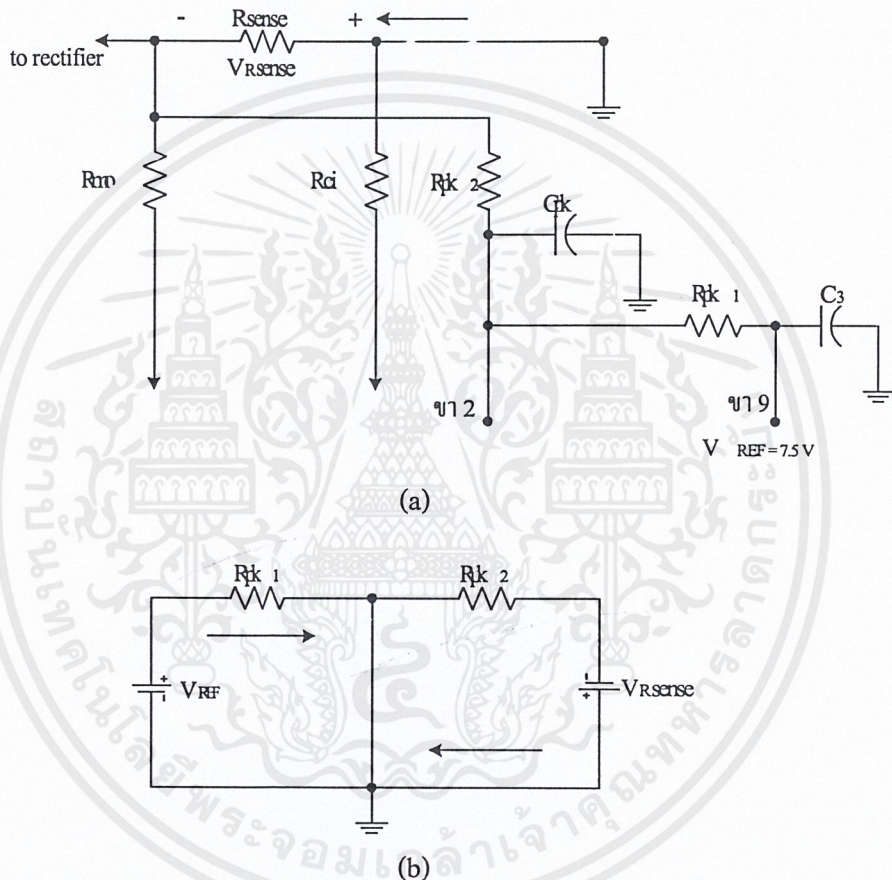
จากรูปที่ 2.32 ลักษณะการต่อของตัวต้านทานตรวจจับกระแสกับ นอนอินเวรตติงของ แรงดันที่ขาอินเวรตติงของเคอร์เรนแอมเพลิไฟไเออร์จะเล็กน้อยมากที่ความถี่ต่ำเพราะค่า เกรนที่ความถี่ต่ำจะสูง และค่าเกรนที่ความถี่สูงจะมีค่าต่ำดังนั้นค่าแรงดันที่ความถี่สูงจะแสดงออก มา แต่แรงดันเฉลี่ยที่ขา 4 ต้องเป็นศูนย์เพราะต่อกับ R_{ci} และกราวน์แรงดันที่ตกคร่อมตัวความต้าน ทานตรวจจับกระแสต้องมีค่ามากพอที่จะไม่ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน และต้องไม่มากจนทำให้ เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสีย



รูปที่ 2.33 สัญญาณที่สัมพันธ์กันกับความต้านทานตรวจจับกระแส

2.4.5.3 การจำกัดค่าพีคของกระแส (Peak Current Limit)

การจำกัดค่ายอดของกระแสใน UC3854N จะหยุดทำงานเมื่อกระแสเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใดเกิดค่าสูงสุด และจะทำงานเมื่อสัญญาณที่ขา 2 ถูกดึงลงมาต่ำกว่าราวน์ โดยค่ากระแสที่จะจำกัดจะถูกกำหนดโดยแบ่งแรงดันจากแรงดันอ้างอิง ต่อกระแสที่ผ่านความต้านทานจำกัดกระแส ดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 ลักษณะการต่อของการจำกัดค่ายอดของกระแส

แรงดันที่ขา 2 เป็นศูนย์ หรือไม่มีกระแสไหลเข้าขา 2

ดังนั้น

$$I_{Rpk1} - I_{Rpk2} = 0$$

$$I_{Rpk1} = I_{Rpk2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{REF}}{R_{pk1}} = \frac{V_{RSENSE}}{R_{pk2}}$$

$$R_{pk2} = \frac{V_{RSENSE}}{V_{REF}} \times R_{pk1} \quad (2.58)$$

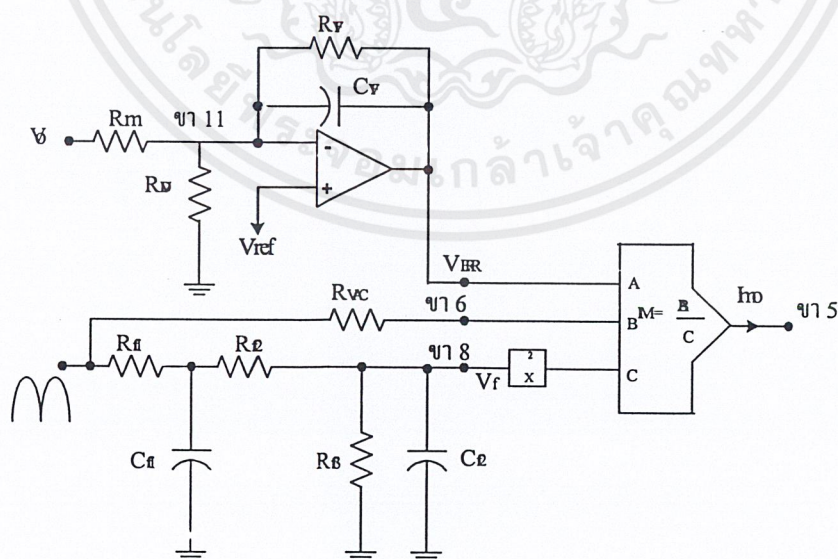
ส่วนตัวเก็บประจุ C_{pk} จะมีค่าความจุน้อยเพื่อจำกัดสัญญาณรบกวน เมื่อทำงานที่แรงดันทางเข้าของลายมีค่าต่ำ

2.4.5.4 การจัดเตรียมตัวคูณ (Multiplier setup)

ตัวคูณและตัวหารหลักใหญ่ ในการควบคุมให้ได้ตัวประกอบกำลังค่าสูงๆ ด้านออกของตัวคูณเป็นตัวกำหนดกระแสของวงจรการควบคุม กระแสด้านเข้าของสายให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังที่ดี โดยด้านออกของตัวคูณจะเป็นกระแสอ้างอิงของกระแสด้านเข้าของสาย

การออกแบบต้องออกแบบจากด้านเข้าของตัวคูณต่างจาก การออกแบบทั่วไปที่ออกแบบจากทางด้านออก ซึ่งด้านเข้าของตัวคูณมีทั้งหมด 3 สัญญาณคือ

- ขา 6 กระแสอ้างอิงที่ได้จากการนำแรงดันทางด้านเข้าของสายมาเทียบ (I_{ac})
- ขา 8 แรงดันป้อนตรงจากทางด้านเข้าของวงจร (V_{ff})
- ขา 7 ค่าผิดพลาดของแรงดันด้านออกของวงจร (V_{ERR})
- ขา 5 คือด้านออกของตัวคูณในรูปของกระแส (I_{mo})



รูปที่ 2.35 แสดงด้านเข้าที่ขาต่างๆของตัวคูณ

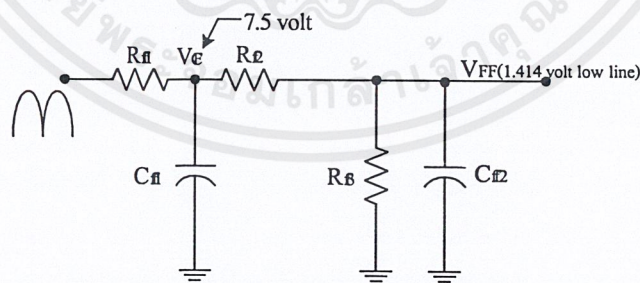
จากรูปที่ 31 ถ้า K_m คือ เกรนของตัวคูณที่ค่าคงที่เป็น 1 จะได้

$$I_{mo} = \frac{K_m}{V_{ff}^2} \times I_{ac} \times (V_{ERR} - 1) \quad (2.59)$$

แรงดันป้อนตรง (feed forward) เป็นด้านเข้าของวงจรกำลังสอง โดยวงจรยกกำลังสองจะทำงานที่ย่าน 1.4-4.5 โวลต์ โดยภายใน UC3854N จะมีตัวคงค่าไว้ไม่เกิน 4.5 โวลต์ แรงดันป้อนตรงเป็นแรงดันที่ถูกแบ่งมาจากแรงดันด้านเข้าของวงจร โดยผ่านความต้านทาน 3 ตัวคือ $R_{ff1}, R_{ff2}, R_{ff3}$ และตัวเก็บประจุ 2 ตัวคือ C_{ff1} และ C_{ff2} โดยมันเป็นตัวกรองประเภทความถี่ต่ำโดยทำการกรองถึง 2 ครั้งด้วยกันเป็นกรองอันดับสอง เพื่อให้ได้มาซึ่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของแรงดันป้อนตรง ที่แปรผันตรงกับค่าเฉลี่ยของแรงดันด้านเข้าของวงจร (ครึ่งคลื่น)

$$V_{in(av)} = 0.9V_{in(rms)}$$

ค่าแรงดันป้อนตรงจะเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสองสถานะ ที่ค่าแรงดันด้านเข้าของสายสูง แรงดันป้อนตรงไม่ควรเกิน 4.5 โวลต์ แต่ถ้าแรงดันด้านเข้าของสายต่ำแรงดันป้อนตรงควรมีค่าเป็น 1.414 โวลต์ ส่วนที่แรงดัน V_{ffc} ควรมีค่า 7.5 โวลต์ โดยค่าที่กำหนดทั้งหมดเป็นค่าที่เหมาะสมกับการทำงานของ UC3854N การออกแบบให้กำหนดแรงดันป้อนตรงเป็น 1.414 โวลต์ ที่ค่าต่ำสุดของย่านการทำงานตามพิกัดของวงจร



รูปที่ 2.36 ลักษณะการต่อแรงดันป้อนกลับตรง

จากรูปจะได้

$$V_{ff} = 1.414 = \frac{V_{in(av)min} \times R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (2.60)$$

$$V_{fc} = 7.5 = \frac{V_{in(av)min} \times (R_{ff3} + R_{ff2})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (2.61)$$

จากรูปที่ 2.36 พิจารณาในเชิงความถี่

$$\begin{aligned} V_{ff(s)} &= V_{fc(s)} \left[\frac{\left(\frac{R_{ff3}}{C_{ff2}s} \right)}{R_{ff2} + R_{ff3} + \frac{1}{C_{ff2}s}} \right] \\ &= V_{fc(s)} \left[\frac{R_{ff3}}{C_{ff2}(R_{ff2} + R_{ff3})s + 1} \right] \end{aligned} \quad (2.62)$$

$$\begin{aligned} V_{fc(s)} &= \frac{V_{in(s)} \left(\frac{1}{C_{ff1}s} \right)}{\left(R_{ff1} + \frac{1}{C_{ff1}s} \right)} \\ V_{f(s)} &= \frac{V_{in(s)}}{R_{ff1}C_{ff1}s + 1} \end{aligned} \quad (2.63)$$

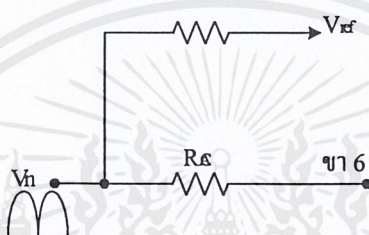
$$V_{ff(s)} = \left(\frac{V_{in(s)}}{R_{ff1}C_{ff1}s + 1} \right) \left[\frac{R_{ff2}}{C_{ff2}(R_{ff2} + R_{ff3})s + 1} \right]$$

$$\frac{V_{ff(s)}}{V_{in(s)}} = \left[\frac{R_{ff3}}{(R_{ff1}C_{ff1}s + 1)(C_{ff2}(R_{ff2} + R_{ff3})s + 1)} \right] \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการพิจารณาเชิงความถี่จะเห็นได้ว่าเป็นสมการอันดับสองนั่นเองเป็นวงจรกรองความถี่สูงออกซึ่งจะมีความไวในการทำงานกว่าการใช้วงจรกรองความถี่อันดับหนึ่ง

- แรงดันด้านออกของค่าผิดพลาดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออก (V_{ERR}) ใน UC3854N ถูกคงค่าไว้ที่ 5.6 โวลต์ การป้อนกลับแรงดันทำให้ กำลังไฟฟ้านำเข้าที่ถ้าแรงดัน V_{ERR} คงที่โดยไม่คำนึงถึงแรงดันด้านเข้าว่าจะเปลี่ยนแปลงดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ขั้วดันปกติค่าแรงดัน V_{ERR} จะกำหนดไว้ที่ค่าต่ำสุดของแรงดันป้อนตรง 1.414 โวลต์
- กระแสอ้างอิงเทียบมาจากแรงดันด้านเข้าของวงจร



รูปที่ 2.37 การต่อ R_{ac} เข้ากับขา 6 เป็นด้านเข้าด้านหนึ่งในสามของตัวคูณ

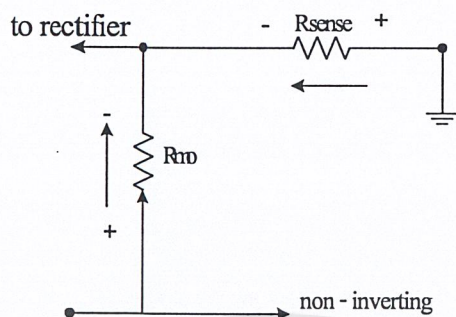
เป็นส่วนที่นำแรงดันด้านเข้าของวงจรมาเข้าตัวคูณโดยผ่านความต้านทาน R_{ac} ตัวคูณจะทำงานเป็นเชิงเส้นมากที่กระแสค่านี้สูงๆแต่สูงสุดที่ 0.6 มิลลิแอมป์ ที่ค่าของแรงดันอินพุทของวงจร และ แรงดันที่ ขา 6 ของ UC3845N คือแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 0.6 โวลต์

$$0.6 \times 10^{-3} = \frac{\sqrt{2}V_{in(max)}}{R_{vac}} \quad (2.65)$$

ตัวต้านทาน R_{B1} ถูกต่อจากแรงดันอ้างอิงมาขา 6 เพื่อจะสร้างกระแสไบอัสค่าน้อยๆตามที่ต้องการ โดย

$$R_{B1} = \frac{R_{vac}}{4} \quad (2.66)$$

เมื่อหาค่าของ R_{vac} แล้วทางด้านเข้าของตัวคูณได้ทำการออกแบบครบทุกตัวแล้ว ทางด้านออกของตัวคูณจะต่ออยู่กับ วงจรค่าผิดพลาดของกระแสและต่ออยู่กับความต้านทาน R_{mo} ดังรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 ลักษณะการต่อความต้านทานทางออกตัวคูณ (R_{mo})

ในการหาค่า R_{mo} นั้นตามหลักการได้กล่าวมาแล้วว่าแรงดันตกคร่อม R_{mo} กับ R_{sense} ต้องมีค่าเท่ากัน โดยคิดที่ แรงดันสายทางเข้าค่าต่ำ ได้ว่า

$$R_{mo} = \frac{V_{rs(pk)} \times 1.12}{2 \times I_{ac(min)}} \quad (2.67)$$

โดย

$$I_{ac(min)} = \frac{V_{in(pk)min}}{R_{VAC}} \quad (2.68)$$

และที่ขา 12 มีตัวต้านทาน 1 ตัวเป็นตัวกำหนดค่าเวลาในการชาร์จของกระแสออสซิลเลทของตัวกำเนิดออสซิลเลท ตามคู่มือผู้ผลิต

$$R_{set} = \frac{3.75}{2 \times I_{ac(min)}} \quad (2.69)$$

2.4.5.5 ความถี่ของตัวกำเนิดออสซิลเลท (Oscillate Frequency)

กระแสซาร์ทของตัวกำเนิด ออสซิลเลท (I_{set}) และความถี่ของตัวกำเนิดออสซิลเลทจะถูกกำหนดโดยค่าเวลาของตัวเก็บประจุและกระแสซาร์ทซึ่งเป็นสมการตามคู่มือผู้ผลิตของ UC3854N

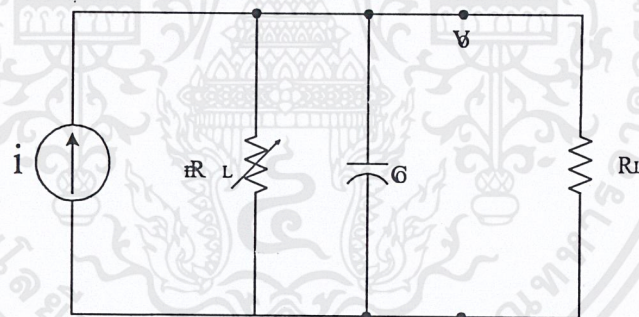
$$\text{โดย} \quad C_t = \frac{1.25}{R_{set} \times f_s} \quad (2.70)$$

2.4.5.6 การชดเชยค่าผิดพลาดของแรงดันด้านออก (Voltage Error Amplifier Compensation)

วงรอบของการควบคุมแรงดันต้องมีการชดเชยเพื่อให้มีเสถียรภาพ เพราะ แบนวิดท์ วงรอบนี้จะน้อยเมื่อเทียบกับความถี่ในการสวิตช์ ซึ่งจะเป็นการช่วยใช้คิสเตอร์ชันด้านเข้ามีค่าน้อยที่สุด แบนวิดท์ของวงรอบต้องมีค่าต่ำพอ ต่อฮาร์โมนิกอันดับที่สองของความถี่สายที่ต่ำเพราะถูกตัวเก็บประจุ ทางออกของวงจรกระทำ แล้วนำทางออกของการชดเชยไปปรับแต่งกระแสด้านเข้าของวงจร ซึ่งเล็กมากอีกทีหนึ่ง โดยวงรอบนี้ต้องมีการเลื่อนเฟสที่เพียงพอที่ทำให้เกิดการปรับแต่งค่าการนำกระแสของมอสเฟตเพื่อให้กระแสทางเข้ามีรูปร่างเป็นไซน์จะได้มีค่าตัวประกอบกำลังที่สูง

การออกแบบความถี่ต่ำ จะประกอบด้วย วงจรกำลังและวงรอบควบคุม

- รูปแบบการวิเคราะห์ห้วงจรกำลังโดยใช้สัญญาณขนาดเล็ก (Small signal Modal)



รูปที่ 2.39 Outer Small Signal Model

ในการควบคุมวงรอบของแรงดันจะควบคุมที่ความถี่ต่ำกว่า สองเท่าของความถี่สาย ดังนั้นจึงไม่คิดความต้านทานในตัวเก็บประจุ (ESR) และจะเกิดเป็นซีโรด้านขวามีของระนาบความถี่ (S- plane) เมื่อความถี่ต่ำกว่าความถี่สวิตช์มากจะไม่นำมาคิด

จากรูป 2.39 แหล่งจ่ายกระแสที่ต่อขนานกับตัวต้านทาน ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายภายใน (r) โดยปกติจะมีค่าเท่ากับ ภาระทางไฟตรง (R_L) หรือ r เปลี่ยนเมื่อ R_L เปลี่ยนนั่นเอง ในการคงค่ากำลังไฟฟ้ที่ภาระไฟฟ้การคงค่ากำลังไฟฟ้ที่ภาระมีการติดค่าลบของความต้านทานไฟฟ้กระแสกลับเท่ากับภาระความต้านทานไฟฟ้กระแสตรง ($r_L = -R_L$) ที่ความถี่สูง ๆ r_L จะมีค่าเป็นอนันต์และตัวเก็บประจุจะประมาณเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงเหลืออยู่ตาม รูปที่ 2.39 จากนั้นทำการหาค่าเกรนของมัน โดย

$$V_{DC} = \frac{i_{chg}}{j\omega C_o} \quad (2.71)$$

$$= \frac{P_{chg}}{j\omega C_o V_o}$$

จาก

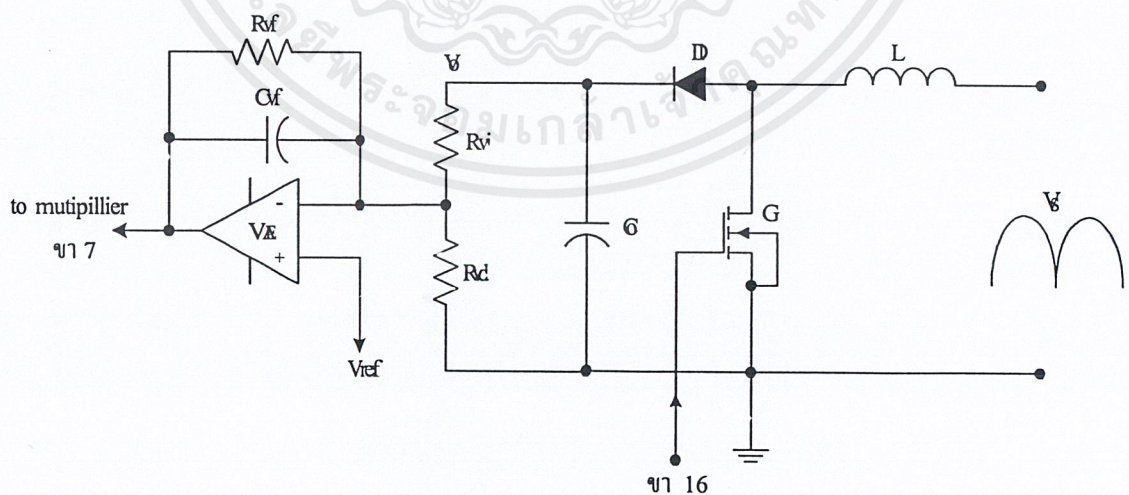
$$P_{chg} = \frac{K_1 V_{in}^2 V_{ERR}}{R_{sense}}$$

$$\frac{V_{DC}}{V_{ERR}} = \frac{K_1 V_{in}^2}{j\omega C_o V_o R_{sense}} \quad (2.72)$$

$$= \frac{K_1 K_2}{j\omega C_o V_o R_{sense}} ; K_2 = V_{in}^2$$

จากรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอน เห็นว่าจะอยู่ในรูปของตัวอินทิเกรต และมีคุณสมบัติของเกรนเป็นครั้งที่ 20 db/decade ไปเรื่อย ๆ ถ้าทำการป้อนกลับเป็นวงรอบปิดจะทำให้เกิดเสถียรภาพที่เกรนครั้งที่

ลำดับชั้นการออกแบบ



รูปที่ 2.40 แสดงการต่อเปรียบเทียบและชดเชยหาค่าผิดพลาดของแรงดันด้านออก

1. คำนวณหาแรงดันรีเปิดด้านออกโดยความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{in(av)} = P_{chg(av)}$$

$$I_{chg(pk)} = \frac{P_{in(av)}}{V_o}$$

$$V_{o(pk)} = I_{chg(pk)} X_c$$

$$V_{o(pk)} = \frac{P_{in(av)} X_c}{V_o} \quad (2.73)$$

2. เลือกว่ากระแสต่อชั้นด้านเข้าจะถูกเพิ่มขึ้นเท่าไรโดยส่วนป้อนกลับ การทำให้ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 ลดลงต่ำกว่า 3 เปอร์เซ็นต์ ต้องมีส่วนที่ทำให้เกิดโดยจากการป้อนกลับแรงดันซึ่งจะถูกจำกัดไว้ที่ 0.75 เปอร์เซ็นต์ (โดยอีก 1.5 เปอร์เซ็นต์ จะมาจากแรงดันป้อนตรง อีก 0.75 เปอร์เซ็นต์ มาจากแหล่งอื่นของดิสตอร์ชันด้านเข้า) โดยที่ 0.75 เปอร์เซ็นต์ ของฮาร์มอนิกอันดับที่สามจะถูกก่อกำเนิดจาก 1.5 เปอร์เซ็นต์ของฮาร์มอนิกอันดับที่สองของด้านออกของโวลเตจแอมพลีไฟเออร์ หมายถึงที่ค่าของสองเท่าความถี่สายคาร์ิปเปิล ที่ด้านออกขณะภาระเต็มพิกัด จะมีค่า 1.5 เปอร์เซ็นต์ ระดับ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง VERR (5 โวลต์ – 1 โวลต์)

$$V_{ERR(pk)} = \text{percentage of ripple} \times V_{VERR} \quad (2.74)$$

3. จากผลของข้อที่ 1 และ 2 จะทำการหาค่าเกรนของ VEA ที่ 2 เท่าความถี่ของสาย

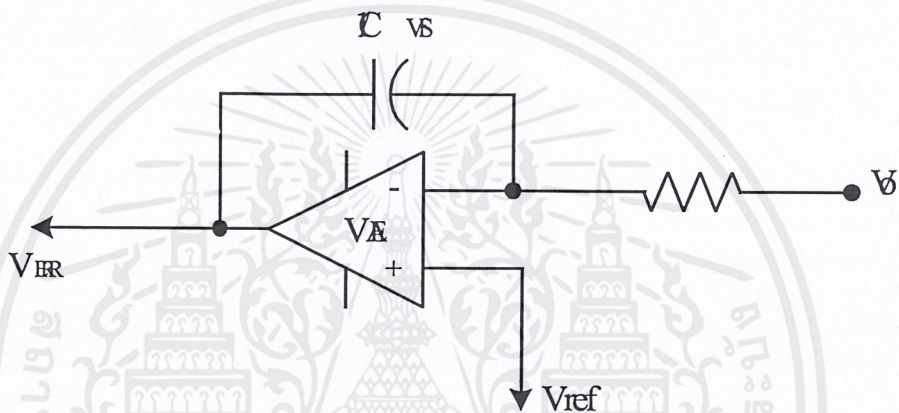
$$G_{VEA} = \frac{V_{VEA(pk)}}{V_{o(pk)}} \quad (2.75)$$

4. เลือกค่าความต้านทานทางด้านเข้าของ VAE จากรูปที่ 35 การเลือกทำค่าน้อยเกินไปจะทำให้เกิดกำลังสูญเสียในความต้านทานตัวนี้ได้แต่ถ้าใหญ่เกินไปกระแสที่ไปสู่ออปแอมป์จะมีค่าผิดพลาด

5. คำนวณค่าของ C_{vf} โดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของโวลเตจแอมพลีไฟเออร์ ซึ่ง

ยังไม่รวม R_{vf} เข้าไปเพราะต้องการให้การทำงานเป็นตัวอินทิเกรต โดยจะทำงานที่ความถี่สองเท่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของความถี่สาย ตัวต้านทานแบ่งแรงดัน R_{vd} และมีค่าที่ไม่ส่งผลกระทบที่ความถี่สองเท่าความถี่สายนี้ ดังนั้นวงจรจากรูป 2.40 สามารถพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 วงจรเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอน

$$\begin{aligned}
 G_{VEA} &= \frac{V_{ERR}}{V_o} \\
 &= \frac{-1}{R_{vi}C_{vf}S} \\
 &= \frac{-1}{j\omega R_{vi}C_{vf}} \times \frac{j}{j}
 \end{aligned}$$

$$G_{VEA} = \frac{j}{2\pi(2f_L)R_{vi}C_{vf}}$$

$$20\log|G_{VEA}| = 20\log \frac{1}{2\pi(2f_L)R_{vi}C_{vf}}$$

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi(2f_L)R_{vi}|G_{VEA}|} \quad (2.76)$$

6. คำนวณค่า G_{VAE} และเกรนของวงจรกำลังด้วยเพื่อนำมาพล็อต

$$\begin{aligned}
 G_{VEA} &= \frac{V_{ERR}}{V_o} \\
 &= \frac{-1}{j\omega R_{vi}C_{vf}} \quad (2.77)
 \end{aligned}$$

$$20\log|G_{VEA}| = -20\log \omega R_{vi}C_{vf} = 0$$

$$\omega_{VEA} R_{vi} C_{vf} = 1$$

$$\omega_{VEA} = \frac{1}{R_{vi}C_{vf}}$$

$$2\pi f_{VEA} = \frac{1}{R_{vi}C_{vf}}$$

$$f_{VEA} = \frac{1}{2\pi R_{vi}C_{vf}} \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าเกนของวงจรกำลัง

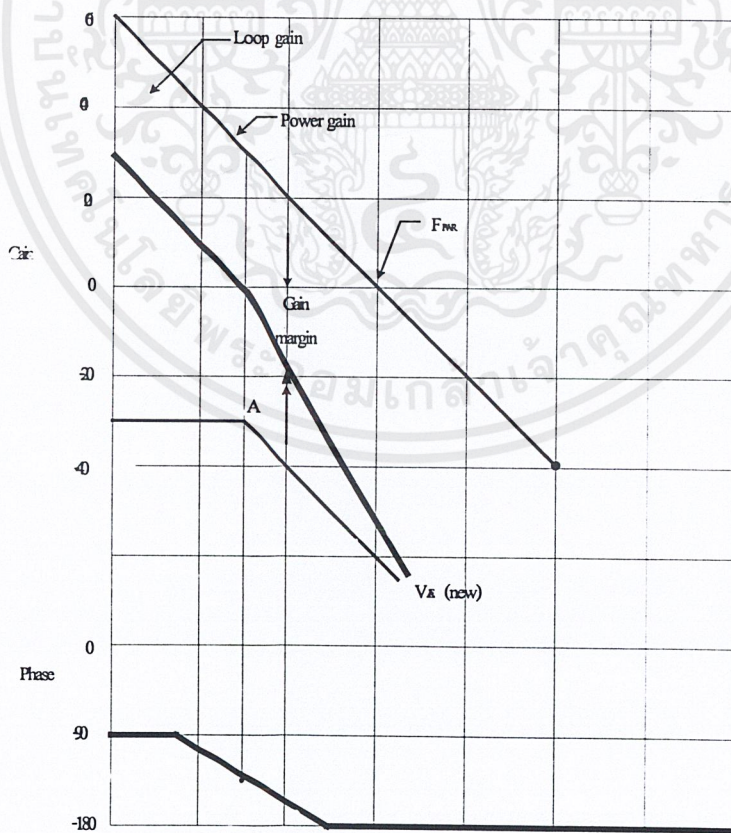
$$G_{PWR} = \frac{V_{o(pk)}}{V_{VERR(pk)}}$$

$$= \frac{P_{in(av)}(-jX_{C_o})}{V_o V_{VERR}} \quad (2.79)$$

$$20 \log |G_{PWR}| = -20 \log \left| \frac{V_o V_{VERR} \omega C_o}{P_{in(av)}} \right|$$

$$\omega_{PWR} = \frac{P_{in(av)}}{V_o V_{VERR} C_o}$$

$$f_{PWR} = \frac{P_{in(av)}}{2\pi V_o V_{VERR} C_o} \quad (2.80)$$



รูปที่ 2.42 แสดงโบด plot ของการชดเชยในวงรอบของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.42 เมื่อทำการรวมให้เป็นวงรอบรวมของการควบคุมพบว่าระบบไม่มีเสถียรภาพ ต้องมีการชดเชยให้ระบบมีเสถียรภาพ โดยการหาอุปกรณ์มาเพิ่มที่โวลเตจแอมพลิไฟไฟ์เออ ทำโดยการเพิ่มความต้านทาน R_{vf} เข้าไปที่ตัวเก็บประจุ C_{vf} จะทำให้เกิดโพลเปลี่ยนที่ได้

$$\begin{aligned} \frac{V_{ERR}}{V_o} &= \frac{\frac{\frac{R_{vf}}{C_{vf}S}}{R_{vf} + \frac{1}{C_{vf}S}}}{R_{vi}} \\ &= \frac{\frac{R_{vf}}{R_{vf}C_{vf}S + 1}}{R_{vi}} \\ \frac{V_{ERR}}{V_o} &= \frac{R_{vf}}{R_{vi}(R_{vf}C_{vf}S + 1)} \end{aligned} \quad (2.81)$$

และทำให้เฟสของมันเปลี่ยนแปลงเราต้องการเฟสที่ 45 องศา จะอยู่ที่จุด Cross Over frequency (f_{cv}) พอดี ดังนั้น

$$G_{PWR} G_{VEA} = 1 \quad (2.82)$$

7. หาค่าของ R_{vf} ที่ทำให้ตำแหน่งโพลวางที่ f_c พอดีจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพจากสมการ (1.24)

$$-20 \log C_{vf} R_{vf} \omega_{cv} = 0$$

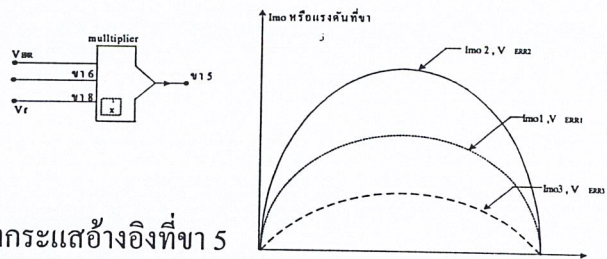
$$\omega_{cv} = \frac{1}{C_{vf} R_{vf}}$$

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi C_{vf} \omega_{cv}}$$

(2.83)

จากการเพิ่มความดันทาน R_{vf} เข้ามาจะทำให้กราฟของโวลเตจแอมพลีไฟด์เออ
จากเดิมเปลี่ยนแปลงจากจุด A ด้วยทำให้เฟสเปลี่ยนด้วยเพียงแค่ว่ากำหนดจุด A ให้วางที่ f_c ระบบ
ก็จะมีเสถียรภาพแล้ว

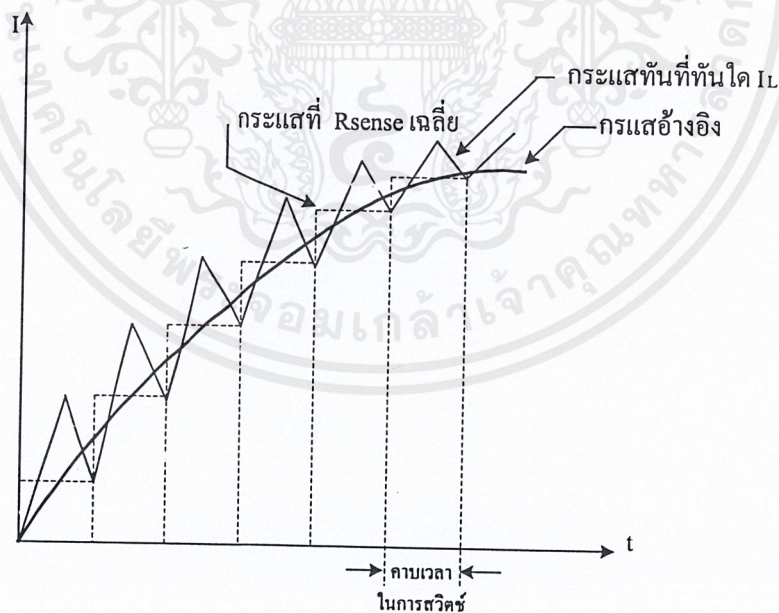
2.4.5.7 การชดเชยค่าผิดพลาดของกระแสไฟฟ้าด้านเข้า (Current error Amplifier Compensation)



รูปที่ 2.44 แสดงลักษณะการทำงานของกระแสอ้างอิงที่ขา 5

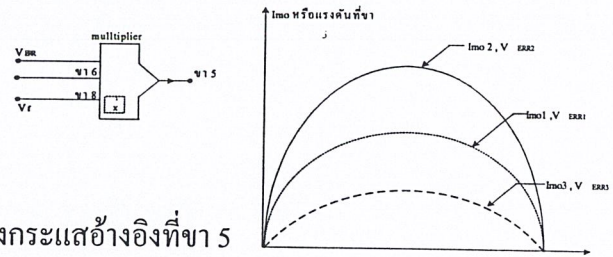
กระแสในสายจะถูกทำเป็นรูปคลื่นไซน์การตรวจจับแรงดันตกคร่อมความต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense}) ซึ่งจะมีค่าเท่ากันแต่ต่างกันที่ทิศทางกับแรงดันที่ขา 5 (V_{rms}) การที่มีค่าเท่ากันมาจากการกำหนดจากการออกแบบข้างต้น

ขณะนี้กระแสที่ไหลผ่าน R_{sense} จะถูกเฉลี่ยเกินหนึ่งคาบการสวิตช์ มีค่าเท่ากับกระแสทางเข้าของสายเฉลี่ยเกินเช่นกัน ดังนั้น เป็นผลให้กระแสของสายเป็นผลรวมของกระแสจากมอสเฟต และกระแสไดโอด ขณะมอสเฟต หยุดนำกระแส



รูปที่ 2.45 ลักษณะกระแสที่ถูกเฉลี่ย

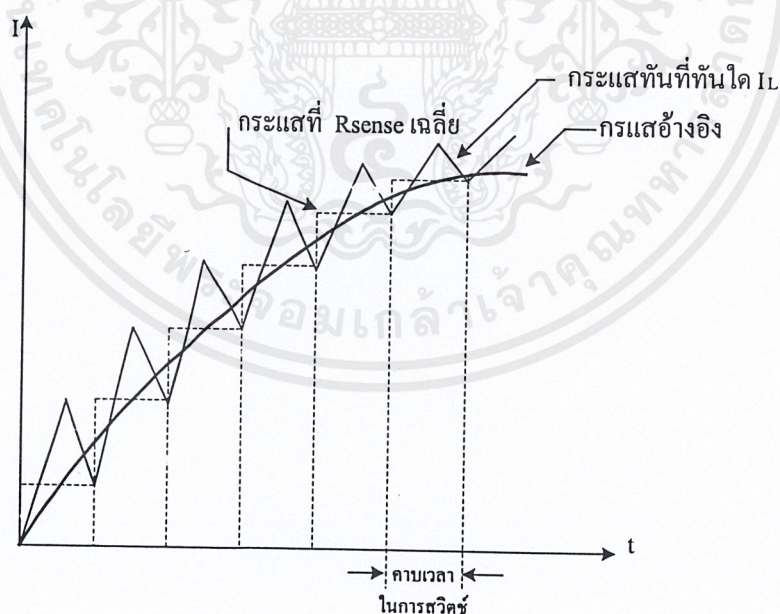
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.44 แสดงลักษณะการทำงานของกระแสอ้างอิงที่ขา 5

กระแสในสายจะถูกทำเป็นรูปคลื่นไซน์การตรวจจับแรงดันตกคร่อมความต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense}) ซึ่งจะมีค่าเท่ากันแต่ต่างกันที่ทิศทางกับแรงดันที่ขา 5 (V_{rms}) การที่มีค่าเท่ากันมาจากการกำหนดจากการออกแบบข้างต้น

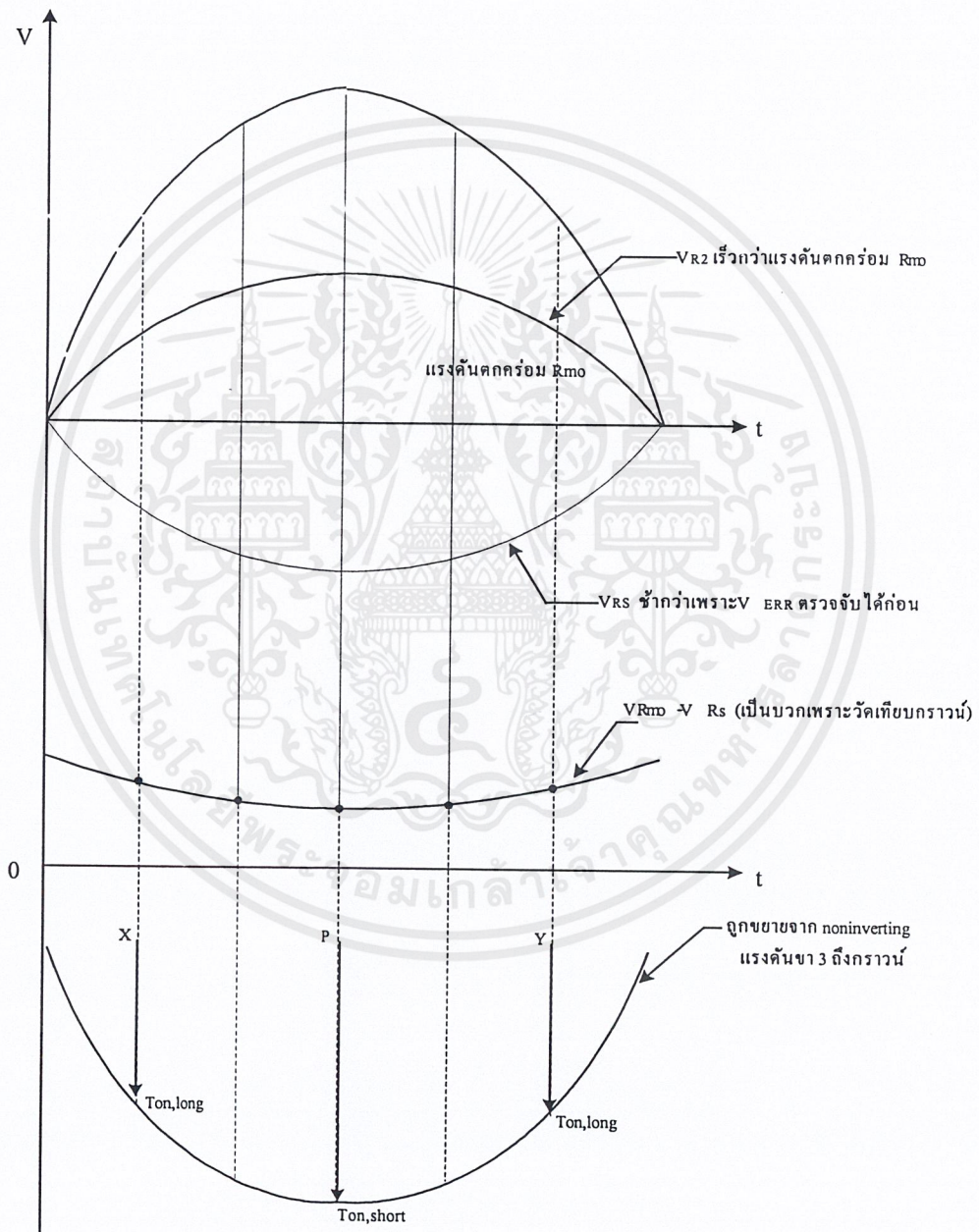
ขณะนี้กระแสที่ไหลผ่าน R_{sense} จะถูกเฉลี่ยเกินหนึ่งคาบการสวิตช์ มีค่าเท่ากับกับกระแสทางเข้าของสายเฉลี่ยเกินเช่นกัน ดังนั้น เป็นผลให้กระแสของสายเป็นผลรวมของกระแสจากมอเตอร์เฟต และกระแสไดโอด ขณะมอเตอร์เฟต หยุดนำกระแส



รูปที่ 2.45 ลักษณะกระแสที่ถูกเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

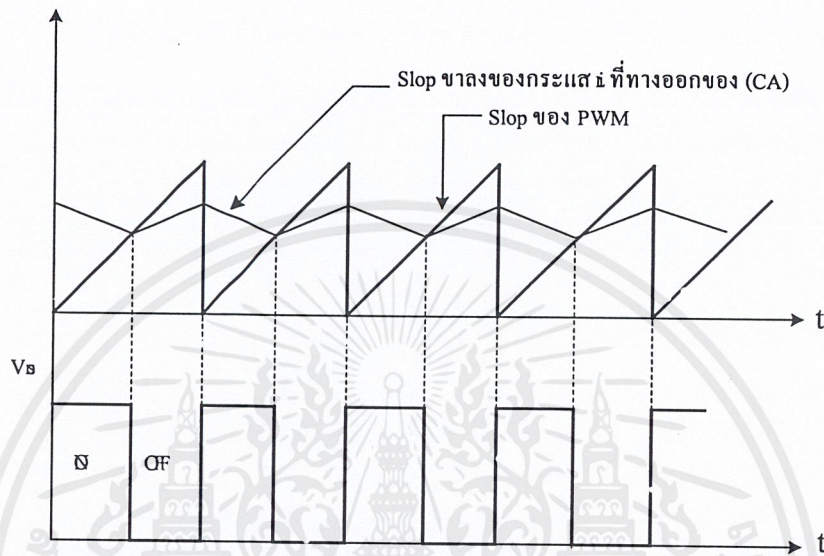
ถ้ามองที่ความถี่สายครึ่งคลื่นตลอดช่วงแล้วแรงดันที่ตกคร่อม R_2 ถูกยกขึ้นตามค่าของ VERR แต่ว่าจะมีตามขึ้นต่ำกว่าที่ตกคร่อม R_s ดังรูปที่ 2.46



รูปที่ 2.46 สัญญาณการทำงานของลักษณะการควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ในการสวิตช์จะถูกคำนวณได้จากการนำเอาความชันตอนขาลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำค่าเท่ากับความชันของสัญญาณฟันเลื่อยของพัลส์วิดท์มอดดูเลท



รูปที่ 2.48 กระแสในตัวเหนี่ยวนำเทียบกับความชันของสัญญาณฟันเลื่อย

ลำดับขั้นตอนการออกแบบการชดเชยวงรอบกระแส

1. หาความชันขาลงของกระแสของตัวเหนี่ยวนำ มาเทียบเคียงกับความชันของสัญญาณฟันเลื่อยของพัลส์วิดท์มอดดูเลท

- จากวงจรกำลังแบบบูสต์ ตอนที่มอสเฟต หยุดนำกระแส

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o - V_{in}}{L} \quad (2.84)$$

โดยความชันนี้จะมีมากที่สุดที่ $V_{in} = 0$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L}$$

ความชันของสัญญาณฟันเลื่อยของ PWM

$$\begin{aligned} &= \frac{V_s}{T_s} \\ &= V_s f_s \end{aligned} \quad (2.85)$$

แต่ความชันขาของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะมาเปรียบเทียบกับที่ ตัวเปรียบเทียบของพัลส์วิดธ์มอดูเลท จากรูปที่ 2.43 ต้องเอาสมการที่ (2.84) ที่อยู่ในหน่วยของแอมป์ต่อวินาที คูณกับตัวต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense}) เข้ามาเป็นด้านเข้าของเคอร์เนลแอมพลิไฟเออร์แล้วคูณเกรนของเคอร์เนลแอมพลิไฟเออร์จึงจะเป็นด้านเข้าของพัลส์วิดธ์มอดูเลท

$$\text{ความชันขาของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ} = \frac{V_o R_{sense} G_{CA}}{L}$$

ความชันขาของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ = ความชันของสัญญาณฟัน

$$\frac{V_o R_{sense} G_{CA}}{L} = V_s f_s \quad (2.86)$$

$$G_{CA(max)} = \frac{V_s f_s L}{V_o R_{sense}} \quad (2.87)$$

$$G_{CA(max)} = \frac{R_{cz}}{R_{ci}} \quad (2.88)$$

2.หาเกรนของวงจรกำลังวงจร Boost ที่ ทางออกคือ แรงดันที่ตกคร่อม R_{sense} และทางเข้าคือแรงดันที่ทางออกของ CA โดยจะสูงสุดที่มีค่าเท่ากับสัญญาณฟันเลื่อย

$$V_{RS(pk)} = \Delta i_L R_{sense}$$

$$V_{RS(pk)} = \frac{V_o}{SL} R_{sense}$$

$$V_{CA(pk)} = V_S$$

$$G_{PW} = \frac{V_{RS(pk)}}{V_{CA(pk)}}$$

$$G_{PW} = \frac{V_o R_{sense}}{V_S SL} \quad (2.89)$$

$$G_{PW}(j\omega) = \frac{V_o R_{sense}}{j\omega V_S L} \quad (2.90)$$

2. หาค่า Crossover frequency (fci)

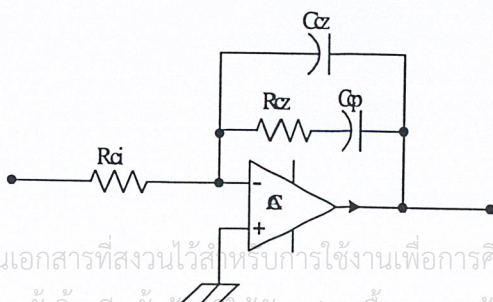
$$G_{CA} G_{PWR} = 1 \quad (2.91)$$

$$\frac{V_S f_s L}{V_o R_{sense}} \frac{V_o R_{sense}}{V_S SL} = 1$$

f

$$(2.92)$$

3. หาฟิงชั้นถ่ายโอนของชุดชด



รูปที่ 2.49 วงจรชดเชยในวงรอบกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์รวมของชุด C_{cp} , C_{cz} , R_{cz}

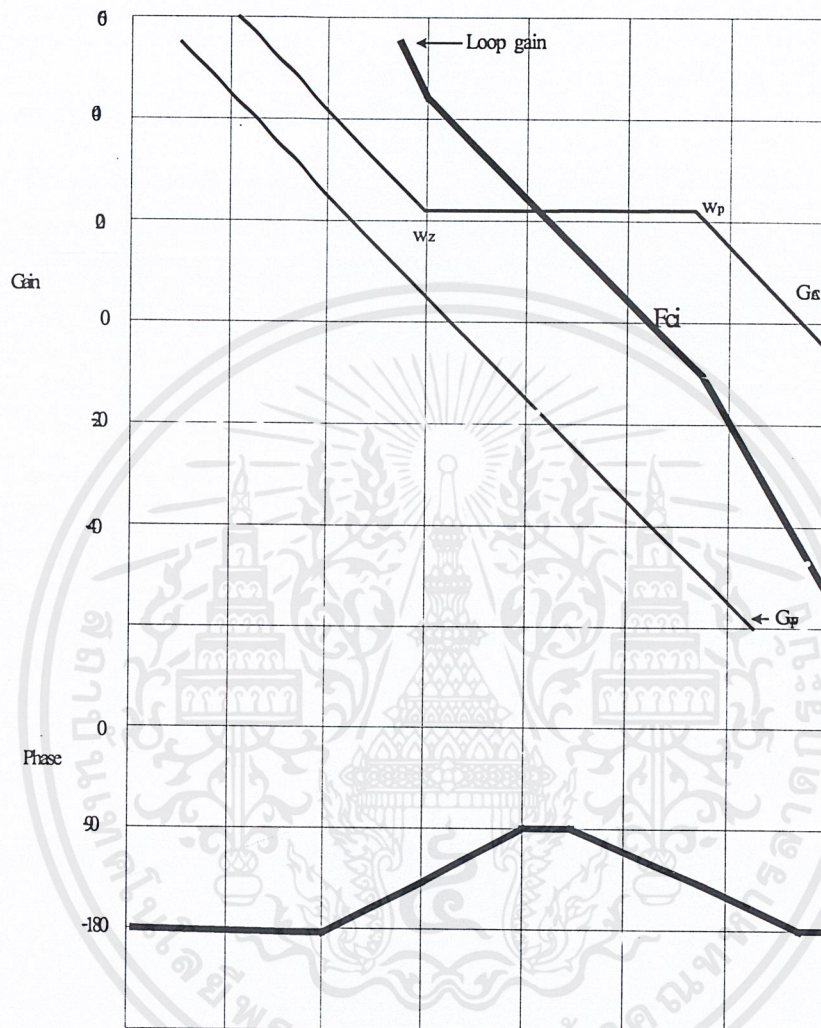
$$\begin{aligned}
 G_{CA} &= -\frac{\frac{1}{C_{cp}S} \left(R_{cz} + \frac{1}{C_{cz}S} \right)}{R_{ci} \left(R_{cz} + \frac{1}{C_{cz}S} + \frac{1}{C_{cp}S} \right)} \\
 &= -\frac{\left(\frac{R_{cz}C_{cz}S}{C_{cz}} + 1 \right) \left(\frac{1}{C_{cp}S} \right)}{R_{ci} \left(\frac{R_{cz}C_{cz}C_{cp}S^2 + C_{cp}S + C_{cz}S}{C_{cz}C_{cp}S^2} \right)} \\
 &= -\frac{R_{cz}C_{cz}S + 1}{R_{ci} (R_{cz}C_{cz}C_{cp}S^2 + C_{cp}S + C_{cz}S)} \\
 &= -\frac{(R_{cz}C_{cz}S + 1)}{R_{cz}C_{cz}C_{cp}} \\
 &= -\frac{S + \frac{1}{R_{cz}C_{cz}}}{R_{ci}C_{cp}S \left(S + \frac{C_{cp} + C_{cz}}{R_{cz}C_{cz}C_{cp}} \right)} \\
 G_{CA} &= -\frac{S + \frac{1}{R_{cz}C_{cz}}}{R_{ci}C_{cp}S \left(S + \frac{C_{cp} + C_{cz}}{R_{cz}C_{cz}C_{cp}} \right)} \quad (2.93)
 \end{aligned}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{cz}C_{cz}} \quad (2.94)$$

$$\omega_z = \frac{C_{cp} + C_{cz}}{R_{cz}C_{cz}C_{cp}} \quad (2.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. นำ G_{pwr} และ G_{ca} มาพล็อตโบดพล็อต



รูปที่ 2.50 โบดพล็อตของการชดเชยในวงรอบกระแส

เราต้องการความถี่ตัดออฟ ; f_{ci} เป็นจุดที่มีเสถียรภาพตัวชดเชยมีส่วนช่วยให้เกิดเสถียรภาพได้ โดยจะกำหนดให้

$$f_z = \frac{f_{ci}}{2} \quad (2.96)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$f_p = 6f_z \quad (2.97)$$

โดยถ้ากระทำตามนี้จะได้ Phase margin ที่ 40 องศา จากสมการ (1.39)

$$\omega_z = 2\pi f_z$$

$$f_z = \frac{\omega_z}{2\pi}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{cz} C_{cz}} \quad (2.98)$$

$$\omega_p = 2\pi f_p$$

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$$

$$f_p = \frac{(C_{cz} + C_{cp})}{2\pi(R_{cz} C_{cz} C_{cp})} \quad (2.99)$$

จากทั้งหมดเราก็หาค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานเพื่อให้ได้มาซึ่งการชดเชยที่ถูกต้องได้

2.4.5.8 การหาค่าตัวเก็บประจุในส่วนของแรงดันป้อนตรง

เปอร์เซ็นต์ของฮาร์โมนิกอันดับที่สองที่จะเข้าสู่ตัวคูณจากการป้อนตรงนี้มาจากเปอร์เซ็นต์ของฮาร์โมนิกอันดับ 3 จากแรงดันที่สายตัวเก็บประจุในการป้อนแรงดันตรง (C_{m1} และ C_{m2}) จะทำให้มันน้อยลงไปได้

โดยเราต้องการลดฮาร์โมนิกอันดับที่ 2 ลง 66.2% แรงดันที่สาย แล้วต้องการทำให้เหลือเพียง 1.5 % ที่ทางออกของวงจร ดังนั้นเกรนของวงจรแรงดันป้อนตรง

$$G_{ff} = \frac{\text{percentage of THD}}{\frac{66.2}{100}}$$

หาความถี่ที่โพล

$$f_p = \sqrt{G_{ff}} \times 2f_L \quad (2.100)$$

ดังนั้น

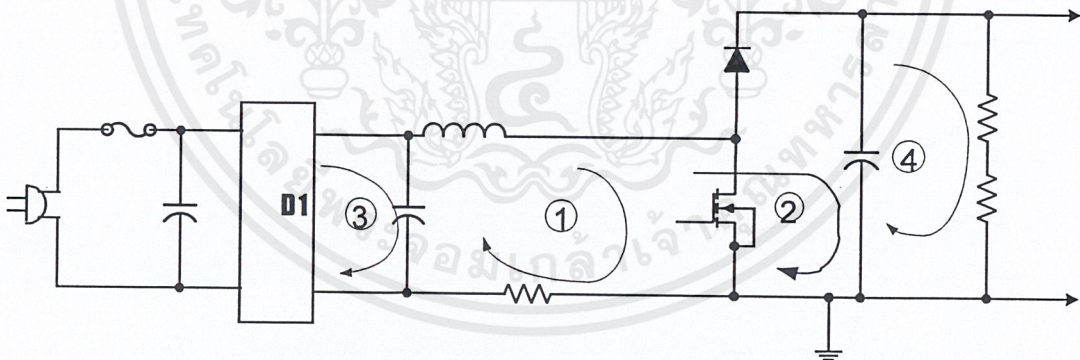
$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi f_p R_{ff2}} \quad (2.101)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi f_p R_{ff3}} \quad (2.102)$$

ดังนั้นเมื่อทำการออกแบบตามนี้แล้ววงจรการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังก็พร้อมใช้งาน

2.5 การออกแบบแผ่นวงจรสำหรับวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรง (Designing the Printed Circuit Boards of Embedded Switching Power Supplies)

จากเรื่องของวงจรการจ่ายการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซึ่งไฟฟ้ากระแสตรงเบื้องต้นจะเห็นได้ว่ารูปร่างของกระแสเป็นลักษณะที่แหลมคม ดังรูปที่ 2.17 ในกรณีนี้จะยกตัวอย่างของวงจรบูสต์ที่ใช้ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังโดยมีลักษณะของกระแสดังรูปที่ 2.51



รูปที่ 2.51 แสดงวงรอบการไหลของกระแสภายในวงจรการจ่ายแรงดันสวิตซ์ซึ่งชนิดบูสต์

ลักษณะของกระแสที่แหลมคมของวงจรด้านบนจะเป็นตัวกำเนิดอีเอ็มไอ โดยในวงรอบของกระแสที่แหลมคมดังกล่าวควรมีตัวกระวังในการออกแบบให้ดี โดยจะสามารถเรียงลำดับความสำคัญในการก่อเกิดสัญญาณรบกวนได้ดังนี้

วงรอบที่ 1 วงรอบกระแสสูงที่สวิตซ์

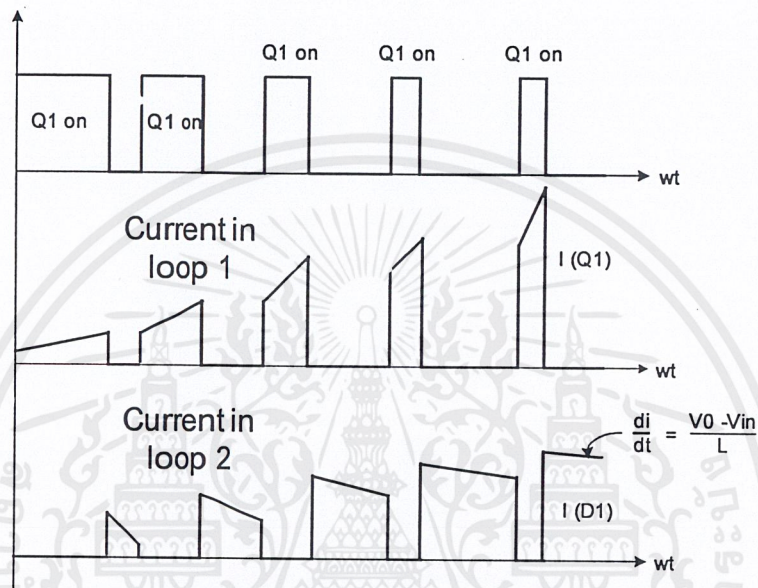
วงรอบที่ 2 วงรอบกระแสสูงที่ไดโอด

วงรอบที่ 3 วงรอบแหล่งจ่ายกำลังด้านเข้า

วงรอบที่ 4 วงรอบด้านออกสู่ภาระ

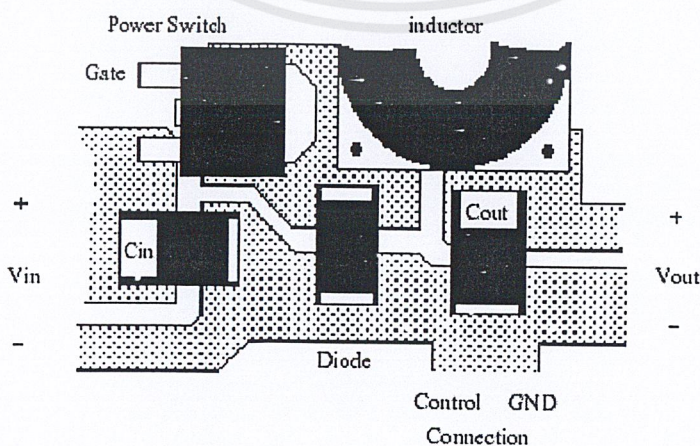
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ 3 และวงจรที่ 4 เป็นวงจรที่มีลักษณะเป็นตัวกรองในตัวอยู่แล้ว ซึ่งป้องกันอีมไอ กระแสเป็นลักษณะไฟฟ้ากระแสตรงขนาดใหญ่เท่านั้น แต่ถ้ามีกระแสในส่วนใดมีองค์ประกอบเป็นกระแสดับกระส่ายในลักษณะนี้จะเป็นตัวก่อให้เกิดอีมไอ และจะแผ่อีมไอกับส่วนประกอบอื่นๆของวงจร โดยกระแสในวงจรที่ 1 และ 2 จะเป็นดังรูปที่ 2.52



รูปที่ 2.52 แสดงกระแสที่วงจรที่ 1 และวงจรที่ 2

โดยพีคของกระแสสูงและผลต่างกระแสต่อเวลาสูง (di/dt) ขณะเดียวกันจะมี dv/dt เกิดบนสัญญาณเป็นตัวกำเนิดอิมพัลส์ที่ความถี่สูง ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนดังนั้นจึงควรพิจารณาการออกแบบตรงนี้ให้มากดังนั้นในวงจรที่ 1 และวงจรที่ 2 ควรออกแบบให้ความยาววงวนน้อยและทางเดินของวงวนกว้าง

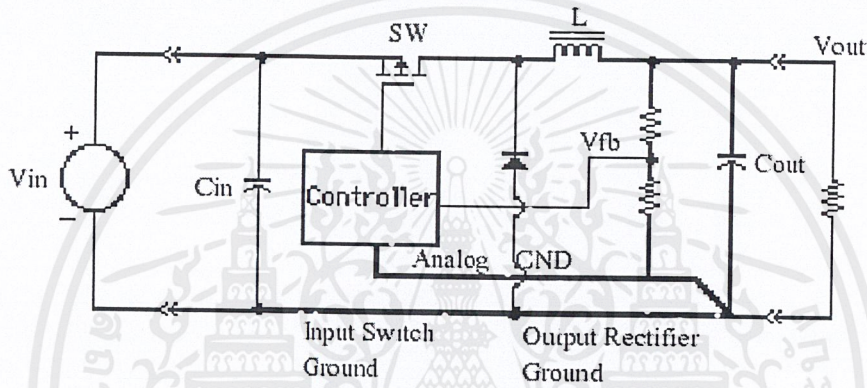


รูปที่ 2.53 แสดงการออกแบบลายทองแดงของวงจรที่กระแสมีความแหลมคม

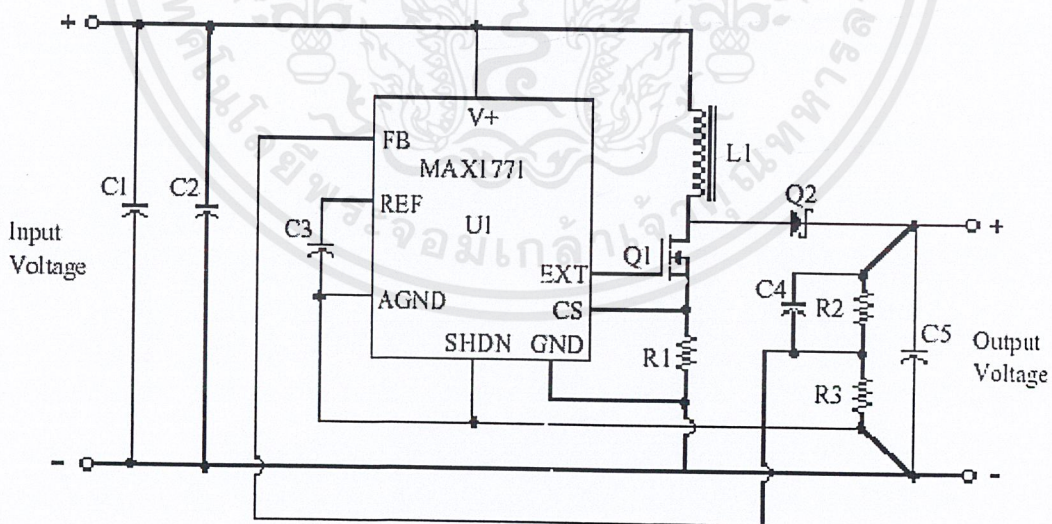
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งความกว้างของลายทองแดงที่กว้างจะทำให้มีแรงดันตกคร่อมน้อยที่กระแสในวงจร
สูงๆ โดยค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากลายทองแดงจะแปรผกผันกับความกว้างนี้
นอกจากนี้แล้วความกว้างของลายทองแดงยังมีผลดีกับการระบายความร้อนของมอสเฟตและได
โอดด้วย

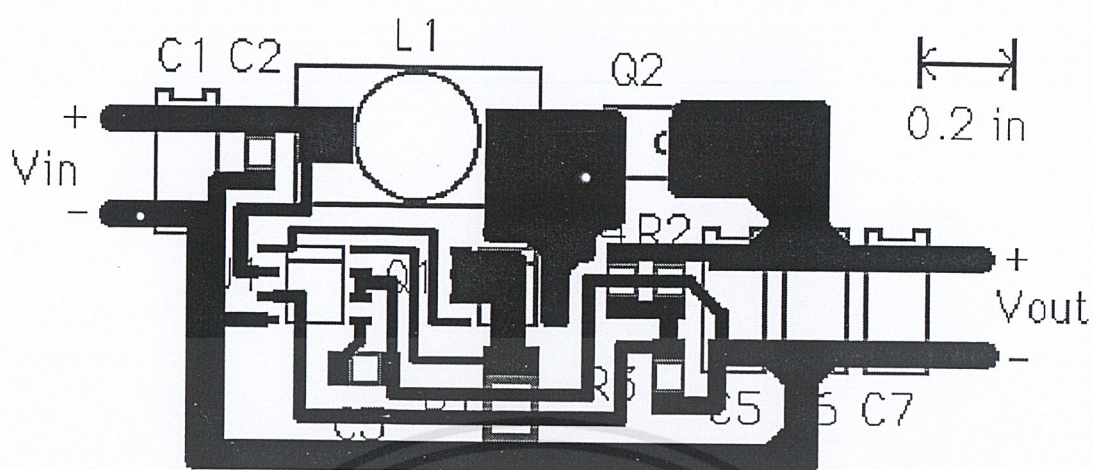
ลักษณะของกราวด์(Ground) ก็มีความสำคัญมากในการลดสัญญาณรบกวนโดยสามารถ
แบ่งได้ 3 แบบคือ กราวด์ที่กระแสด้านเข้าสูง กราวด์ที่กระแสด้านออกสูง และกราวด์ของส่วนวงจร
ควบคุม โดยลักษณะตัวอย่างการต่อกราวด์แสดงได้ดังรูป 2.54



รูปที่ 2.54 ลักษณะการต่อกราวด์ของวงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้าสวิตซ์ซึ่งกระแสตรง



รูปที่ 2.55 แสดงตัวอย่างวงจรบูสต์ก่อนนำมาออกแบบลายทองแดง



รูปที่ 2.56 ตัวอย่างของลายทองแดงที่ออกแบบจากวงจรตัวอย่างรูป 2.55

บทที่ 3

การคำนวณค่าการออกแบบและการสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการคำนวณค่าการออกแบบ ในการปรับปรุงแบบพาสซีฟและแอคทีฟ แต่ปัญหาของการปรับปรุงแบบพาสซีฟนั้นคือไม่สามารถคำนวณค่าได้เพราะไม่อยู่ในลักษณะการเป็นเชิงเส้น แต่การออกแบบของการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ สามารถที่จะคำนวณการออกแบบจากหลักการโดยละเอียดในบทที่ 2 ได้

3.2 การคำนวณค่าของการออกแบบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ

ตามที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 ว่าการปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้วยวิธีนี้นั้น ค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุที่ได้นั้น ทั้งหมดได้มาจากการจำลองวงจรในคอมพิวเตอร์แล้วหาค่าตัวเหนี่ยวนำออกมา แล้วทำการออกแบบเพื่อหาขนาดของแกนเหล็ก จำนวนรอบ และขนาดของขดลวด ส่วนค่าตัวเก็บประจุก็เช่นกัน โดยการใช้การจำลองทางคอมพิวเตอร์จะแสดงในภาคผนวกทำให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่าปัญหานี้เป็นส่วนหนึ่งที่ทำให้เกิดการปรับปรุงแบบแอคทีฟนั่นเอง

3.3 การคำนวณค่าของการออกแบบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ

ก่อนอื่นต้องทราบก่อนว่าวงจรทบทแรงดันของเรามีพิกัดย่านการทำงานอย่างไร

พิกัดย่านการทำงานของวงจรบูสต์แรงดันและการควบคุม

-กำลังไฟที่ต้องการทางด้านออก P_o	200 W.
-แรงดันด้านเข้าของสาย VL	110-260 Vac(rms).
-ความถี่ของสาย f_L	50 Hz.
-แรงดันด้านออก V_o	400 Vdc.
-ความถี่การสวิตช์ f_s	50KHz.

3.3.1 การออกแบบวงจรกำลังที่เป็นวงจรบูสต์แรงดัน

3.3.1.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

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

$$V_{L(\min)} = 110 V_{rms}$$

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

$$= \frac{400 - 110\sqrt{2}}{400}$$

$$= 0.61$$

$\Delta i_L = 0.2 \times i_{L(pk)}$; ปกติกำหนดให้มีค่าเป็น 20 เปอร์เซ็นต์ของขดกระแสเหนี่ยวนำ

$$i_{L(pk)} = \frac{\sqrt{2}P_{in(max)}}{V_{L(\min)}}; P_{in} = P_o$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 200}{110}$$

$$i_{L(pk)} = 2.571 \text{ A.}$$

$$\Delta i_L = 0.2 \times 2.571$$

$$= 0.514 \text{ A.}$$

$$\therefore L = \frac{\sqrt{2} \times 110 \times 0.61}{50 \times 10^3 \times 0.514}$$

$$= 3.69 \text{ mH.}$$

เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 3.5 mH.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าต่างๆในการออกแบบแกนเหล็กจาก

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{2} Li_{L(pk)} \\
 &= \frac{1}{2} \times 3.5 \times 10^{-3} \times 2.57^2 \\
 &= 0.0115 \text{ J.}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_p &= A_w A_c \\
 &= \frac{2E}{K_w K_c J B_m}
 \end{aligned}$$

โดยเลือก

$$\begin{aligned}
 \text{ความหนาแน่นลักแม่เหล็ก}(B_m) &= 0.2 \text{ T.} \\
 \text{ความหนาแน่นกระแสในตัวนำ}(J) &= 3 \text{ A./mm}^2 \\
 \text{ค่าคงที่ของตัวคุณสมบัติช่องว่าง}(K_w) &= 0.6 \\
 \text{ค่าคงที่ของตัวคุณสมบัติจากตัวนำ}(K_c) &= 1
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_p &= \frac{2 \times 0.0115}{0.6 \times 1 \times 0.2 \times 3 \times 10^6} \\
 &= 64166.66 \text{ mm}^2
 \end{aligned}$$

เลือกแกนเหล็กจากตารางที่ 1 ในภาคผนวก(ในตาราง A_c คือ A_c) ที่

$$A_c = 353 \text{ mm}^2$$

$$A_w = \frac{2F(B-C)}{2}$$

$$= 375.55 \text{ mm}^2$$

$$\therefore A_p = A_C A_w$$

$$= 353 \times 375.55$$

$$= 132569.15 \text{ mm}^2$$

เลือกแกนเหล็ก EE55/55A

หาจำนวนรอบของขดลวดที่ใช้พัน

$$\begin{aligned} N &= \frac{Li_{I(pk)}}{A_C B_m} \\ &= \frac{3.5 \times 10^{-3} \times 2.57}{353 \times 10^{-6} \times 0.2} \\ &= 127.4 \end{aligned}$$

พันขดลวดทั้งหมดจำนวน 127 รอบ

หาขนาดขดลวดที่ให้พัน จาก

$$\begin{aligned} a &= \frac{I}{J} \\ &= \frac{2.57}{3} \\ &= 0.85667 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

เลือกขดลวดจากตารางที่ 2 ในภาคผนวก

สามารถใช้ขดลวดเบอร์ SWG#18 ขนาด 1.167 mm.²

ตรวจสอบว่าสามารถพันขดลวดได้ตามจำนวนรอบที่คำนวณหรือไม่

$$A_w K_w = aN$$

$$375.66 \times 0.6) 1.167 \times 130$$

$$225.33) 151.7$$

สามารถพันได้ตามจำนวนรอบที่ต้องการ

หาระยะห่างของช่องว่างในตัวเหนี่ยวนำ(l_g)

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L}$$

$$= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 130^2 \times 353 \times 10^{-6}}{3.5 \times 10^{-3}}$$

ขนาดช่องว่างของตัวเหนี่ยวนำยาว 2.14 mm.

3.3.1.2 เลือกสวิตซ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้

พิจารณากระแสที่ไหลผ่านสวิตซ์เท่ากับกระแสของตัวเหนี่ยวนำ 2.57 A.

แรงดันตกคร่อมสวิตซ์คือแรงดันด้านออก 400 V.

ใช้โมสเฟตชนิดเอ็นชาแนลเบอร์ด IRF820 ($I_{DS} = 4$ A. และ $V_{DS} = 500$ V.)

3.3.1.3 เลือกไดโอด (D1)

แรงดันพังทลายมากกว่าแรงดันด้านออก 400 V.

ทนกระแสได้สองเท่าของกระแสด้านออก 1 A.

ใช้ไดโอดความเร็วสูง เบอร์ MUR 460

3.3.1.4 หาขนาดของตัวเก็บประจุด้านออก (C_o)

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

$$= \frac{2 \times 200 \times 20 \times 10^{-3}}{400^2 - 380^2}$$

$$= 512.82 \mu F.$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรทบทแรงดันค่า 470 μF . ทนแรงดันได้ 400 V_{dc}

3.3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

3.3.2.1 การหาค่าความต้านทานตรวจจับกระแส(R_{sense})

โดยกำหนดแรงดันตกคร่อมความต้านทานตัวนี้ 1 V. (V_{RS})

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

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

$$= 2.571 + \frac{0.6}{2}$$

$$= 2.871 \text{ A.}$$

$$i_{L(pk)max} \approx 3 \text{ A.}$$

$$R_{sense} = \frac{1}{3}$$

$$R_{sense} = 0.33 \Omega$$

เลือกค่าความต้านทานตรวจจับกระแส 0.5 Ω 3 W.

$$\begin{aligned}\therefore V_{RS(pk)} &= 0.5 \times 3 \\ &= 1.5 \text{ V.}\end{aligned}$$

3.3.3.2 การจำกัดค่าของกระแส

จาก

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

$$\begin{aligned}V_{RS(over\ load)} &= i_{L(pk\ overload)} R_{sense} \\ &= 3.6 \times 1.5 \\ &= 1.8 \text{ V.}\end{aligned}$$

กำหนดเลือกค่า $R_{pk1} = 10 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

$$\begin{aligned}R_{pk2} &= \frac{1.8 \times 10 \times 10^3}{7.5} \\ &= 2.4 \text{ K}\Omega\end{aligned}$$

เลือกค่าใช้ $R_{pk2} = 2.4 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

3.3.2.3 การจัดเตรียมตัวคูณ

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{ERR} - 1)}{V_{ff}^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การป้อนตรงของแรงดันด้านเข้า

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

$$V_{fc} = 7.5 = \frac{V_{in(av)min} (R_{ff3} + R_{ff2})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

$$V_{L(av)min} = 0.9V_{L(rms)}$$

$$= 99 \text{ V.}$$

กำหนดเลือกค่า $R_m = 910 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

ใช้ค่า $R_{m2} = 60.4 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

ใช้ค่า $R_m = 14.3 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

คำนวณหาตัวต้านทานด้านเข้าของกระแสอ้างอิง

$$R_{vac} = \frac{\sqrt{2}V_{in(max)}}{0.6 \times 10^{-3}}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 260}{0.6 \times 10^{-3}}$$

$$= 613.33 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่า $R_{vac} = 620 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

$$\begin{aligned}
 R_{B1} &= \frac{R_{vac}}{4} \\
 &= \frac{610 \times 10^3}{4} \\
 &= 152.5 \text{ K}\Omega
 \end{aligned}$$

เลือกค่า $R_{B1} = 154 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

ความต้านทานที่ด้านออกของตัวคูณ (R_{mo})

$$\begin{aligned}
 R_{mo} &= \frac{V_{rs(pk)} \times 1.12}{2 \times I_{ac(min)}} \\
 I_{ac(min)} &= \frac{\sqrt{2} V_{L(min)}}{R_{vac}} \\
 &= \frac{110 \times \sqrt{2}}{610 \times 10^3} \\
 &= 255 \text{ }\mu\text{A.}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{mo} &= \frac{1.8 \times 1.12}{2 \times 255 \times 10^{-6}} \\
 &= 3.95 \text{ K}\Omega
 \end{aligned}$$

เลือกค่า $R_{mo} = 3.9 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

การจัดเตรียมตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลท

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{set} = \frac{3.75}{2 \times 255 \times 10^{-6}}$$

$$= 7.35 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่า $R_{set} = 7.15 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

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

$$C_t = \frac{1.25}{7.5 \times 10^3 \times 50 \times 10^3}$$

$$C_t = 3.33 \text{ nF.}$$

เลือกค่า $C_t = 3.3 \text{ nF.}$ 25 Vdc

การชดเชยและการควบคุมวงรอบของแรงดัน (Voltage error amplifier compensation)

$$\therefore V_{o(pk)} = \frac{P_{in(av)} \times X_{C_o}}{V_o}$$

$$= \frac{200}{2\pi \times 100 \times 470 \times 10^{-6} \times 400}$$

$$= 1.69 \text{ V}_{pk}$$

$$V_{ERR(pk)} = \%Ripple \times V_{VEA}$$

$$= 0.015 \times (5 - 1)$$

$$= 0.06$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{VEA} = \frac{0.06}{1.69}$$

$$= 0.0355$$

กำหนดเลือกค่า $R_{vi} = 511 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

$$C_{VF} = \frac{1}{4\pi f_L R_{vi} G_{VEA}}$$

$$= \frac{1}{4\pi \times 50 \times 511 \times 10^3 \times 0.0355}$$

$$= 87.73 \text{ nF}$$

เลือกค่า $C_{vf} = 82 \text{ nF}$. 25 Vdc

(ความถี่คัตออฟของวงรอบแรงดัน, f_{cv})

$$G_{VEA} G_{PWR} = 1$$

$$\frac{1}{\omega R V_i C_{VF}} \frac{P_{in(av)}}{\omega C_o V_o V_{VEA}} = 1$$

$$\frac{200}{511 \times 10^3 \times 82 \times 10^{-9} \times 470 \times 10^{-6} \times 400 \times (5-1)} = \omega^2$$

$$f_{cv} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{200}{511 \times 10^3 \times 82 \times 10^{-9} \times 470 \times 10^{-6} \times 400 \times 4}}$$

$$\therefore f_{cv} = 12.67 \text{ Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 R_{VF} &= \frac{1}{2\pi f_{CV} C_{VF}} \\
 &= \frac{1}{2\pi \times 12.57 \times 82 \times 10^{-9}} \\
 &= 152.83 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

เลือกค่า $R_{VF} = 150 \text{ k}\Omega$ 0.5 W.

คำนวณ R_{VD} จากการแบ่งแรงดันให้ได้ 7.5 V.

$$7.5 = \frac{V_o \times R_{VD}}{R_{VD} + R_{Vi}}$$

เลือกค่า $R_{VD} = 10 \text{ k}\Omega$ 0.5 W.

3.3.2.4 การชดเชยและการควบคุมวงรอบกระแส (Current error amplifier compensation)

- เทียบความชันขาลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำ และความชันของสัญญาณเฟ้น
เลื้อยของตัวกำเนิดออสซิลเลท แล้วหาเกรนของ CA

$$\begin{aligned}
 G_{CA(max)} &= \frac{V_{CA(pk)}}{V_{rs(pk)}} \\
 &= \frac{V_s f_s L}{V_o R_s} \\
 &= \frac{5.2 \times 50 \times 10^3 \times 3.5 \times 10^{-3}}{400 \times 0.5}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{CA(max)} = 4.56$$

เลือกค่า $R_{ci} = R_{mo} = 3.9 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

$$R_{cz} = G_{ca(max)} \times R_{ci}$$

$$= 4.56 \times 3.9 \times 10^3$$

$$= 17.78 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่า $R_{cz} = 18 \text{ K}\Omega$ 0.5 W.

ความถี่คัตออฟของวงรอบควบคุมกระแส (f_{ci})

$$= \frac{f_s}{2\pi}$$

$$= \frac{50 \times 10^3}{2\pi}$$

$$= 7.96 \text{ KHz}$$

$$f_z = \frac{f_{ci}}{2}$$

$$= 3.98 \text{ KHz}$$

$$f_p = 6f_z$$

$$= 23.87 \text{ KHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi R_{cz} f_z}$$

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 10^3 \times 3.98 \times 10^3}$$

$$= 2.22 \text{ nF}$$

เลือกค่า $C_{cz} = 2.2 \text{ nF}$. 25 Vdc

$$C_{cp} = \frac{C_{cz}}{2\pi R_{cz} C_{cz} f_{ci} - 1}$$

$$= \frac{2.2 \times 10^{-9}}{18 \times 10^3 \times 2.2 \times 10^{-9} \times 2\pi \times 23.87 \times 10^3 - 1}$$

$$= 445.41 \text{ pF}$$

เลือกค่า $C_{cp} = 470 \text{ pF}$. 25 Vdc

3.3.2.5 หาค่าตัวเก็บประจุที่วงจรในการป้อนตรงแรงดันด้านเข้า

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

$$= \frac{1.5}{66.2}$$

$$= 0.0227$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$= 15.067 \text{ Hz}$$

$$C_m = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff2}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 15.067 \times 60.4 \times 10^3}$$

$$= 174.88 \text{ nF}$$

เลือกค่า $C_m = 182 \text{ nF}$. 25 Vdc

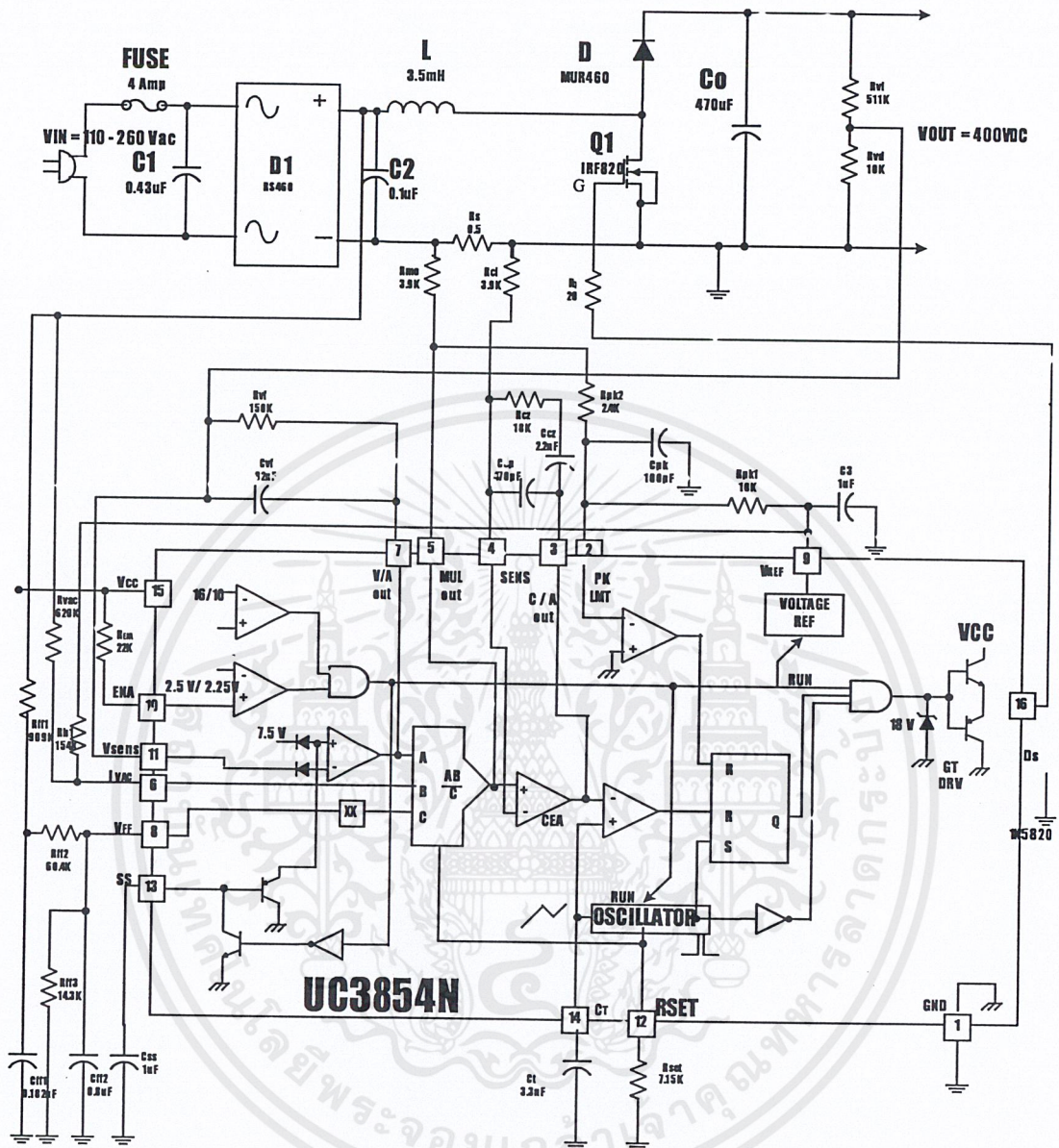
$$C_{m2} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff3}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 15.067 \times 14.3 \times 10^3}$$

$$= 738.68 \text{ nF}$$

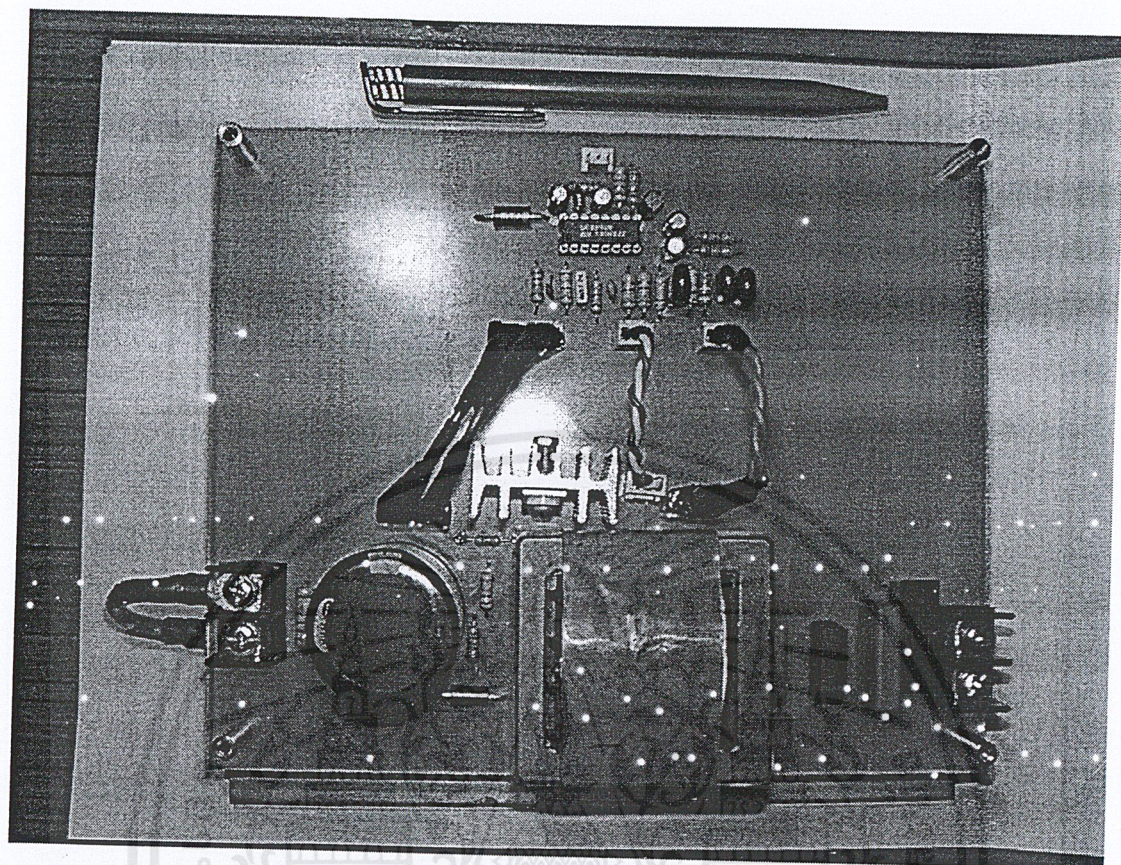
เลือกค่า $C_{m2} = 800 \text{ nF}$. 25 Vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 แสดงการต่อวงจรทั้งหมดหลังจากคำนวณค่าต่างๆเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 รูปถ่ายของวงจรการปรับปรุงตัวประกอบกำลังที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองที่ 1 การทดสอบหาค่าตัวประกอบกำลังของภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้น

วัตถุประสงค์การทดลอง

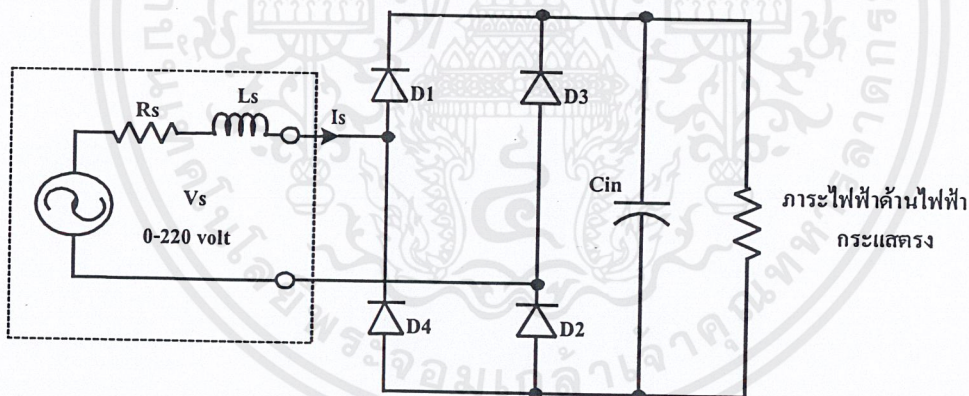
1. เพื่อศึกษาการทำงานของภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้น
2. เพื่อตรวจสอบหาค่าตัวประกอบกำลังของภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้น
3. เพื่อออกแบบวงจรที่ทำงานเป็นภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้นโดยสามารถใช้งานได้จริง

ทฤษฎี

ต้องการออกแบบภาระไฟฟ้าที่เป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นภาระไฟฟ้าง่ายๆ คือ วงจรเรียงกระแส full bridge rectifier โดยมีข้อกำหนด

$$V_s = 220 \text{ V(rms)}$$

$$\% \text{ Ripple} = 10\% ; I_o = 0.8 \text{ A}$$



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรเรียงกระแสที่เป็นภาระไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้นแบบหนึ่ง

$$\therefore V_{s,\text{rms},\text{max}} = 220 \times 1.1 = 242 \text{ V}$$

$$V_{s,\text{rms},\text{min}} = 220 \times 0.9 = 198 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{s,\text{min}} = 242 \times \sqrt{2} = 342.24 \text{ V.}$$

$$\hat{V}_{s,\text{min}} = 198 \times \sqrt{2} = 280 \text{ V.}$$

$$V_{\text{ripple}} = 10\% V_s = \frac{10}{100} \times 220 = 22 \text{ V}$$

$$V_{\text{in,max}} = V_{s, \text{min}} = 280 \text{ V}$$

$$V_{\text{in,min}} = V_{\text{in,max}} - V_{\text{ripple}} = 280 - 22 = 258 \text{ V.}$$

$$V_{\text{in,av}} = V_{\text{in,max}} + \frac{1}{2} \text{ ripple} = 269 \text{ V.}$$

$$\begin{aligned} \text{จาก } C_{\text{in}} &= \frac{P_o}{f_{\text{line}} V_{\text{max}}^2 - V_{\text{min}}^2} \\ &= \frac{(269 \times 0.8)}{(280^2 - 258^2) 50} = 363.64 \mu\text{F} \end{aligned}$$

$$\text{โดยเลือก } C_{\text{in}} = 470 \mu\text{F} \#$$

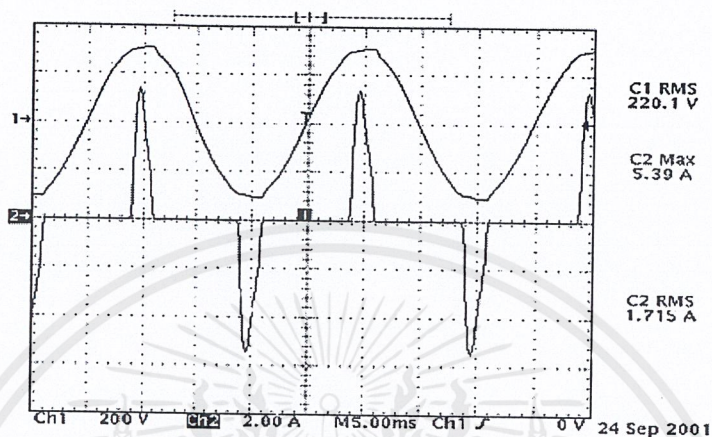
$$\text{ใช้ไดโอดบริด} = 2 \text{ A. } 400 \text{ V.} \#$$

Load ทางด้านไฟฟ้ากระแสตรง หลอดไฟฟ้า 100 watt 2 หลอดคอนูกรมกัน 2 ชุด #
อุปกรณ์การทดลอง

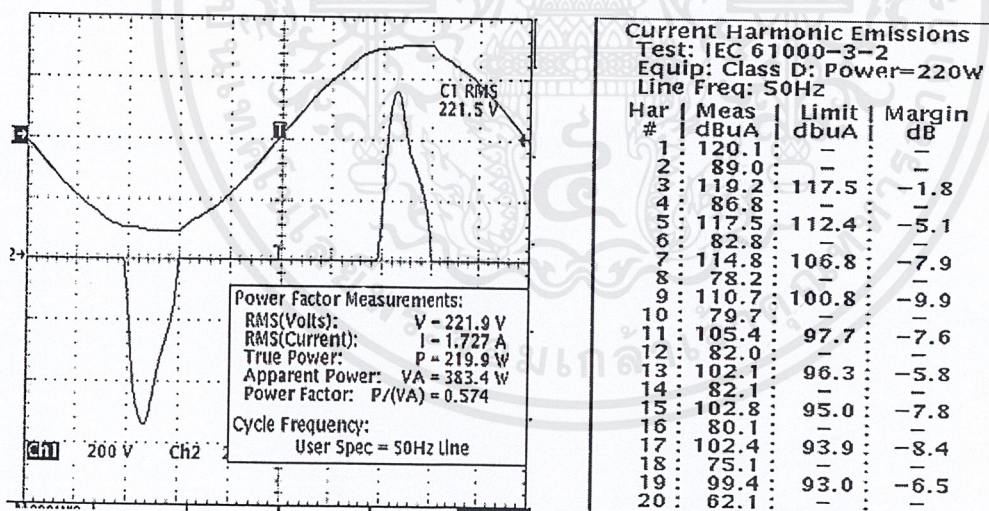
- 1) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 0 - 220 V.(rms)
- 2) ภาระไฟฟ้าชนิดไม่เป็นเชิงเส้น 1 ชุด
- 3) ชุด probe กระแสและแรงดันไฟฟ้า ซึ่งสามารถตรวจสอบค่าตัวประกอบกำลัง
การทดลอง
- 1) ต่อวงจรตามรูป 3.1
- 2) ต่อ probe แรงดันที่ CH.1 เป็น V_s
- 3) ต่อ probe กระแสที่ CH.2 เป็น I_s
- 4) ทำการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จากภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้น

- 5) ทำการวัดค่ากระแส I_s ในรูปแบบของฮาร์โมนิกคิสเตอร์ชั้น โดยใช้ class D ในการเทียบจากค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่อ่านได้จากข้อที่ 4

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.2 ผลการทดลองที่เปรียบเทียบระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านเข้า



รูปที่ 4.3 ผลการทดลองที่วัดออกมาเป็นค่าตัวประกอบกำลัง

รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC Class D

สรุปและวิจารณ์การทดลอง

จากผลการทดลองรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่า แรงดันจากแหล่งจ่ายเป็นลักษณะ Sinusoidal แต่กระแสจากแหล่งจ่ายมีการผิดรูปร่างไปจาก sinusoidal เนื่องจากผลของภาระไฟฟ้าที่เป็นแบบไม่เชิงเส้นการที่รูปร่างของกระแสเป็นลักษณะค่าสูงสุดมีค่าถึง 5.39 แอมป์เนื่องจากผลของการซาร์จและดิสชาร์จของตัวเก็บประจุค่าสูงสุดของกระแสดังกล่าวอาจเป็นอันตรายต่ออุปกรณ์ต่างๆหรือต่ออุปกรณ์ป้องกันของระบบไฟฟ้าได้

เมื่ออ่านค่าตัวประกอบกำลังจะเห็นได้ว่ามีค่าต่ำมาก ($pf = 0.574$) ซึ่งเป็นผลมาจากฮาร์มอนิกดีสเทอชัน เป็นส่วนใหญ่ สังเกตได้จากรูปที่ 3.4 และ 3.5 เมื่อเทียบกับ class D ของมาตรฐาน IEC 6100 - 2, - 2 ที่กำลังไฟฟ้า 220 W ความถี่ 50 Hz ที่ช่อง margin จะเป็นค่าติดลบ จนถึงฮาร์มอนิกที่ 40 ซึ่งไม่เป็นมาตรฐานเลยเป็นเหตุผลให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำนั่นเอง

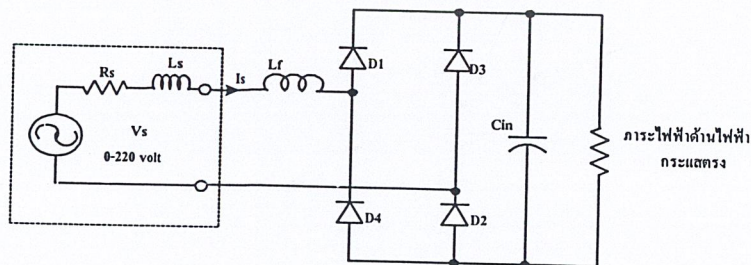
4.2 การทดลองที่ 2 การเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังโดยอาศัยตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟฟ้า

กระแสสลับ

วัตถุประสงค์การทดลอง

1. เพื่อใช้หลักการห้วงกระแสของตัวเหนี่ยวนำมาใช้เพื่อค่าตัวประกอบกำลังที่ภาระไฟฟ้าด้านกระแสตรงเท่าเดิม
2. เพื่อวิเคราะห์หาค่าตัวเหนี่ยวนำจากโปรแกรม PSpice เพื่อให้กระแสฮาร์มอนิกผ่าน class D ที่ทุกฮาร์โมนิกส์
3. เพื่อนำค่าที่ได้จากโปรแกรมมาทดลองแล้วออกแบบใช้งานได้จริงและตรวจสอบค่าของตัวประกอบกำลังจากผลของการต่อตัวเหนี่ยวนำที่ด้านไฟฟ้ากระแสสลับ

ทฤษฎี



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรการปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยการต่อตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ

จากรูปที่ 3.5 การต่อตัวเหนี่ยวนำ (L_f) อนุกรมระหว่างแหล่งจ่ายกับด้านเข้าของวงจรเรียงกระแส โดยตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวสามารถป้องกันหรือลดผลการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใด โดยหลักการดังกล่าวจะทำให้กระแส I_s จะถูกลดค่าสูงสุดลง และที่ฮาร์โมนิกค่าสูง ๆ จะถูกกำจัดออกเพราะตัวเหนี่ยวนำมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำอนุญาตให้ความถี่ต่ำผ่าน แต่ค่าตัวเหนี่ยวนำที่จะได้มานั้นต้องอาศัยการเลียนแบบโดยใช้โปรแกรม Pspice แล้วตรวจสอบองค์ประกอบของฮาร์โมนิกคิสเตอร์ขึ้น ให้ผ่าน class D จากการทดลองที่ 1 โดยโปรแกรมดังกล่าวแสดงดังข้างล่างและผลด้วย

จากการเปลี่ยนแปลงโดยใช้โปรแกรม Pspice จะได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำเป็น 38 มิลลิเฮนรี แล้วนำมาออกแบบหาขนาดของแกนเหล็ก จำนวนรอบ ขนาดขดลวดแล้วพินิจจนถึงตรวจสอบให้ได้ค่าออกมาเป็น 38 มิลลิเฮนรี การออกแบบทำโดย

หาขนาดแกนเหล็ก (แกน Laminat)

เมื่อ $L = 38 \text{ mH}$

กำหนดเลือก $K_c = 0.6 \quad B_m = 1 \text{ T} \quad J = 5 \text{ A/mm}^2$

$$\text{หาค่า } K_c = \frac{I P_k}{I} = \frac{4.6 \text{ A}}{1.67 \text{ A}} = 2.77$$

$$\begin{aligned} \text{จากสมการ} \quad E &= \frac{1}{2} (L I_m^2) \\ &= \frac{1}{2} (38 \text{ mH}) 4.6^2 \end{aligned}$$

$$= 0.40204 \text{ Joule}$$

จากสมการ

$$AP = \frac{2E}{k_w k_c B_m J}$$

แทนค่า

$$AP = \frac{2X(0.40204)}{(0.6)(2.77)(1)(5 \times 10^6)}$$

$$AP = 9.676 \times 10^4 \text{ mm}^4$$

เลือก Type จากตารางจะได้

$$AP = 12 \times 10^4 \text{ mm}^4 \quad Ac = 400 \text{ mm}^2 \quad Aw = \text{mm}^2$$

คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดจากสมการ

$$N = \frac{L \text{ Im}}{Ac Bm}$$

$$= \frac{(38 \text{ mH})(4.6 \text{ A})}{(400 \text{ mm}^2)(1)}$$

$$N = 437 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาขนาดขดลวดจากสมการ

$$a = \frac{I}{J} = \frac{1.67 \text{ A}}{5}$$

$$a = 0.334 \text{ mm}^2$$

เลือกขนาดจากตารางได้

$$\text{SWQ 22 } a = 0.3973 \text{ mm}^2$$

ทดสอบการลบขดลวด จากสมการ

$$Awkw > an$$

$$180 > 173.6 \text{ เป็นจริง}$$

คำนวณหาขนาด Air gap จากสมการ

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L}$$

$$= \frac{4\pi \times 10^{-7} (437)^2 (400 \text{ mm}^2)}{38 \text{ mH}}$$

$$l_g = 2.526 \text{ mm}$$

นำค่าจากการคำนวณเลือกซื้อแกนหลักแบบ Laminat ขนาด 22 mm ดังนั้นจะได้ค่า A_c ใหม่คือ

$$A_c = 484 \text{ mm}^2$$

คำนวณหาจำนวนรอบใหม่ได้

$$N = 362 \text{ รอบ}$$

และ Air gap ใหม่

$$l_g = 2 \text{ mm}$$

อุปกรณ์การทดลอง

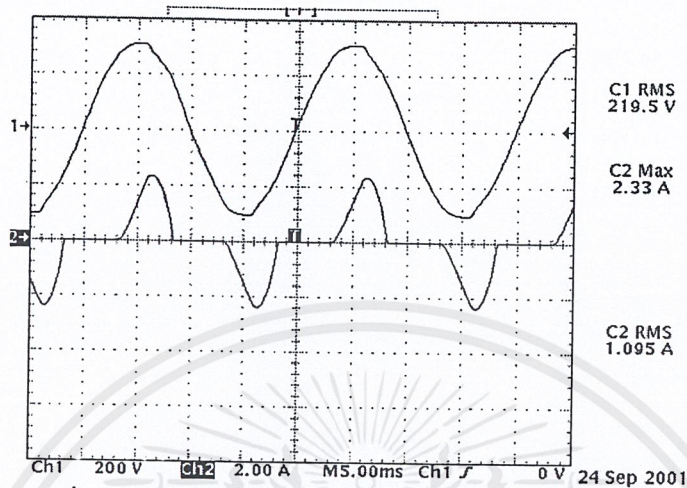
1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 0.220 V (vms)
2. ภาระชนิดไม่เป็นเชิงเส้น 1 ชุด และต่อตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับ
3. ชุด probe กระแสและแรงดันไฟฟ้าซึ่งสามารถตรวจสอบค่าตัวประกอบกำลัง

การทดลอง

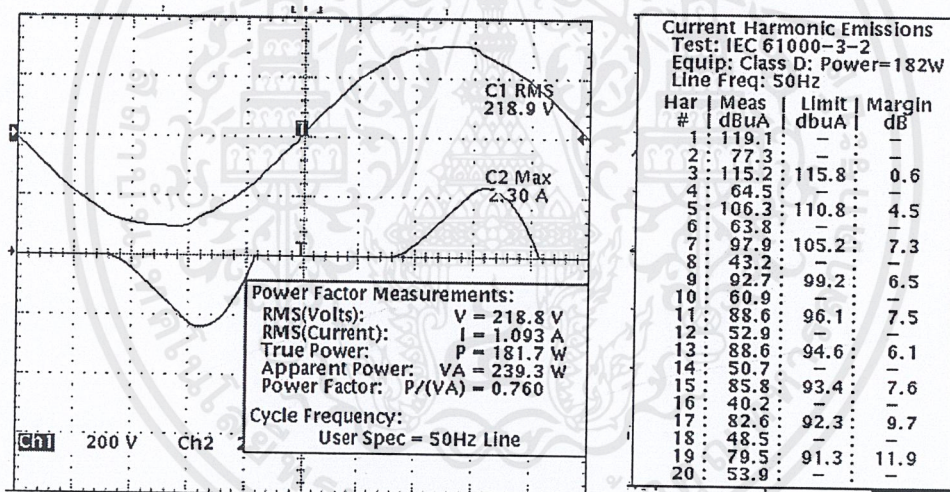
1. ต่อยังจตามรูป 3.6
2. ต่อ probe แรงดันที่ CH1 เป็น V_s
3. ต่อ probe แรงดันที่ CH2 เป็น I_s
4. ทำการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จากภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้น
5. ทำการวัดค่ากระแส I_s ในรูปแบบของฮาร์โมนิกคิสเตอร์ชั้น โดยใช้ class D ในการเทียบจากค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่อ่านได้จากข้อที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าของการทดลองที่ 2



รูป 4.7 แสดงค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้จากการทดลองที่ 2

รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบกระแสฮาร์โมนิกกับมาตรฐาน IEC-Class D

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองจะพบว่าเมื่อทำการต่อ L_f อนุกรม เข้าไปทางด้าน A_c ดังรูปที่ 3.6 แล้วค่าที่วัดได้แสดงในรูปที่ 3.7 จะเห็นว่ากระแสจะมีค่าสูงสุดลดลงมาเหลือแค่ 2.33 แอมป์ ดังนั้นพอจะสรุปได้ว่า L_f ที่ต่อเข้าไปช่วยลดค่าสูงสุดของกระแสได้และเมื่อพิจารณารูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่า ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 0.76 ด้วย

เมื่อพิจารณาค่าฮาร์โมนิกดีสโตร์ชัน จากรูปที่ 3.9 และ 3.10 นั้นพบว่า เมื่อเทียบกับ Class D ของมาตรฐาน IEC ที่กำลังไฟฟ้า 182 W ที่ช่อง margin ค่าฮาร์โมนิกในทุก ๆ ค่าสามารถผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

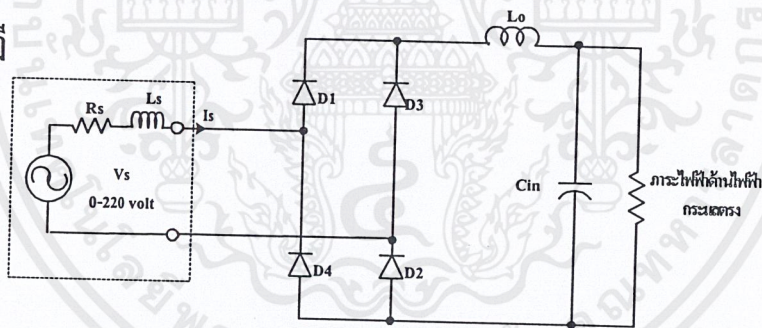
มาตรฐานได้หมดทุกค่า จึงสรุปได้ว่า ค่า L_f ที่ต่ออนุกรมเข้าไปมีผลช่วยลดกระแสฮาร์มอนิกที่ทุก ๆ ความถี่ได้ จึงทำให้รูปคลื่นกระแสมีลักษณะที่ใกล้เคียง Sinusoidal มากกว่าการทดลองที่ 1 ดังนั้น ค่าตัวประกอบกำลังจึงสูงขึ้นด้วย

4.3 การทดลองที่ 3 การเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังโดยอาศัยตัวเหนี่ยวนำต่อทางด้านไฟฟ้ากระแสตรง

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาถึงกรณีการนำตัวเหนี่ยวนำมาต่อทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีผลอย่างไรกับตัวประกอบกำลังและการลดค่าฮาร์มอนิกคิสเตอร์ชัน
2. เมื่อเปรียบเทียบความเหมาะสมกับการต่อตัวเหนี่ยวนำแบบด้านไฟฟ้ากระแสสลับว่าแตกต่างกันเพียงใดที่ค่ากระแสไฟฟ้าด้านไฟฟ้ากระแสตรงเท่าเดิมและกระแสฮาร์มอนิกผ่าน class D ที่ทุกฮาร์มอนิก

ทฤษฎี



รูปที่ 4.9 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยต่อตัวเหนี่ยวนำด้านไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 3.11 ตัวเหนี่ยวนำด้านไฟฟ้ากระแสตรง (L_o) จะมีคุณสมบัติให้กระแสด้านไฟฟ้ากระแสสลับ (I_s) ไหลต่อเนื่อง โดยถ้า L_o ยิ่งมีค่ามากเท่าใดมันจะยิ่งทำให้กระแสไหลต่อเนื่องมากกว่าเดิม หรือก็คือขยายช่วงเวลาการนำกระแสไดโอด ให้มากกว่าเดิม (การทดลองที่ 1) แต่ก็ยังมีเพียงค่าความเหนี่ยวนำช่วงแคบ ๆ เท่านั้น ที่ทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังมากที่สุด และเกิดฮาร์มอนิกน้อยที่สุด โดยการจำลองทางคอมพิวเตอร์ ค่าที่ได้เป็นค่าความเหนี่ยวนำ 58 มิลลิเฮนรี่ จากนั้นทำการคำนวณหาขนาดของแกนเหล็ก จำนวนรอบ ขนาดของขดลวดที่ได้พัน

เมื่อขนาด $L_o = 58 \text{ mH}$

กำหนดเลือก

$$K_w = 0.6 \quad B_m = 0.5 \quad J = 5A/mm^2$$

$$K_c = \frac{I_m}{I} = \frac{3.0}{1.5} = 2.03$$

จากสมการ

$$E = \frac{1}{2} (L_o \cdot I_m^2)$$

$$= \frac{1}{2} (58mH)(3.0)^2$$

$$= 0.216$$

คำนวณหาขนาดแกนเหล็กจากสมการ

$$A_p = \frac{2E}{k_w k_c B_m J}$$

$$A_p = \frac{2(0.261)}{(0.6)(2.03)(0.5)(5 \times 10^6)}$$

$$A_p = 17.1428 \times 10^4 \text{ mm}^4$$

เลือกซื้อแกน

$$\text{เลือก } A_c = 625 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 444 \text{ mm}^2$$

$$A_p = 27.750 \times 10^4 \text{ mm}^4$$

ดังนั้นจึงเลือกแกน 25 mm

คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดจากสมการ

$$N = \frac{L I_m}{A_c B_m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{(58mH)(3.0)}{(625mm^2)(0.5)}$$

$$= 557 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาขนาดขดลวดจากสมการ

$$a = \frac{I}{J} = \frac{1.5A}{5}$$

$$a = 0.3 \text{ mm}^2$$

เลือกขนาดขดลวดจากตารางได้

$$\text{SWG 22} \quad a = 0.3973 \text{ mm}^2$$

คำนวณหาขนาด Air gab จากสมการ

$$\begin{aligned} l_g &= \frac{\mu_0 N^2 A c}{L} \\ &= \frac{4\pi \times 10^{-7} (557)^2 (625 \text{ mm}^2)}{58mH} \end{aligned}$$

$$l_g = 4.2 \text{ mm}$$

ทดสอบการลงขดลวดจากสมการ

$$AwKw > aN$$

$$266.4 > 221.2 \text{ เป็นจริง}$$

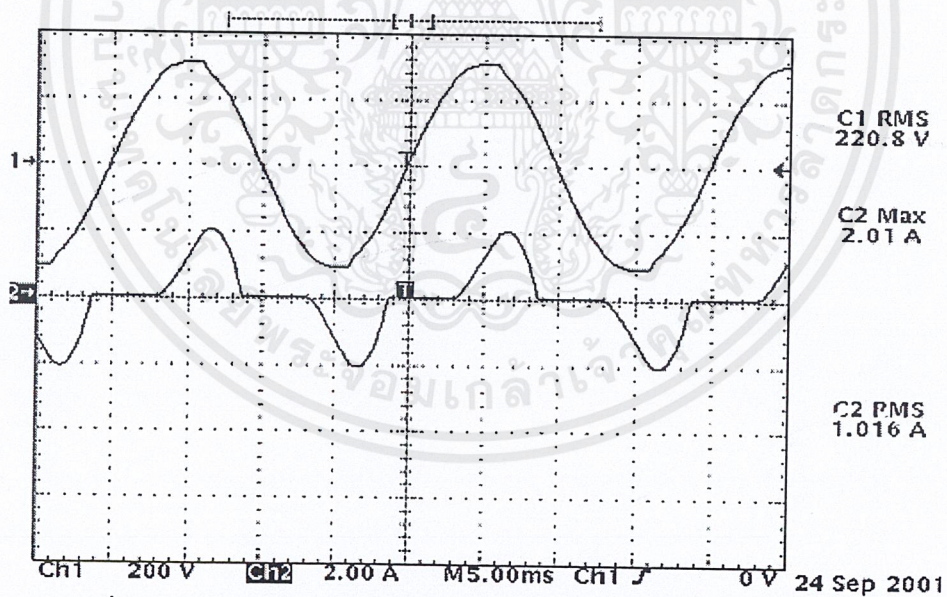
อุปกรณ์การทดลอง

1. แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ 0 – 220 V. (ms)
2. กระแสไฟฟ้าชนิดไม่เป็นเชิงเส้น 1 ชุด และต่อตัวเหนี่ยวนำขนาด 58 mH ด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
3. ชุด Probe กระแสและแรงดันไฟฟ้า ซึ่งสามารถตรวจสอบค่าตัวประกอบกำลัง

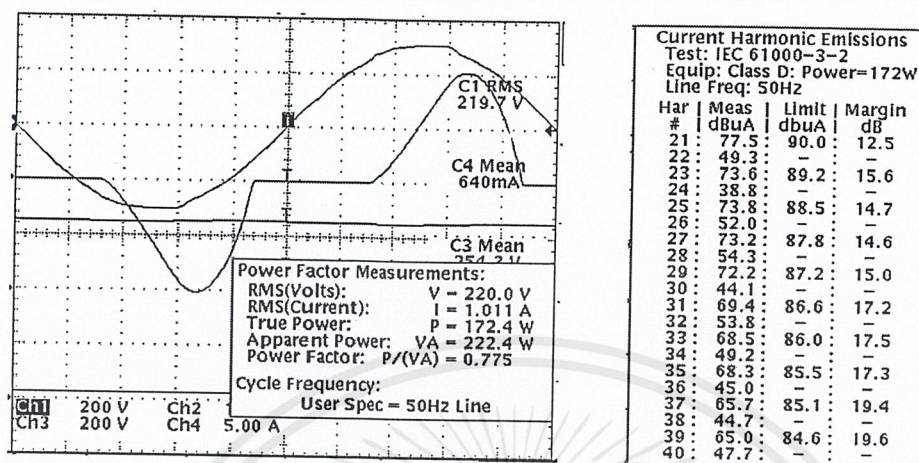
การทดลอง

1. ต่อยุทธตามรูป 3.11
2. ต่อ probe แรงดัน CH1 เป็น V_s
3. ต่อ probe แรงดัน CH2 เป็น I_s
4. ทำการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จากภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้นของการทดลองนี้
5. ทำการวัดค่ากระแส I_s ในรูปของฮาร์มอนิกดิสเตอร์ชั้น โดยใช้ class D ในการเทียบค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่อ่านได้จากข้อ 4

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของการทดลองนี้



รูปที่ 4.11 แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลังของการทดลองนี้

รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบกระแสฮาร์มอนิกกับมาตรฐาน IEC-Class D

สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดลองวงจรตามรูป 3.12 ผลของรูปร่างกระแส (I_s) จะมีลักษณะใกล้เคียงกับการต่อตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ แต่ว่าค่าของกระแสสูงสุดจะมีค่าต่ำกว่าการทดลองที่ 2 แต่ค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่ามากกว่าการทดลองที่ 2 แต่กระแสฮาร์มอนิกของการทดลองที่ 3 นี้จะผ่าน class D มากกว่าการทดลองที่ 3 ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า การต่อตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงของวงจร และค่ากระแส (I_s) ฮาร์มอนิก จะมีค่าผ่าน class D มากกว่าการทดลองที่ 2 แต่ขนาดของแกนเหล็กจะมีขนาดใหญ่เท่า ระยะเวลาในการนำกระแสก็จะมีค่ามากกว่า

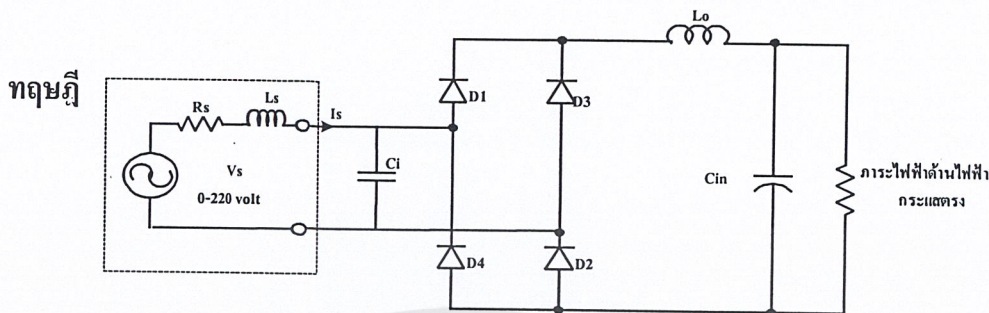
4.4 การทดลองที่ 4 การเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังโดยต่อตัวเก็บประจุ

ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับเพิ่มเข้าจากการทดลองที่ 3

วัตถุประสงค์การทดลอง

1. เพื่อพัฒนาการทดลองที่ 4 ให้ค่าตัวประกอบกำลังสูงกว่าเดิมโดยอาศัยหลักการของตัวเก็บประจุ
2. เพื่อพัฒนาการทดลองที่ 4 ให้ค่ากระแส (I_s) ฮาร์มอนิกมีค่าที่เกิน class D สูงเท่าเดิม

3. เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมมาต่อเป็นตัวเก็บประจุทางด้านขาเข้าของวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.13 เพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปที่ด้านไฟฟ้ากระแสสลับจากการทดลองที่ 3 โดยหลักการของตัวเก็บประจุค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเป็น

$$Z_c = \frac{-j}{\omega C} \quad \Omega$$

$$Z_c = \frac{-j}{2\pi f C}$$

จากวงจรรูปที่ 4.12

ภาระด้านไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากันทุกการทดลอง

โดยค่า $L_o = 58$ มิลลิเฮนรี่ (ของการทดลองที่ 3) โดยหลักการของ Z_c จะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ค่าสูงๆ ค่า Z_c จะคล้ายกับลัดวงจร ดังนั้นที่กระแสฮาร์มอนิกสูงๆ หรือเกิน 50 Hz ขึ้นไป จะไม่สามารถเข้าไปรบกวนในวงจรเรียงกระแสด้วยทำให้เมื่อใช้งานไปนานๆ แล้ว จะมีค่าของกระแสฮาร์มอนิกต่ำกว่าเดิม หรือผ่าน class D มากขึ้น กว่าเดิมนั่นเอง เป็นผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงกว่าเดิมตอนยังไม่ใส่ตัวเก็บประจุ (C_i) นั่นเอง โดยตัวเก็บประจุ (C_i) ดังกล่าวก็สามารถหาค่าได้จากการจำลองทางคอมพิวเตอร์นั่นเอง โดยค่าที่ดีที่สุดคือ $C_i = 5 \mu F$, 250 VAC

อุปกรณ์การทดลอง

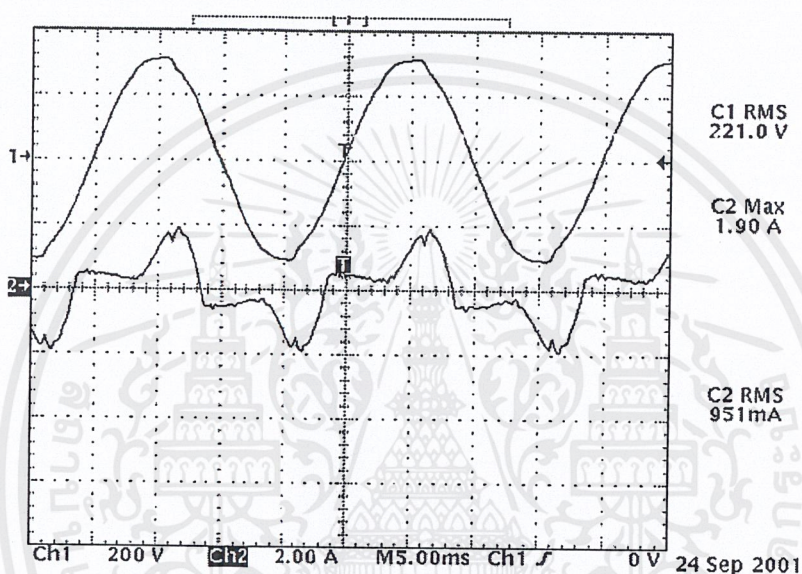
- 1) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 0 - 220 V (rms)
- 2) ภาระไฟฟ้าชนิดไม่เป็นเชิงเส้น 1 ชุด และต่อตัวเหนี่ยวนำขนาด 58 mH ทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และต่อตัว capacitor 5 μF ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ 1 ตัว
- 3) ชุด probe กระแสและแรงดันไฟฟ้าซึ่งสามารถตรวจสอบค่าตัวประกอบกำลัง

การทดลอง

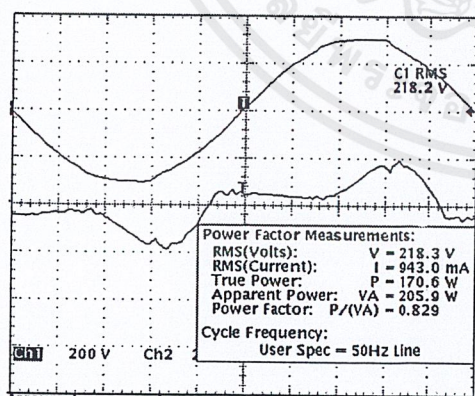
- 1) ต่อกวงจรตามรูป 3.16

- 2) ต่อ probe แรงดันที่ CH1. เป็น V_s
- 3) ต่อ probe กระแสที่ CH2 เป็น I_s
- 4) ทำการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จากภาระไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้นของการทดลองนี้
- 5) ทำการวัดค่ากระแส I_s ในรูปของฮาร์โมนิกส์คัสเตอร์ชั้น โดยใช้ class D ในการเทียบค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่อ่านได้จากข้อ 4

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของการทดลองนี้



Current Harmonic Emissions			
Test: IEC 61000-3-2			
Equip: Class D: Power=170w			
Line Freq: 50Hz			
Har #	Meas dbuA	Limit dbuA	Margin dB
1	117.9	-	-
2	68.1	-	-
3	113.9	115.2	1.3
4	66.0	-	-
5	101.9	110.2	8.3
6	61.1	-	-
7	97.2	104.6	7.4
8	61.7	-	-
9	93.2	98.6	5.4
10	54.4	-	-
11	84.5	95.5	11.0
12	43.1	-	-
13	79.8	94.0	14.2
14	33.5	-	-
15	87.3	92.8	5.5
16	56.6	-	-
17	85.6	91.7	6.1
18	55.9	-	-
19	75.9	90.7	14.9
20	58.1	-	-

รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของการทดลองนี้

รูปที่ 4.16 ค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้จากการทดลองนี้และการเปรียบเทียบกระแสกับมาตรฐาน IEC ClassD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์การทดลอง

จากการทดลอง วงจรรูปที่ 3.16 ผลของรูปคลื่นกระแส (Is) มีลักษณะที่กว้างมากกว่าการทดลองที่ผ่านมา และมีค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงกว่าด้วย คือ 0.829 เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.19 และ 3.20 พบว่า ค่ากระแสฮาร์มอนิกของการทดลองนี้ผ่าน class D หมดทุกค่า แต่ที่ความถี่ที่ 3 กระแสฮาร์มอนิกของการทดลองนี้มีค่าผ่านน้อย การทดลองที่ 3 จึงพอสรุปได้ว่าที่ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเพิ่มขึ้นมากเพราะว่ากระแสฮาร์มอนิกลดน้อยลงแต่ที่ค่าตัวประกอบกำลังในการทดลองนี้มีค่ามากกว่าการทดลองที่ 3 เพราะว่า ค่า displacement power factor มีค่าดีกว่า

เมื่อพิจารณาผลการทดลองแล้วจะพอสรุปได้ว่า ค่า capacitor ค่านี้เป็นค่าที่ดีที่สุดแล้วสำหรับวงจรนี้ ซึ่งเมื่อลองพิจารณาจะพบว่าถ้าใช้ capacitor ที่มีค่ามากกว่านี้จะทำให้กระแส Is มีค่าสูงขึ้นมาทันที แต่ถ้าใช้ capacitor ที่มีค่าน้อยกว่าที่ออกแบบไว้มาก จะทำให้ช่วยกรองความถี่ฮาร์มอนิกออกได้ไม่หมด

4.5 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟโดยใช้วงจรบูสต์เข้าช่วย

วัตถุประสงค์การทดลอง

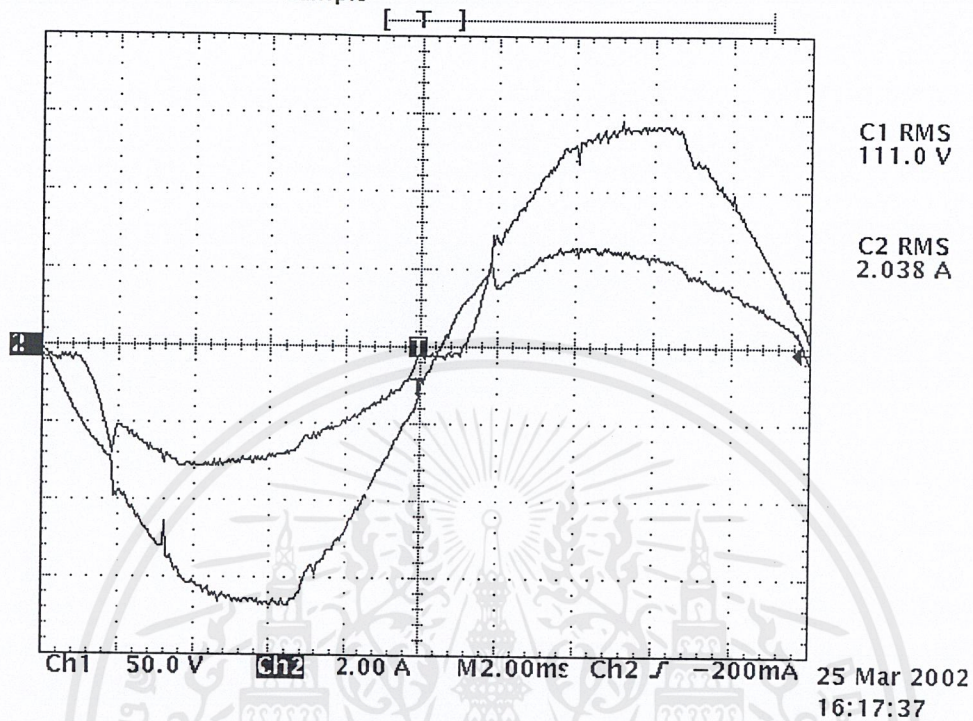
1. เพื่อพัฒนาการทดลองที่ 1, 2, 3 และ 4 ให้ค่าตัวประกอบกำลังสูงกว่าเดิมโดยอาศัยหลักการของการปรับปรุงแบบแอคทีฟ
2. เพื่อเปรียบเทียบผลกับการทดลองการปรับปรุงแบบพาสซีฟ

ลักษณะการทดลอง

เป็นการทดลองเพื่อแสดงรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าเทียบกับแรงดันสายด้านเข้า ลักษณะของแรงดันไฟตรงด้านออก ค่าตัวประกอบกำลังและกำลังไฟฟ้าด้านเข้า ค่ากระแสฮาร์มอนิกเทียบกับมาตรฐานของไออีซี ตลอดจนแรงดันสายด้านเข้าของการออกแบบ 110-260 โวลต์

ผลการทดลอง ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 110 โวลต์

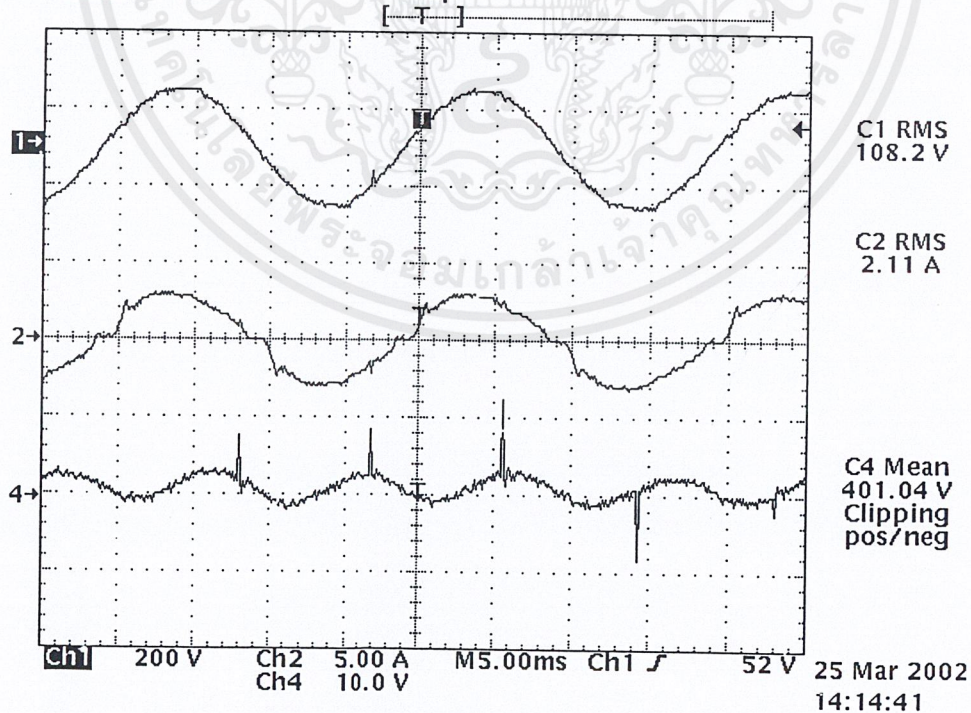
Tek Run: 25.0kS/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek **stop** 10.0kS/s

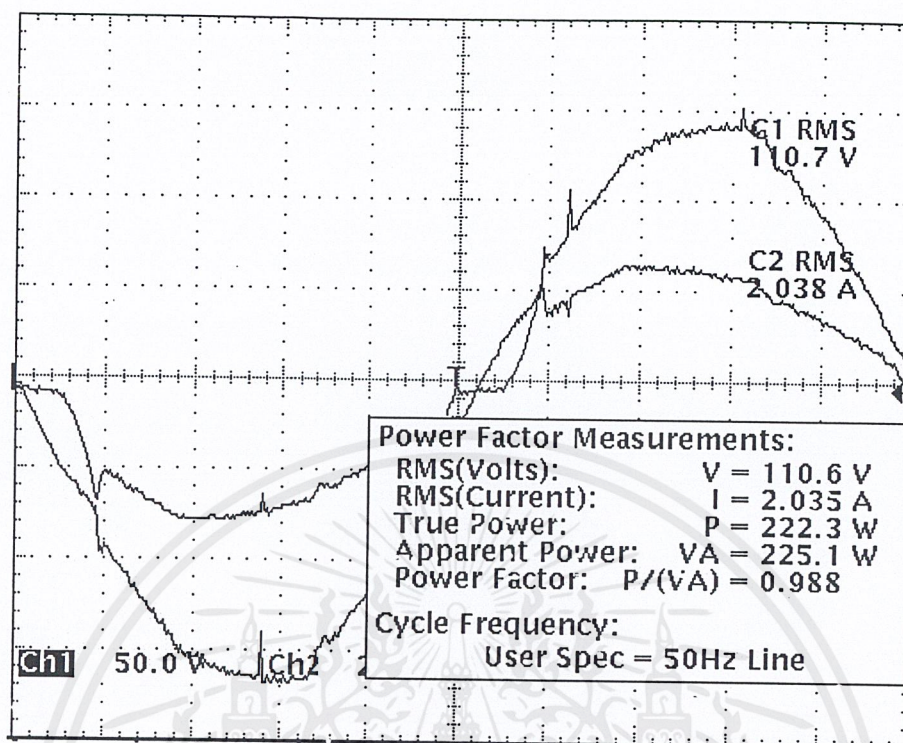
2 Acqs



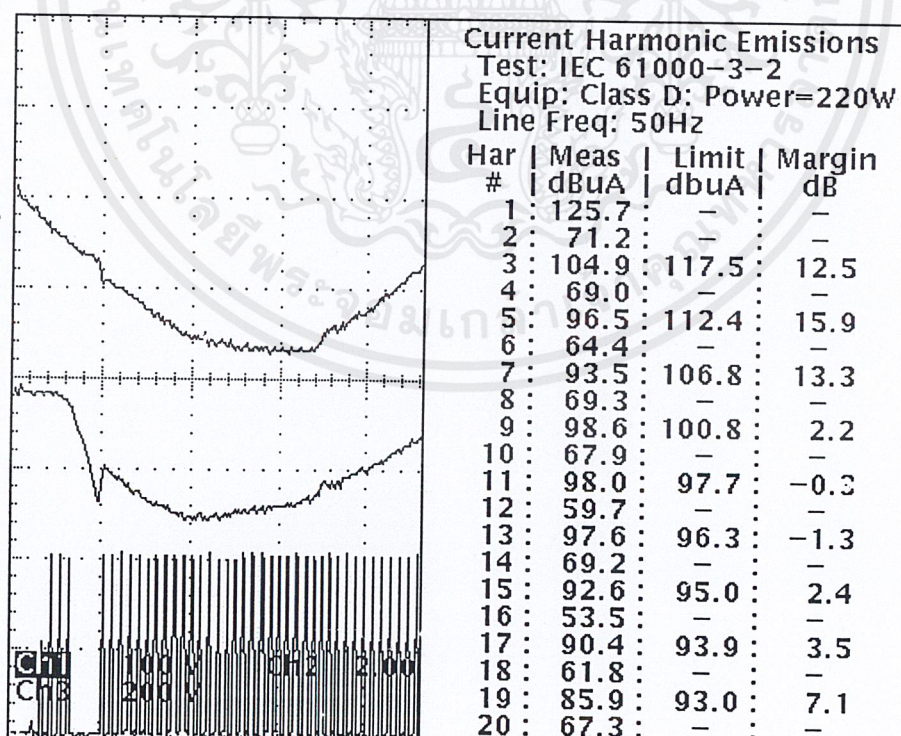
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

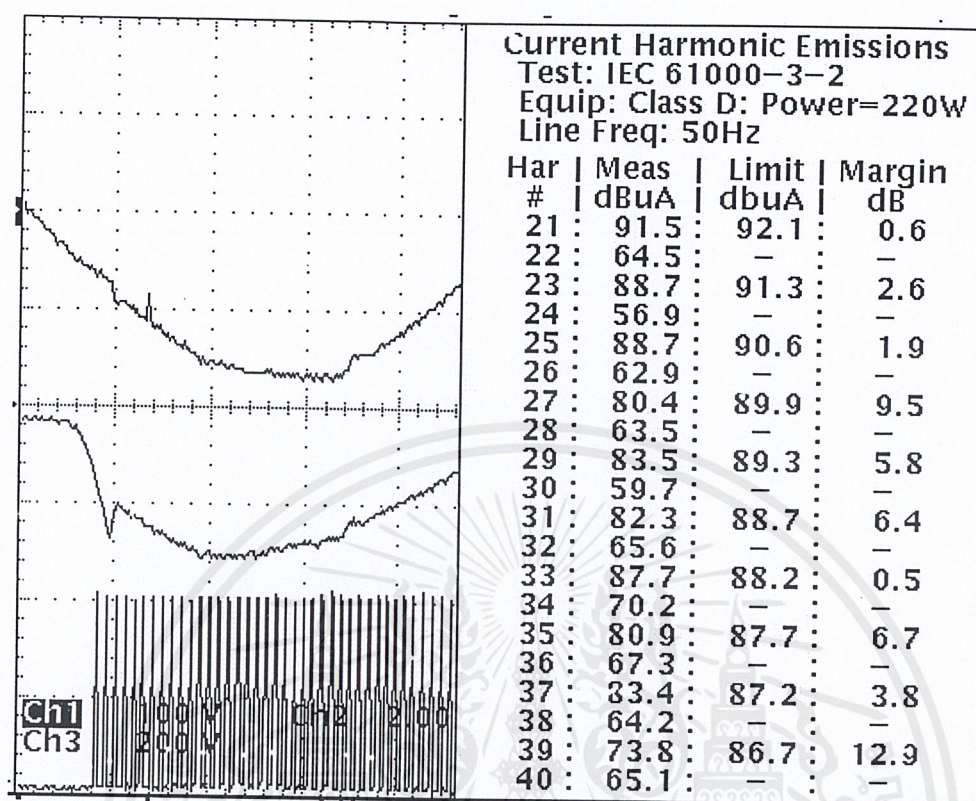


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

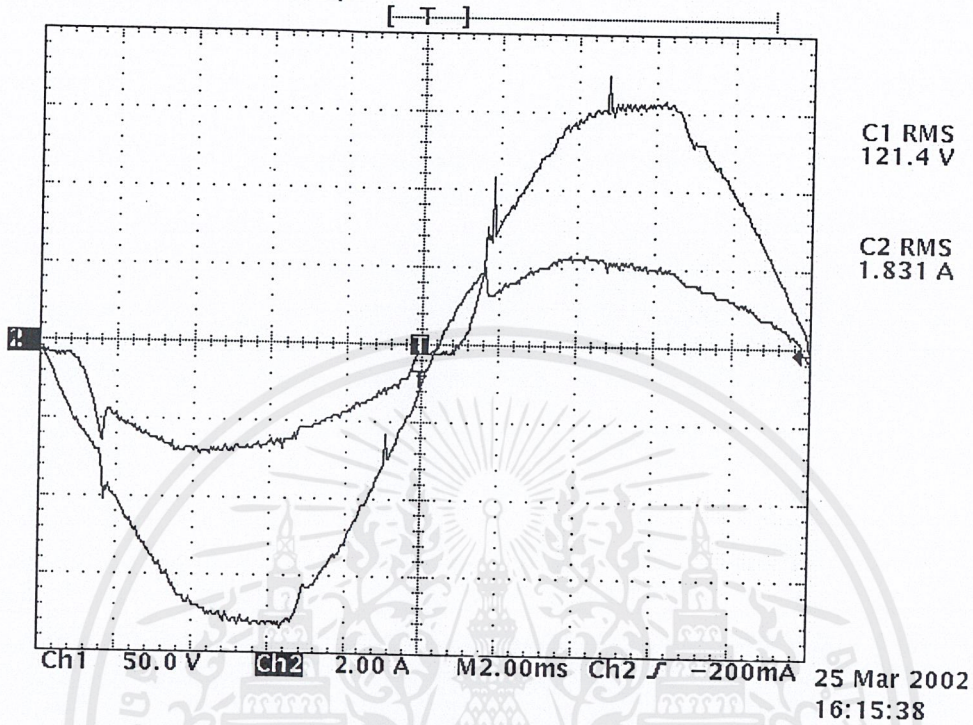
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



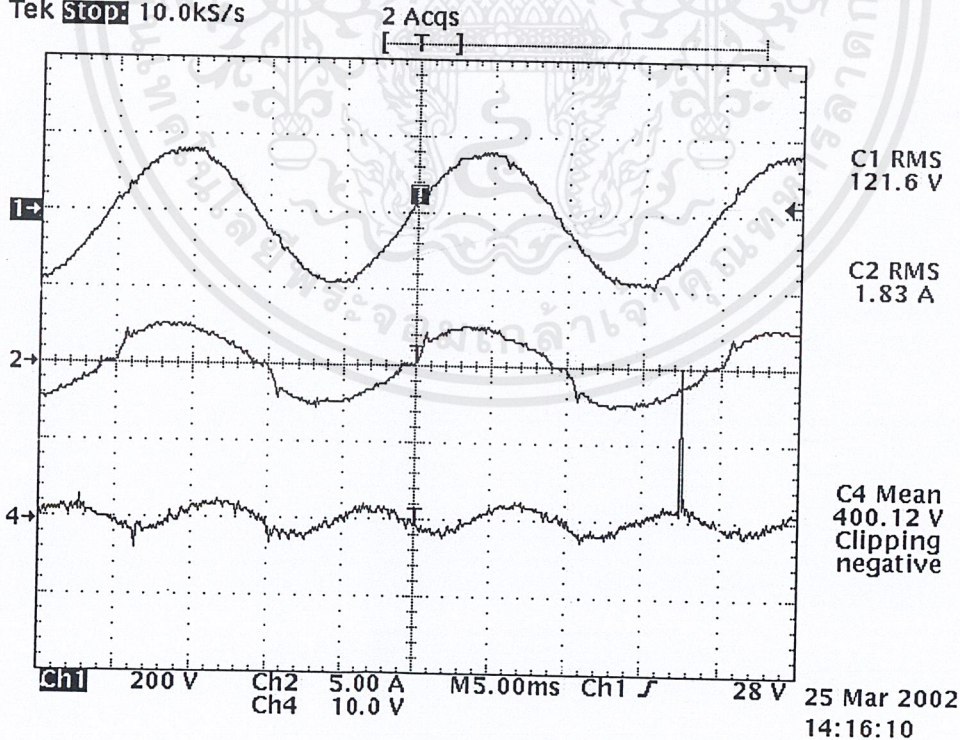
รูปที่ 4.17 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 110 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 120 โวลต์

Tek Run: 25.0kS/s Sample

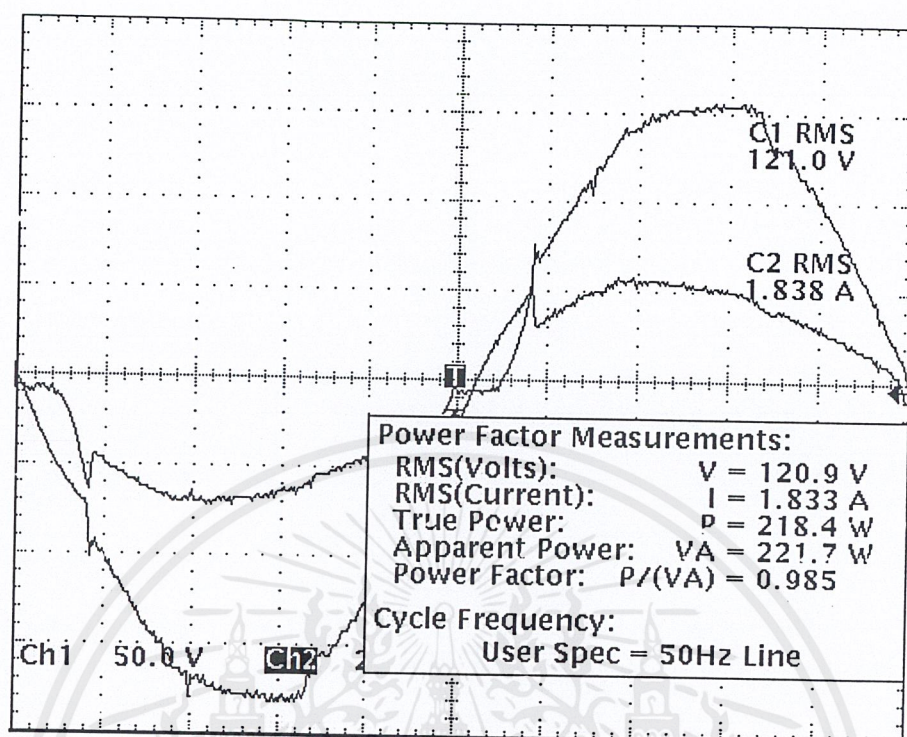


ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า
Tek Stop: 10.0kS/s

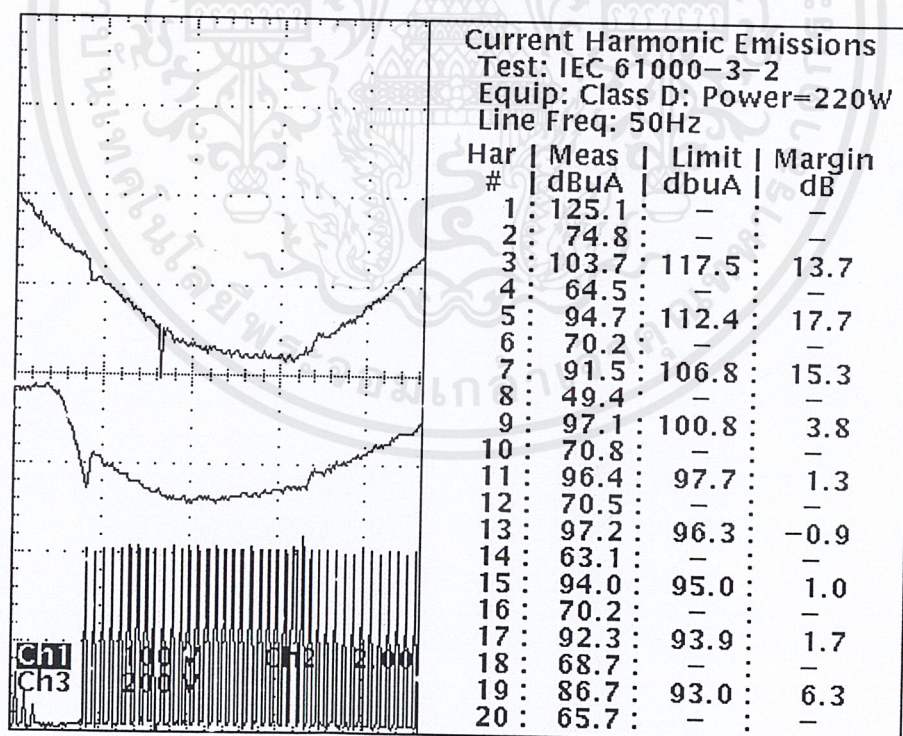


ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

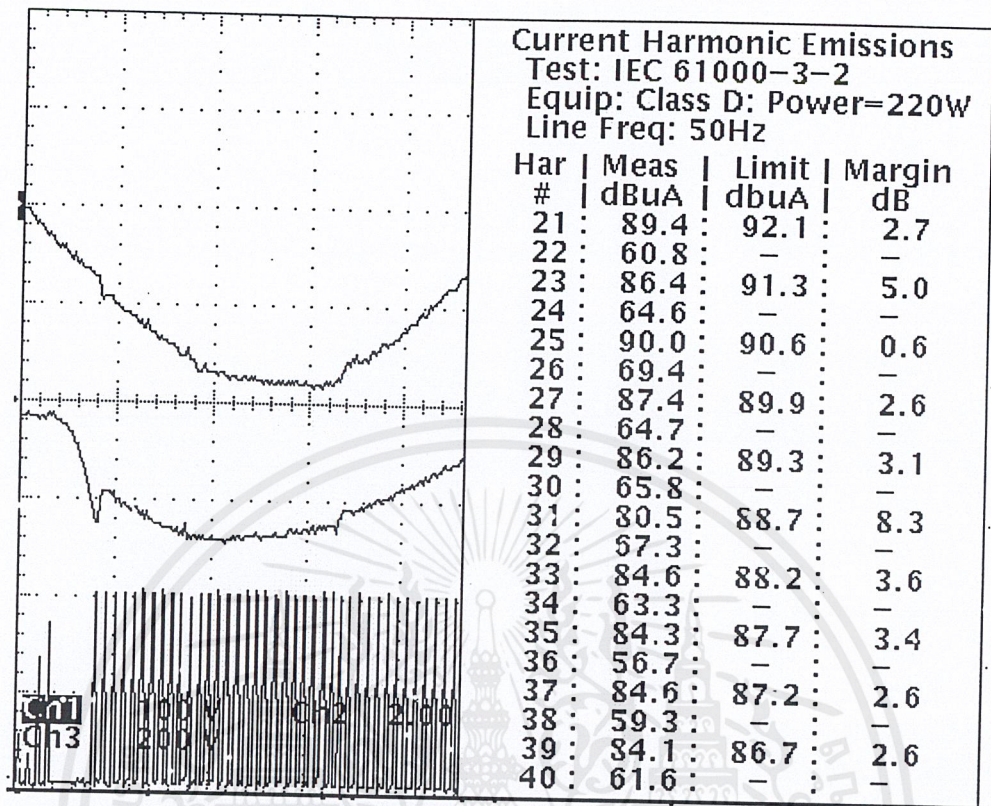
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ด) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



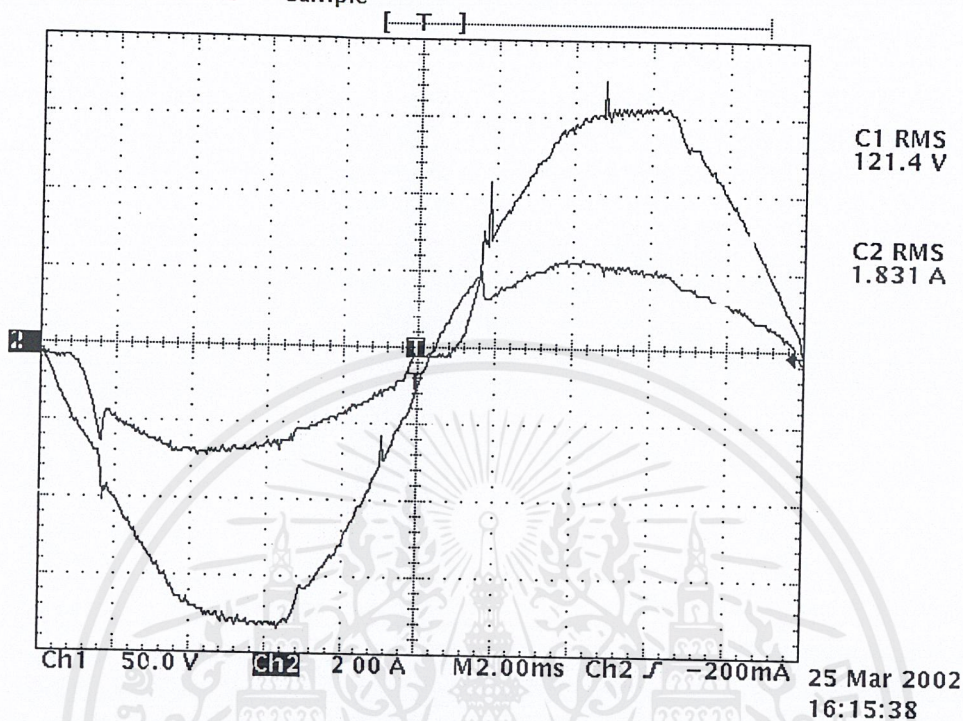
ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์



รูปที่ 4.18 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 120 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 130 โวลต์

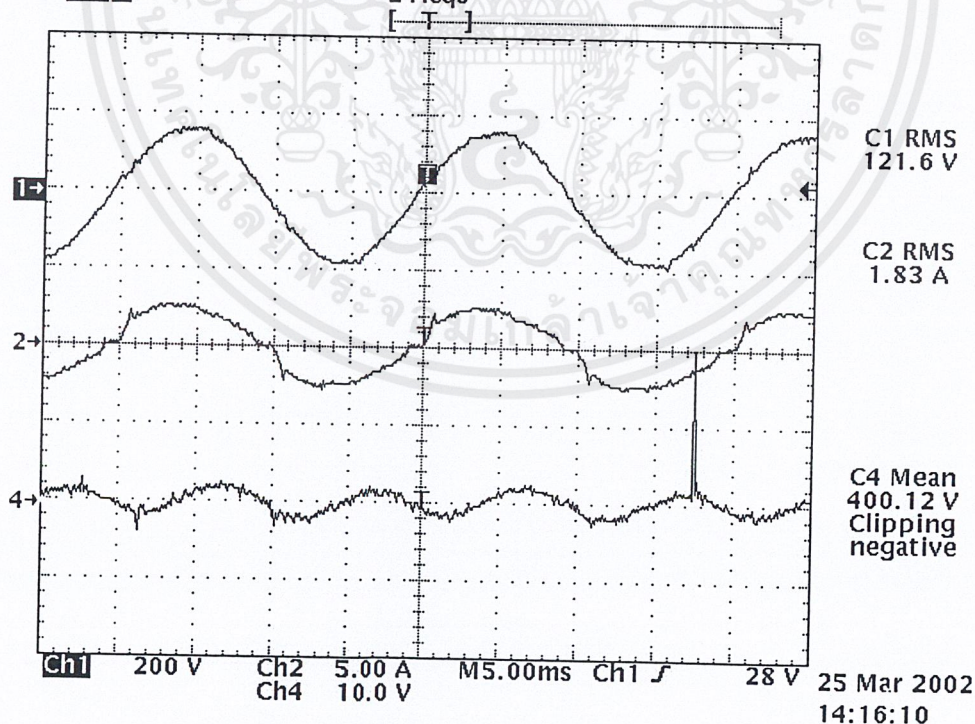
Tek Run: 25.0ks/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0ks/s

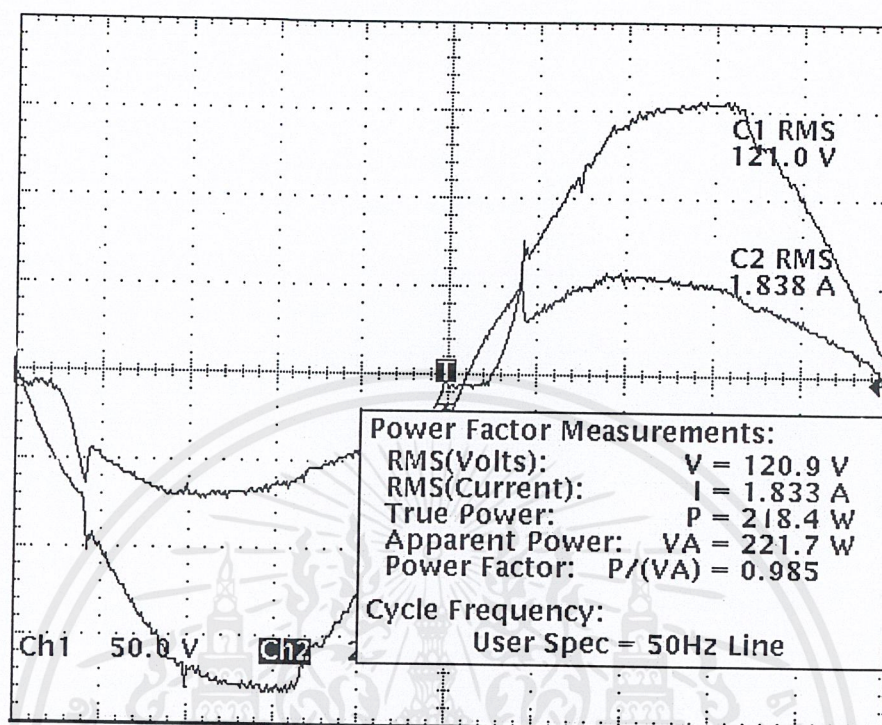
2 Acqs



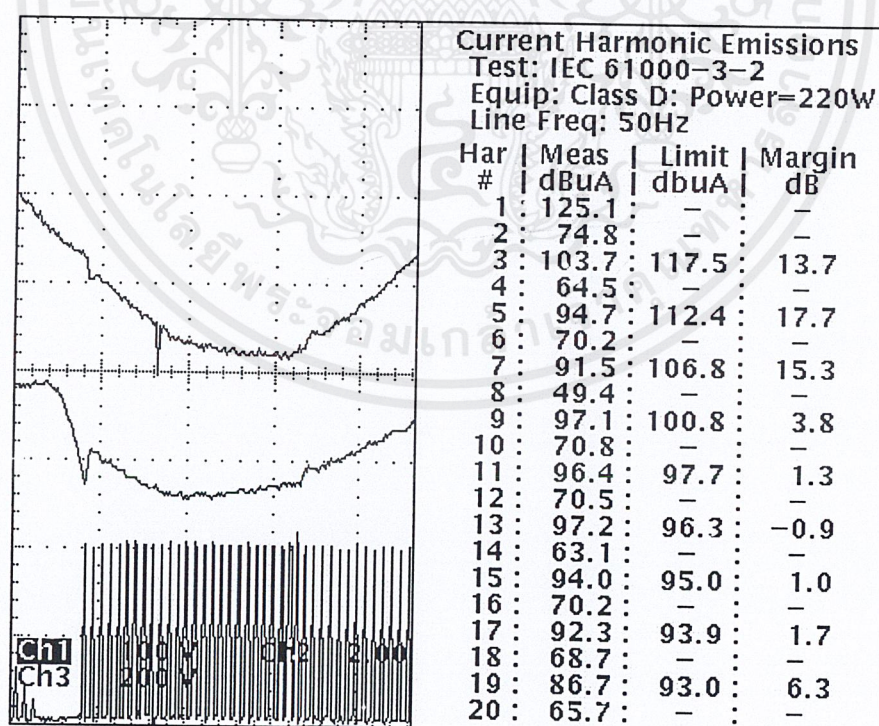
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

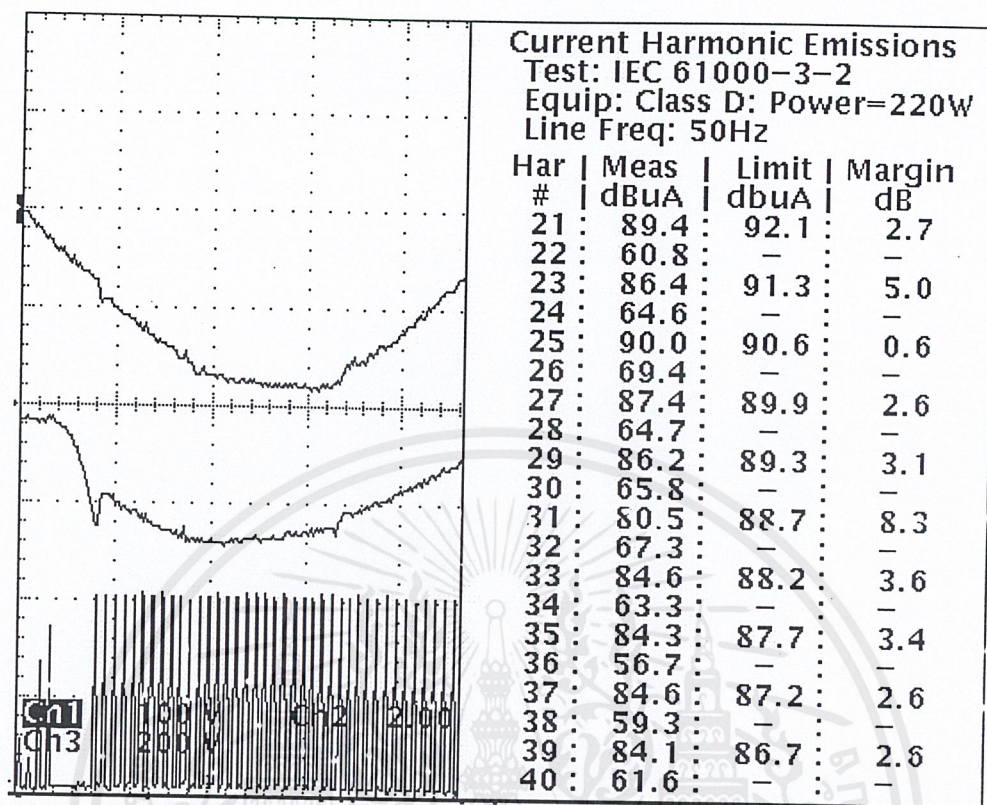
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์

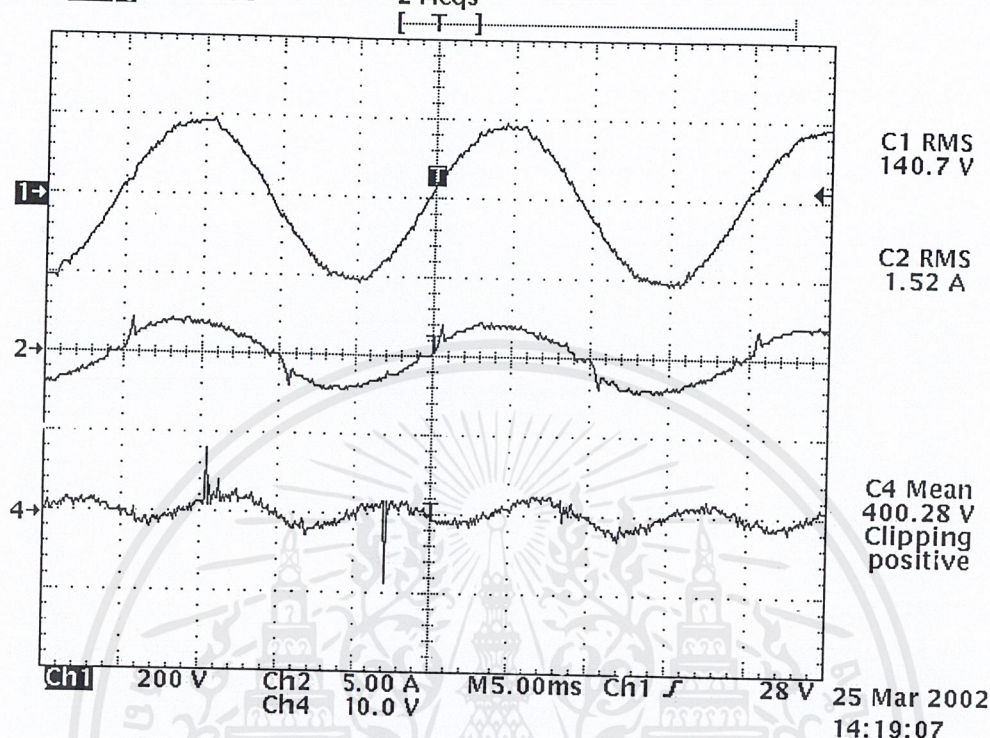


รูปที่ 4.19 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 130 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 140 โวลต์

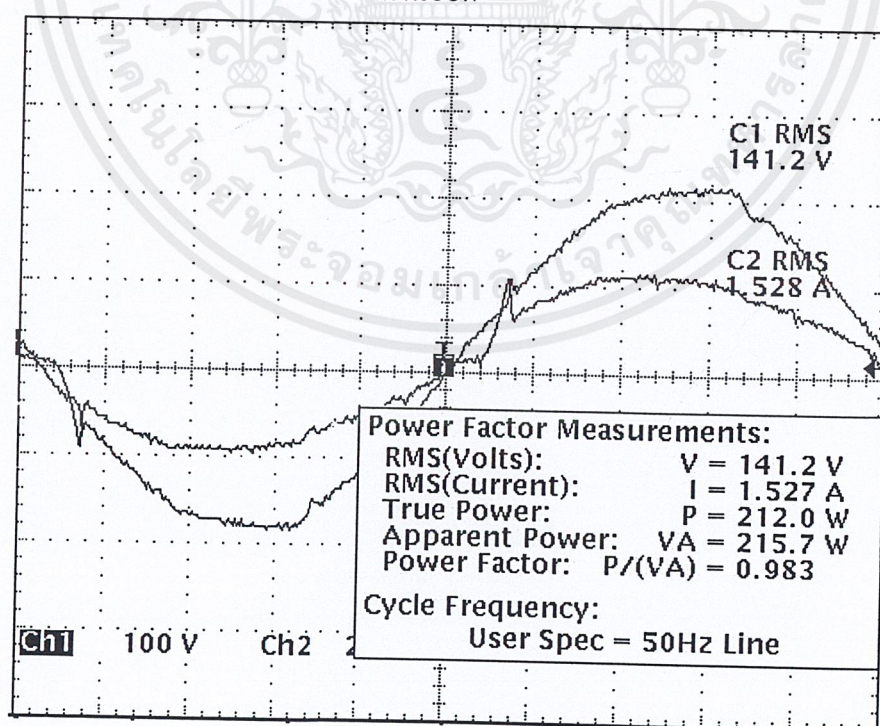
Tek **Stop** 10.0ks/s

2 Acqs



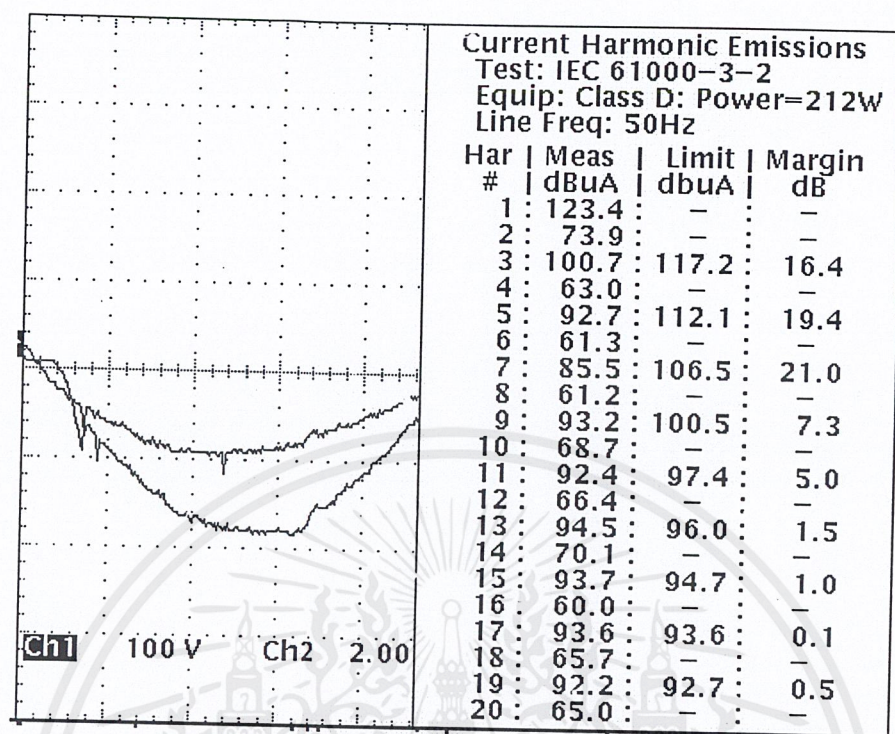
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

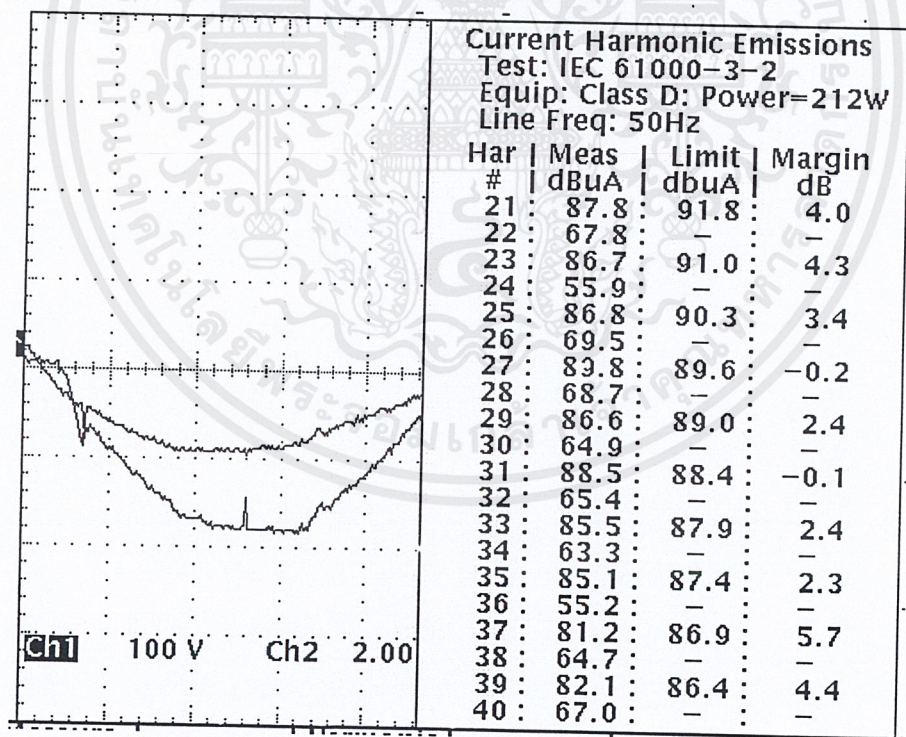


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์

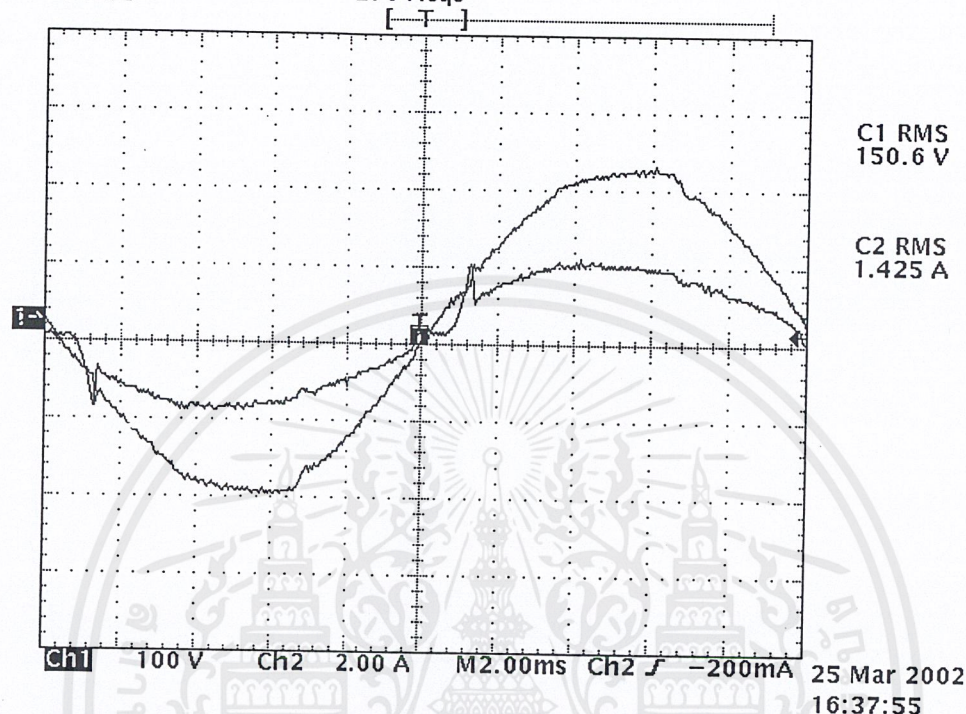


รูปที่ 4.20 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 140 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 150 โวลต์

Tek **Stop**: 25.0ks/s

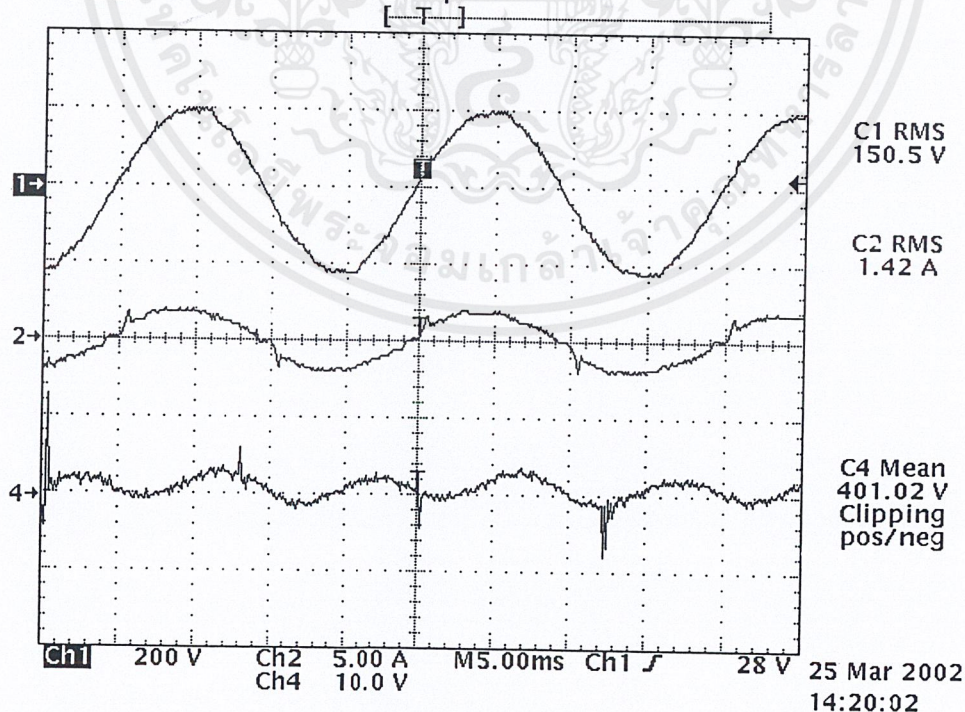
276 Acqs



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek **Stop**: 10.0ks/s

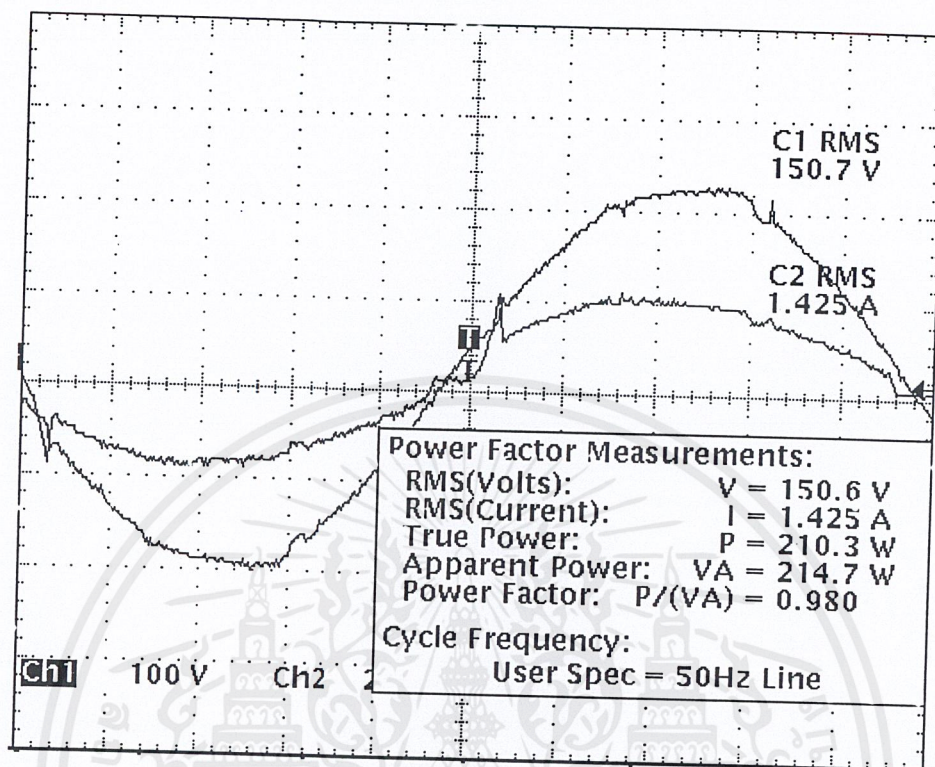
2 Acqs



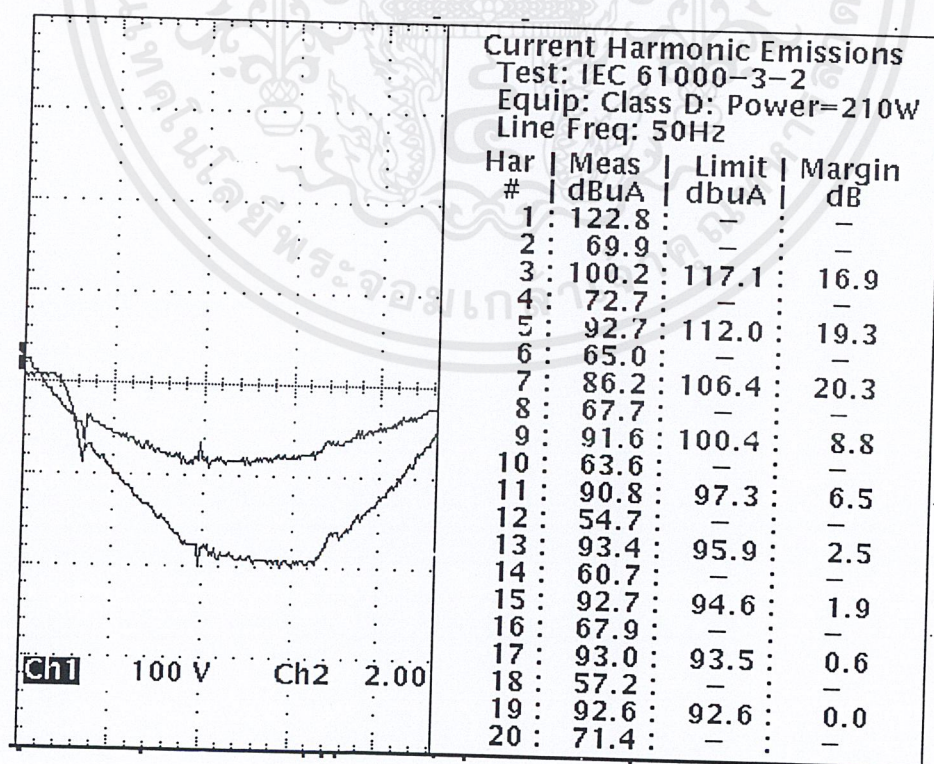
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

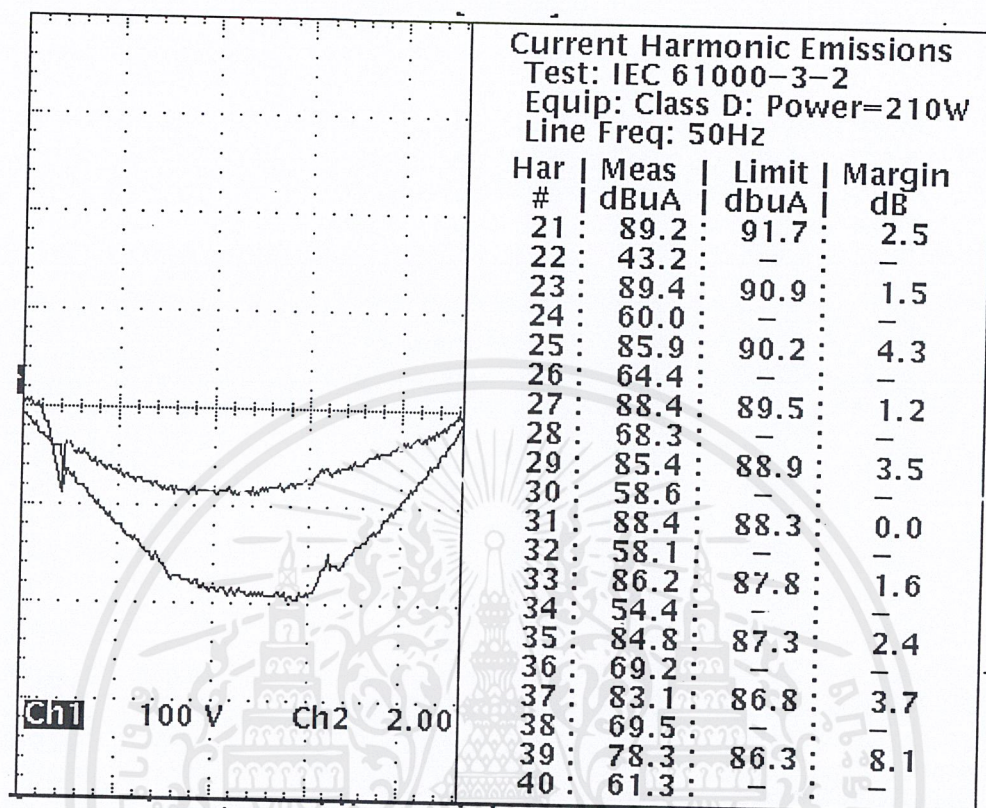


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

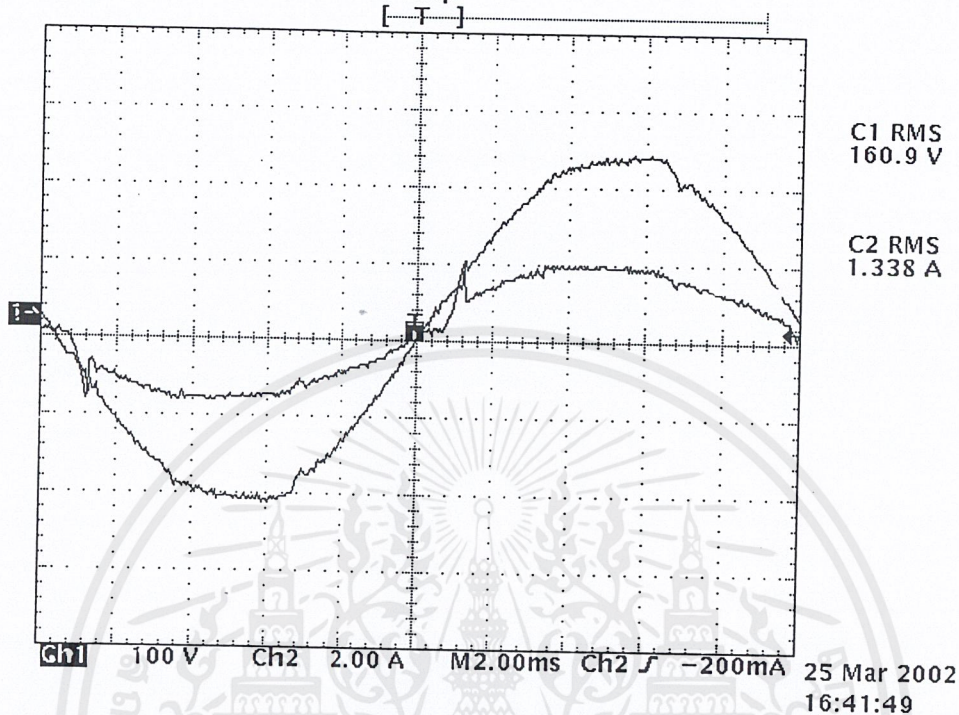


รูปที่ 4.21 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 150 โวลต์

ที่แรงดันต้นเข้าของสาย 160 โวลต์

Tek **Stop** 25.0kS/s

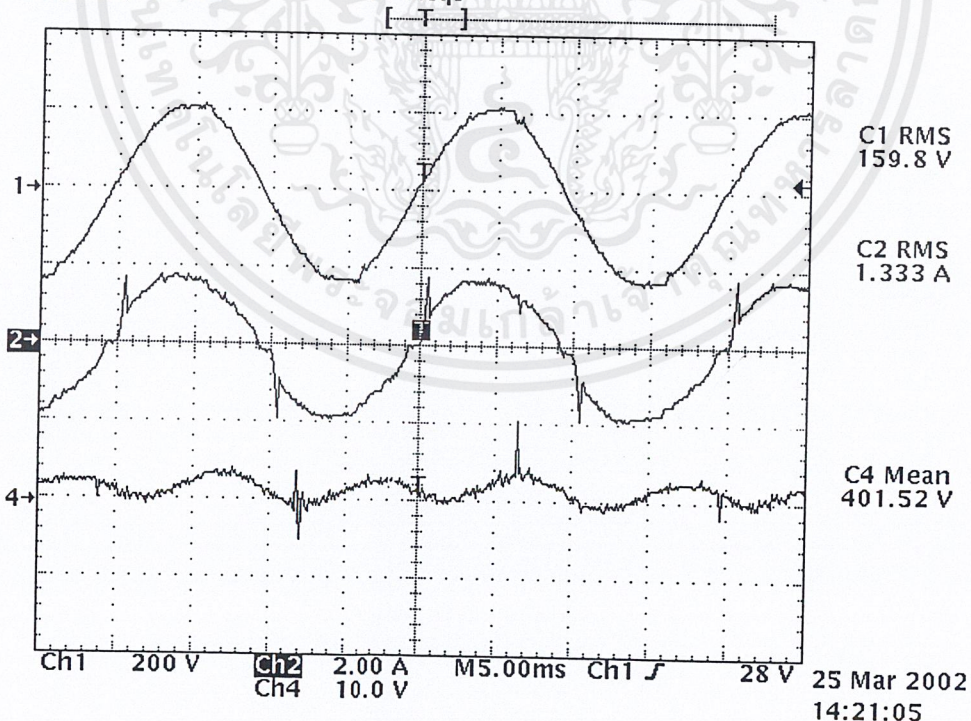
3 Acqs



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek **Stop** 10.0kS/s

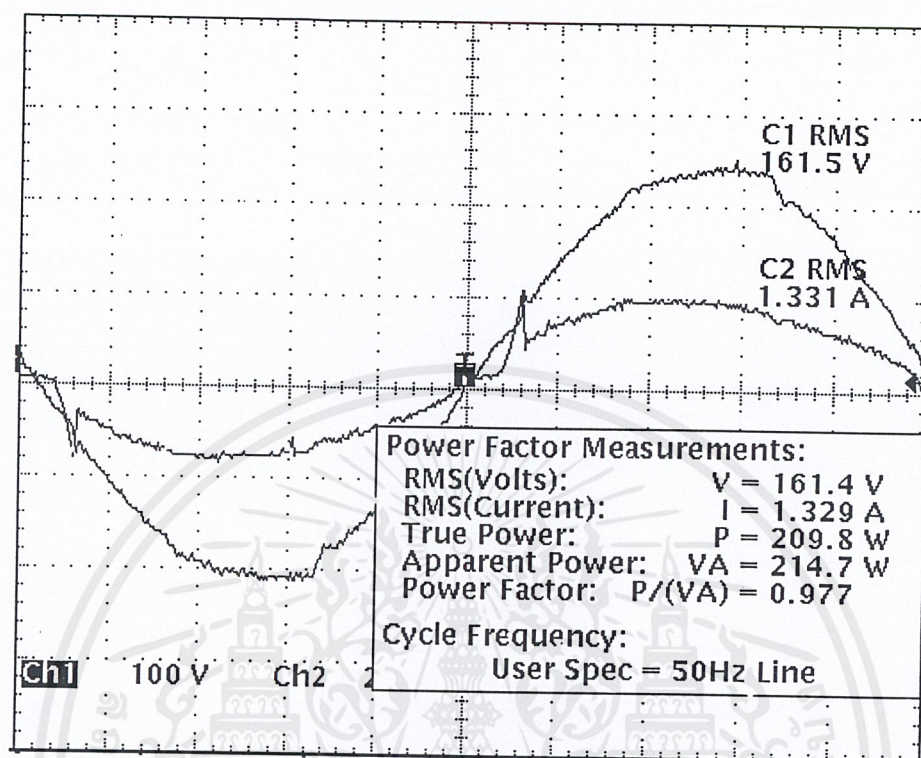
27 Acqs



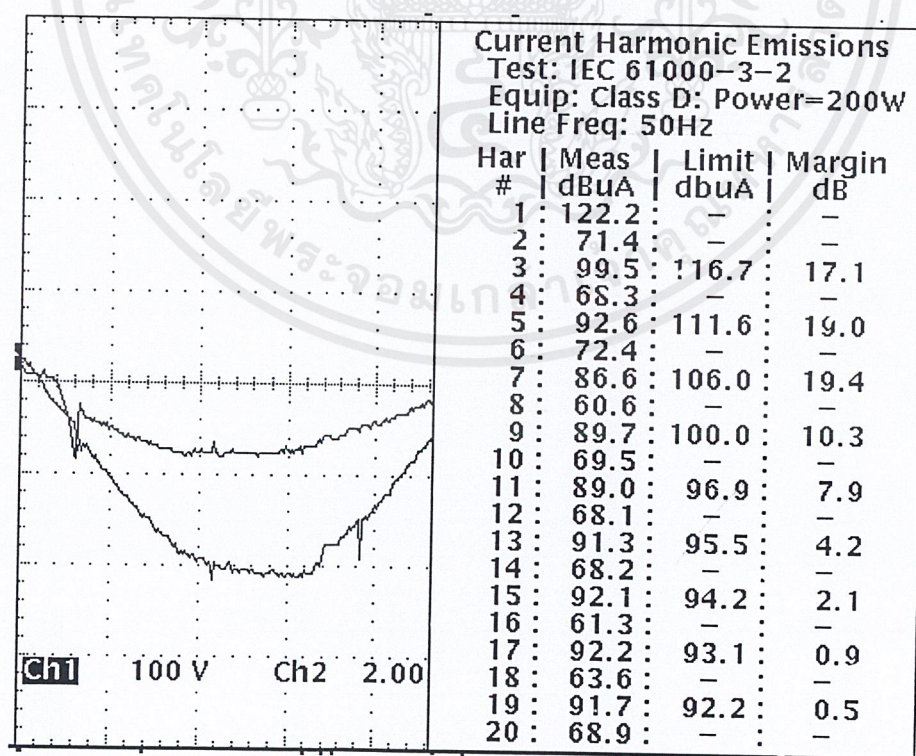
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

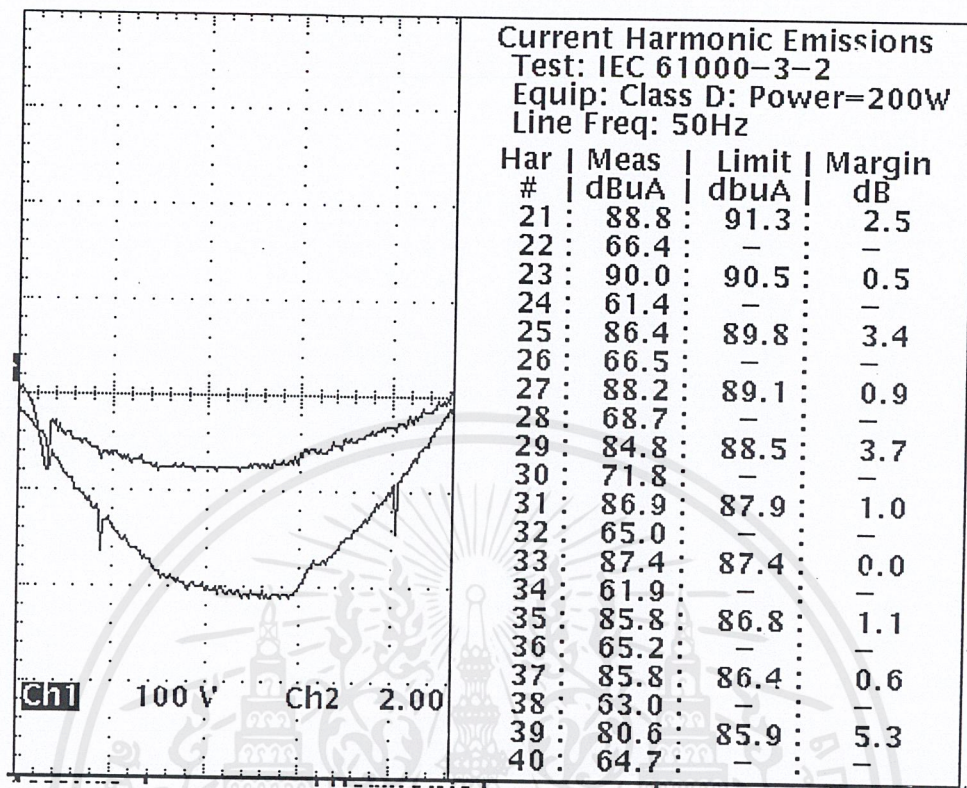


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

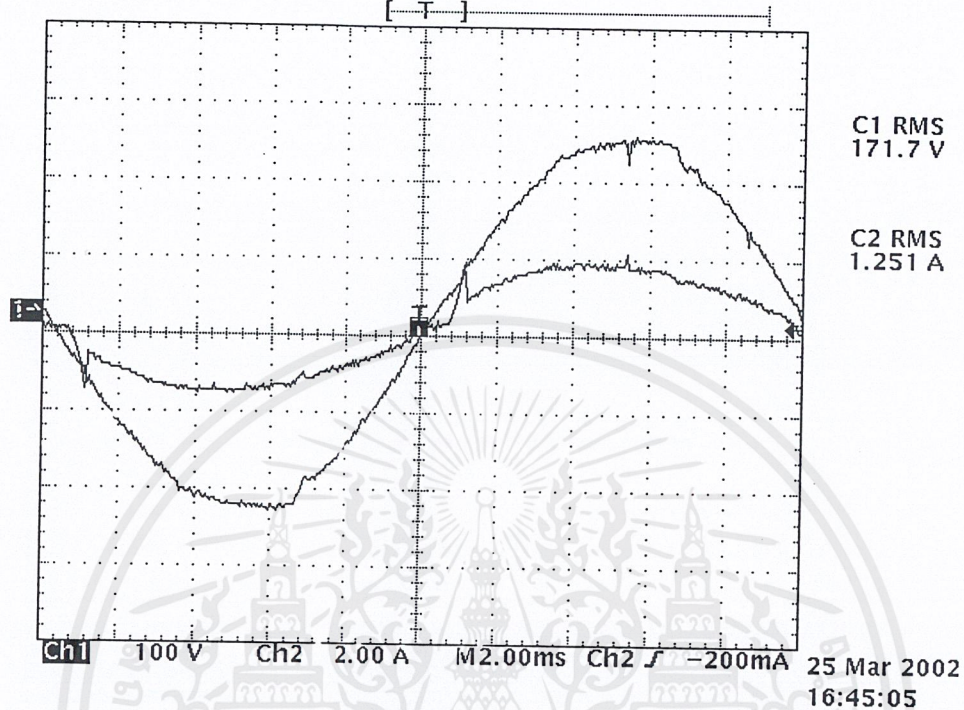


รูปที่ 4.22 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 160 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 170 โวลต์

Tek Stop: 25.0ks/s

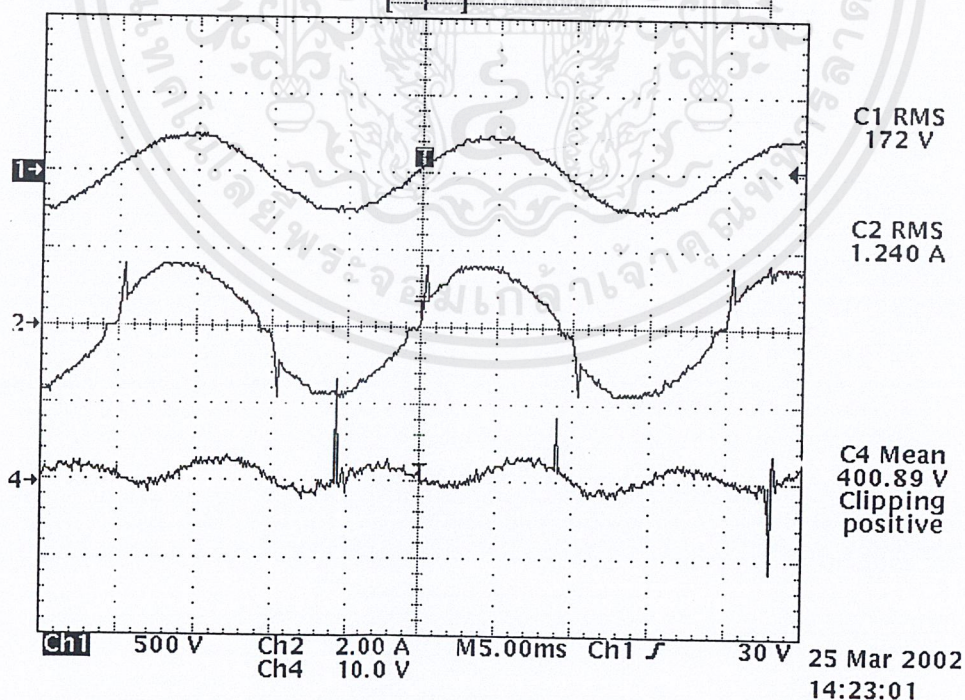
3 Acqs



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0ks/s

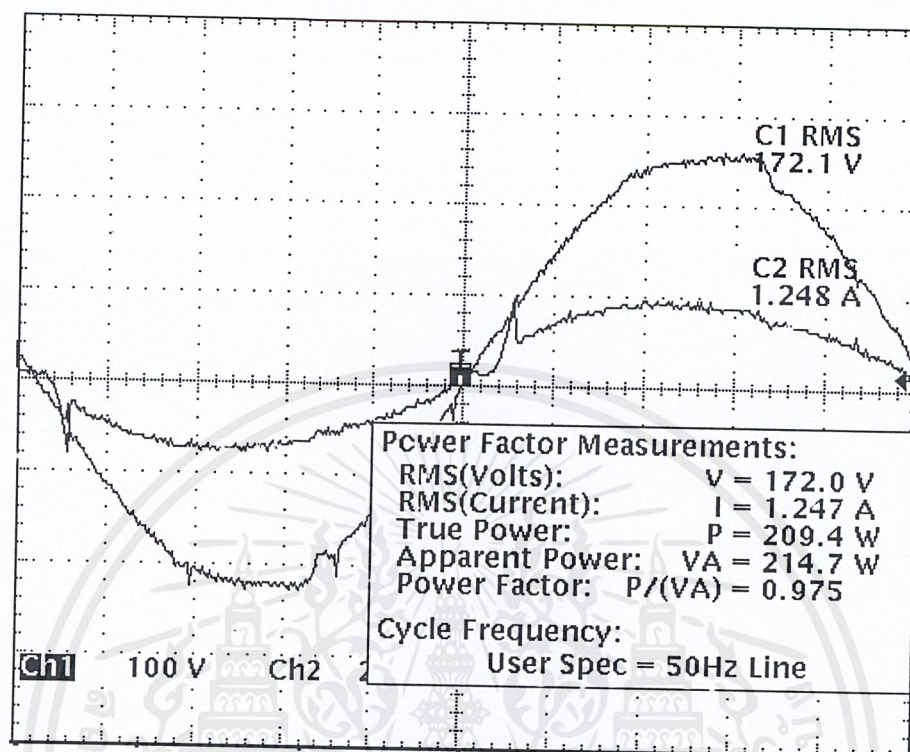
1 Acqs



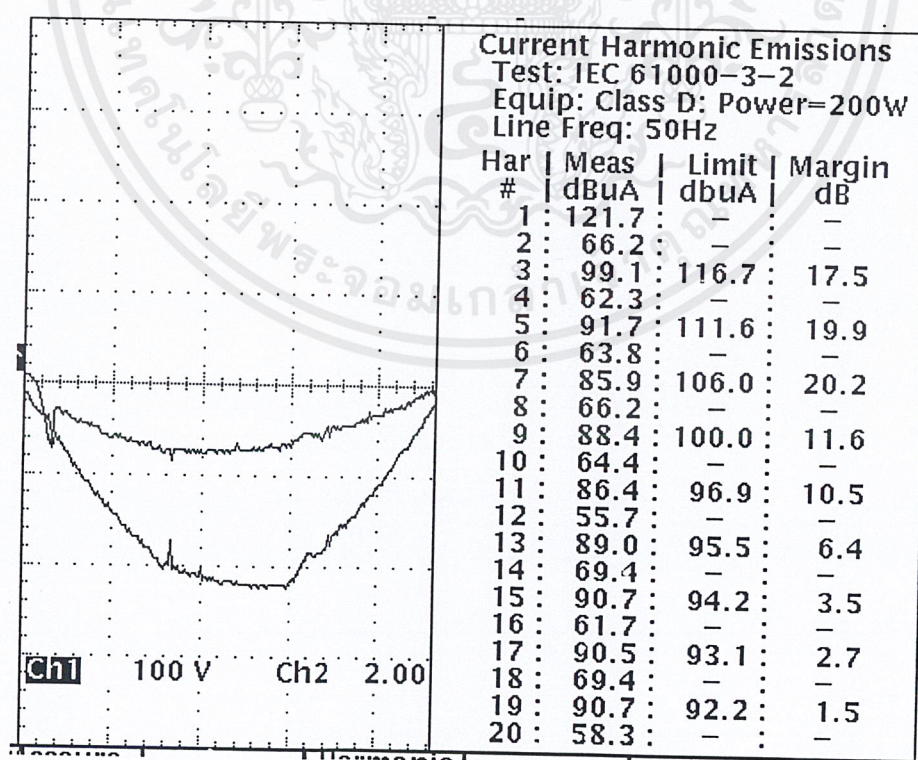
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

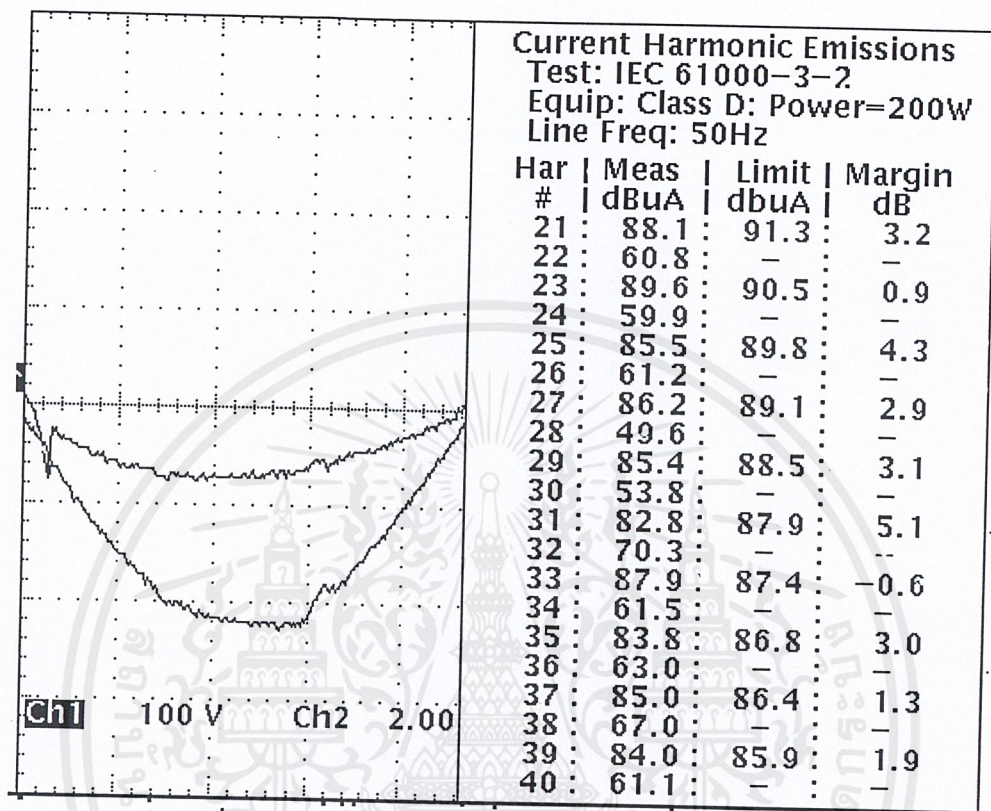


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์

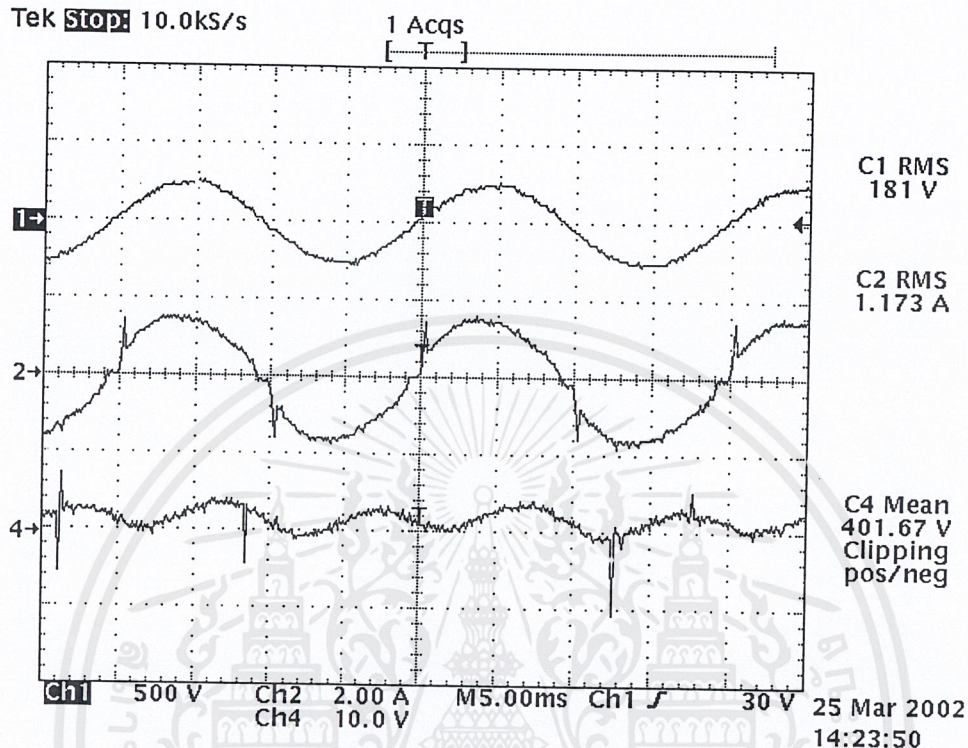
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



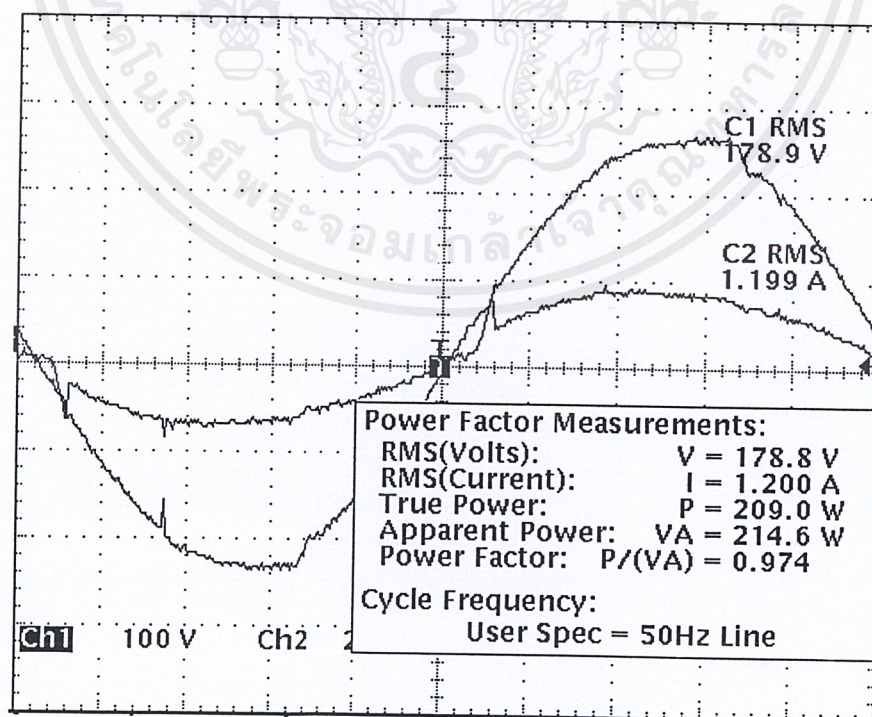
รูปที่ 4.23 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 170 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 180 โวลต์

Tek **Stop** 10.0ks/s

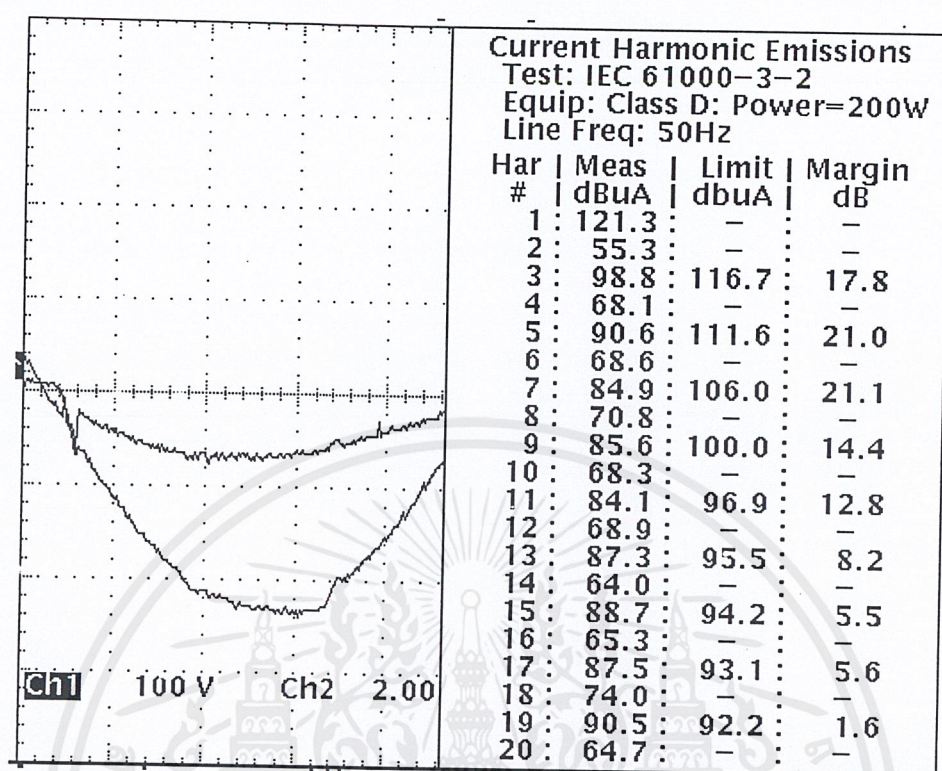


ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า
C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

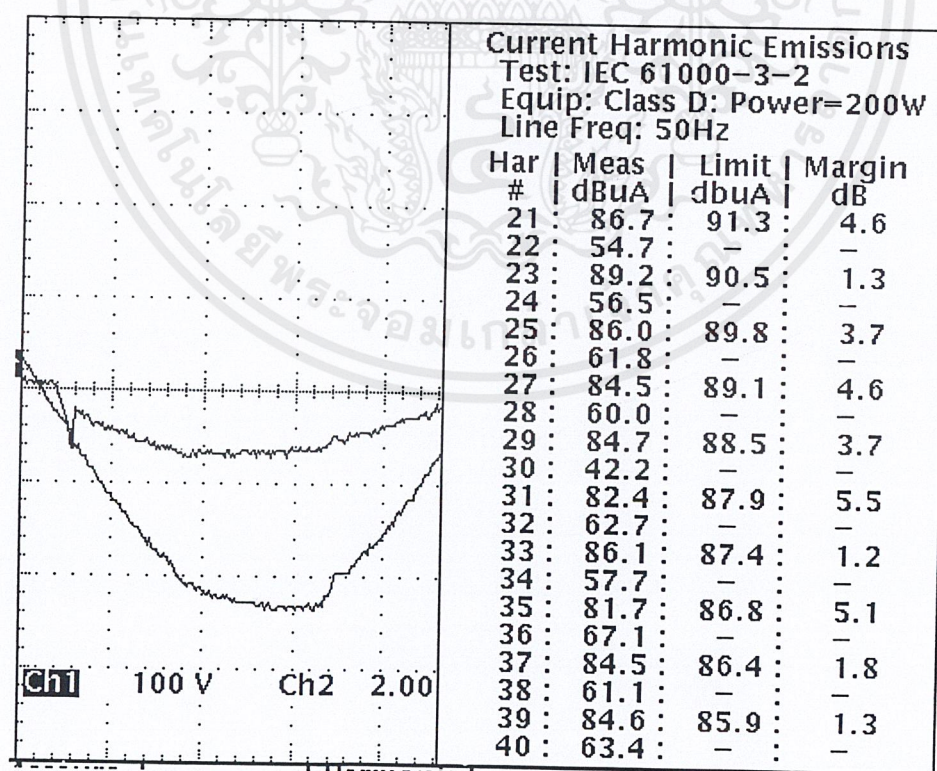


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



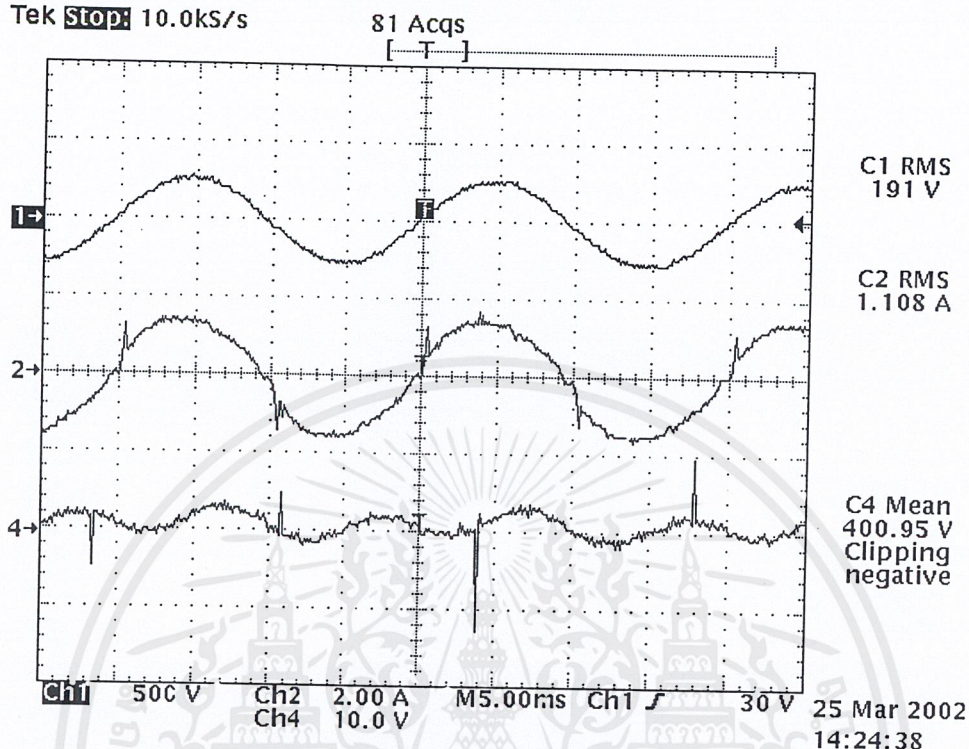
ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์



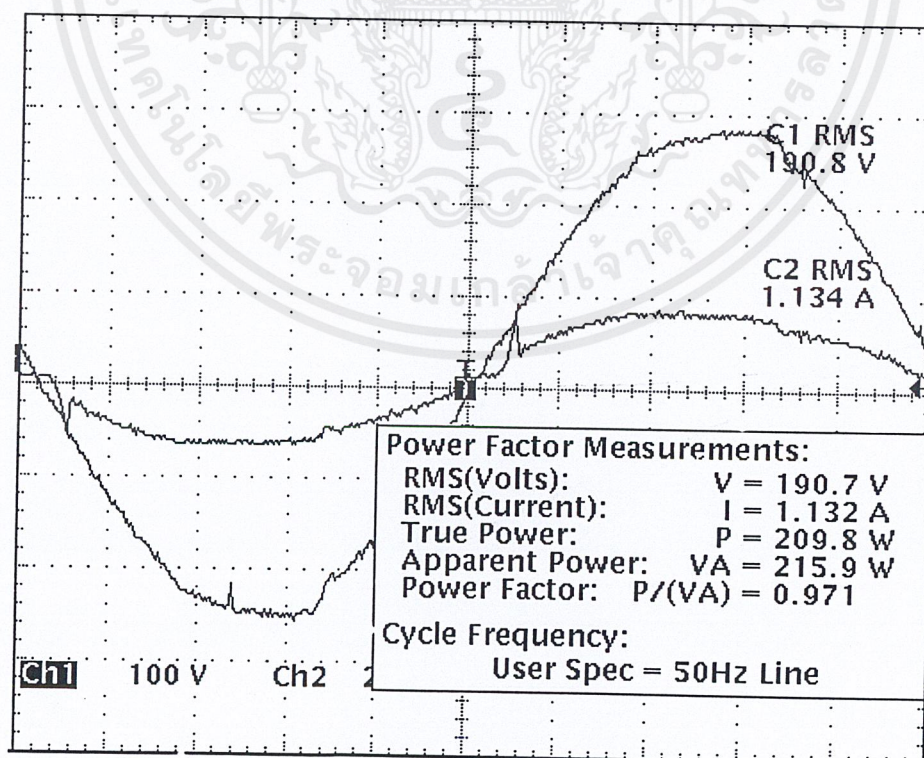
รูปที่ 4.24 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 180 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 190 โวลต์

Tek Stop: 10.0kS/s

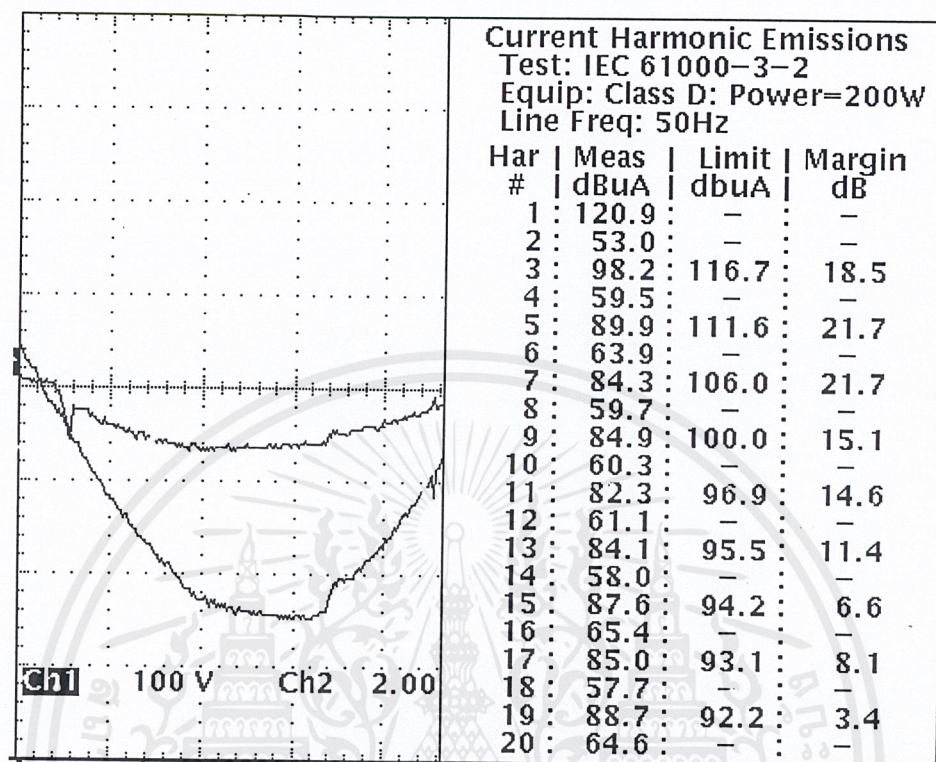


ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า
C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

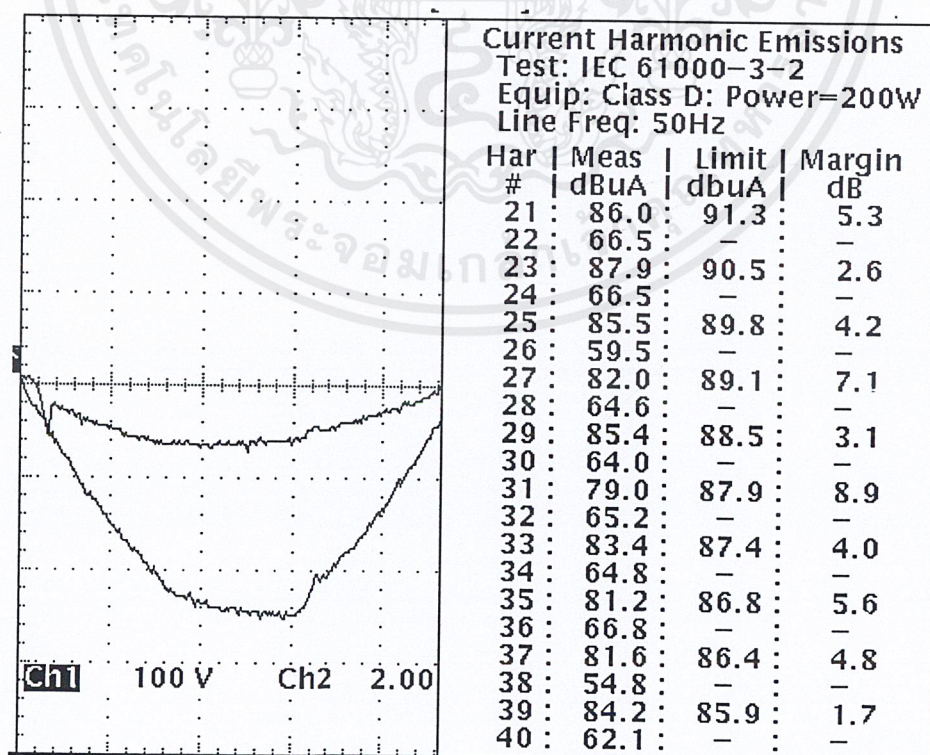


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

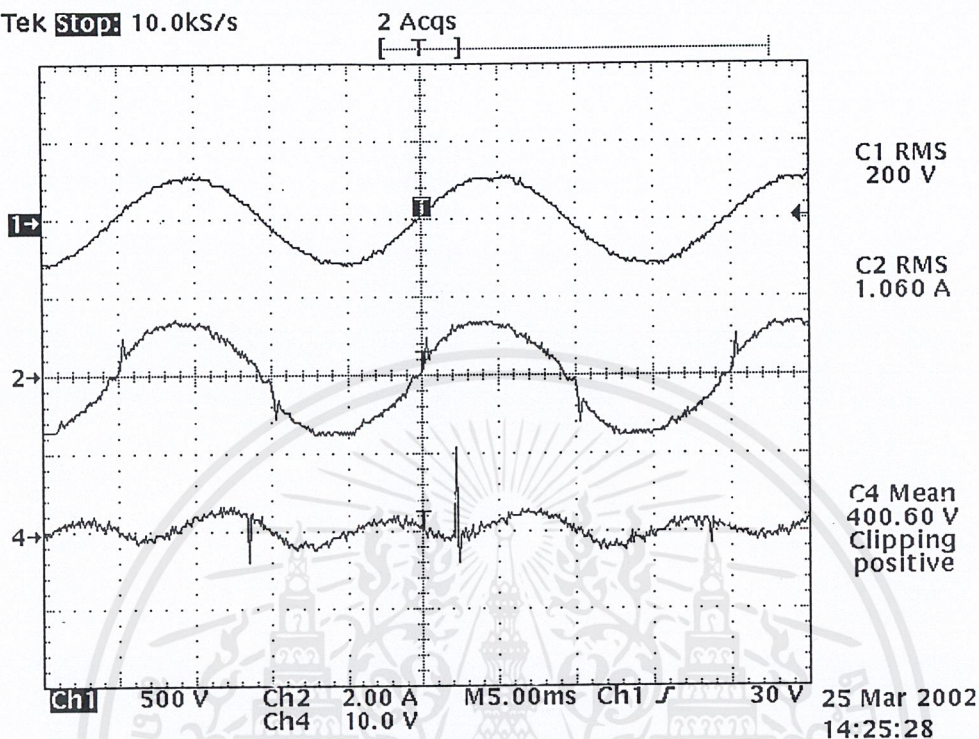


รูปที่ 4.25 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 190 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

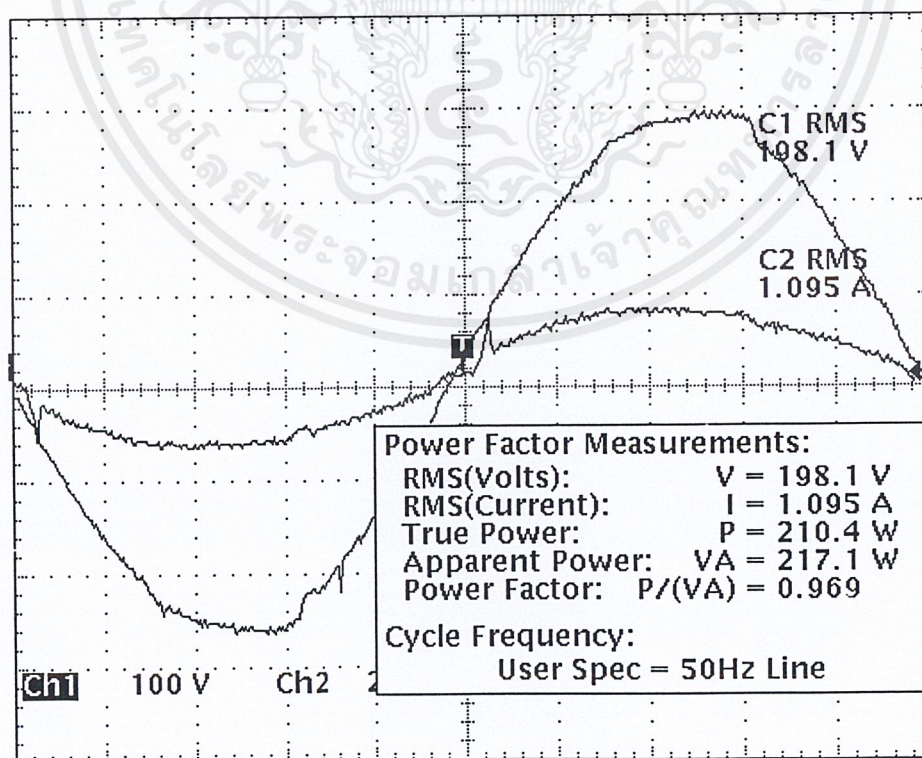
ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 200 โวลต์

Tek **Stop:** 10.0ks/s



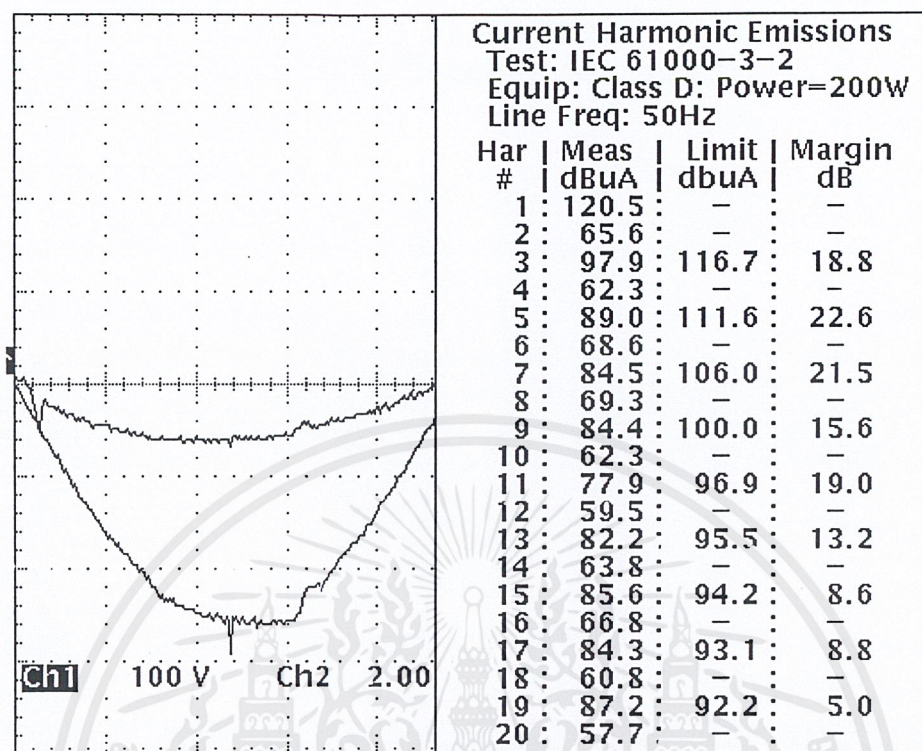
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

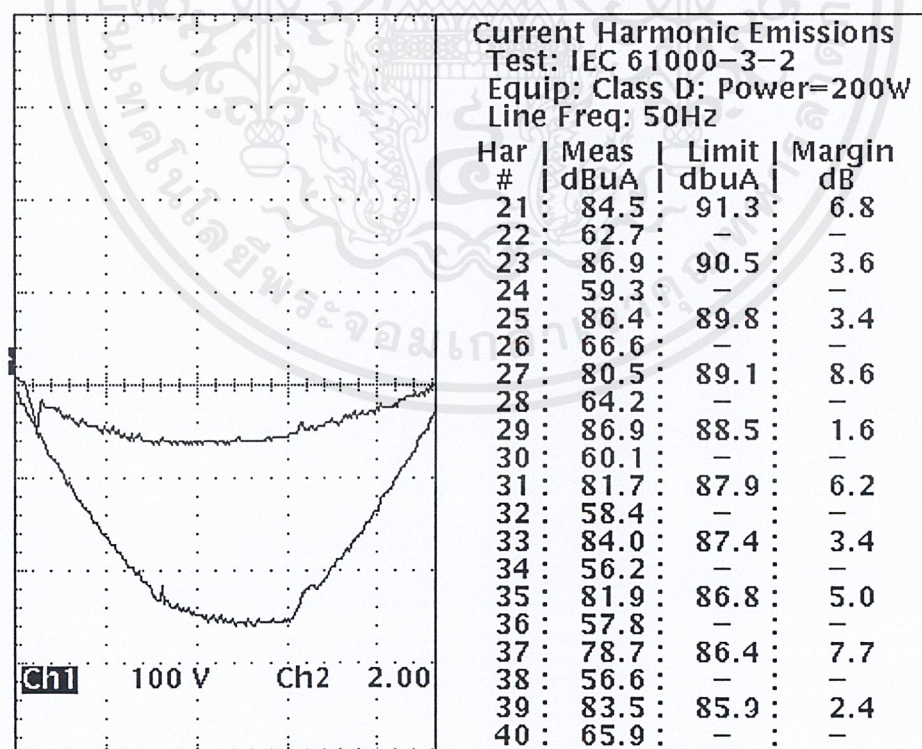


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จ) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์

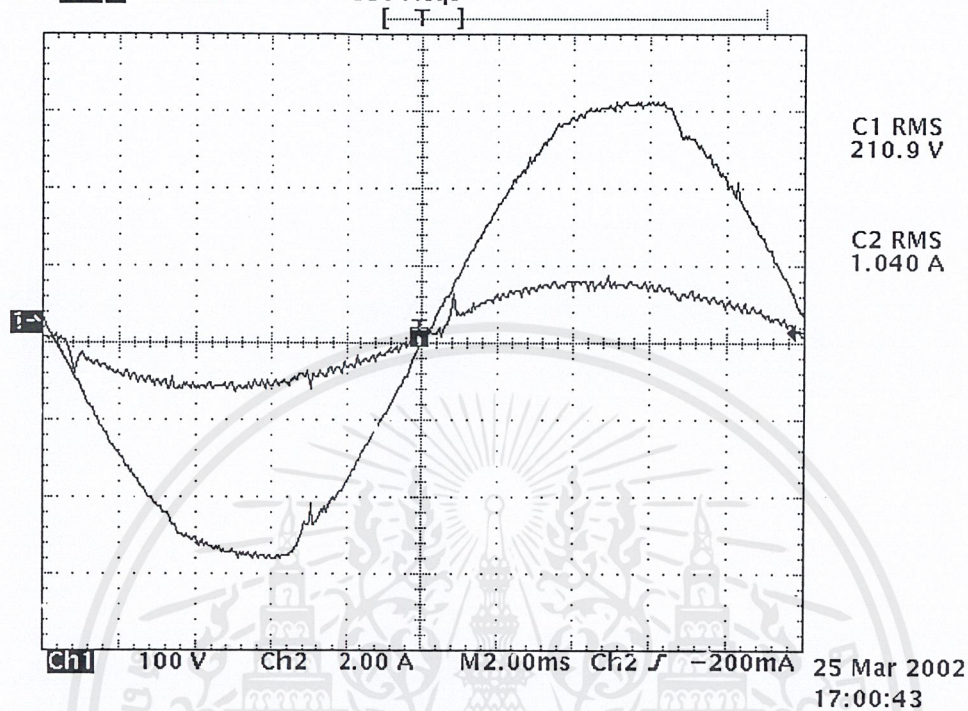


รูปที่ 4.26 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 200 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 210 โวลต์

Tek **Stop** 25.0kS/s

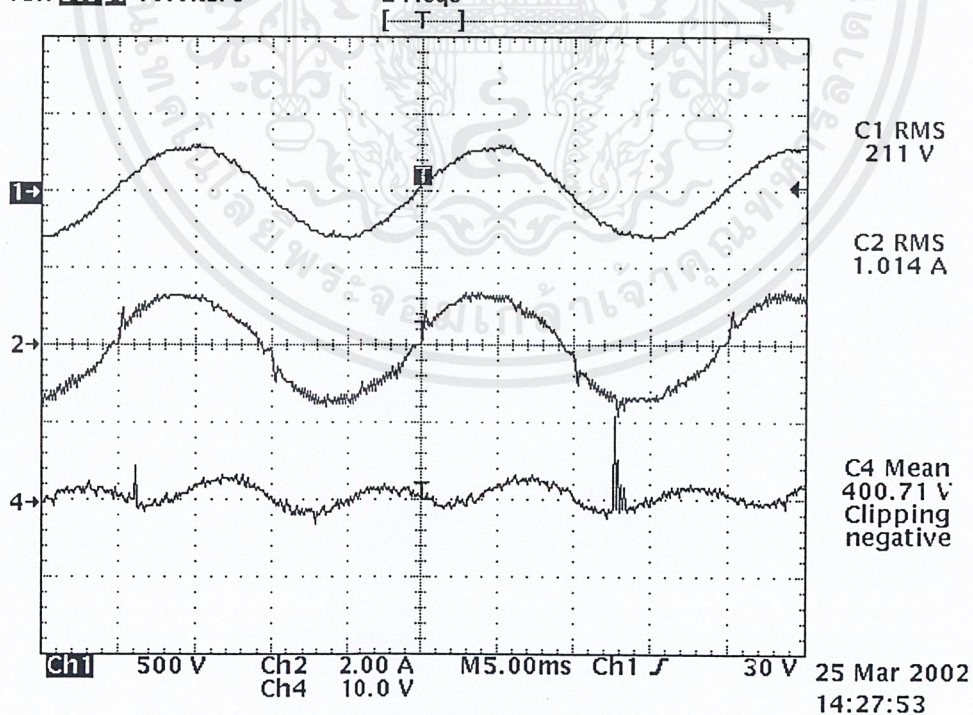
386 Acqs



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek **Stop** 10.0kS/s

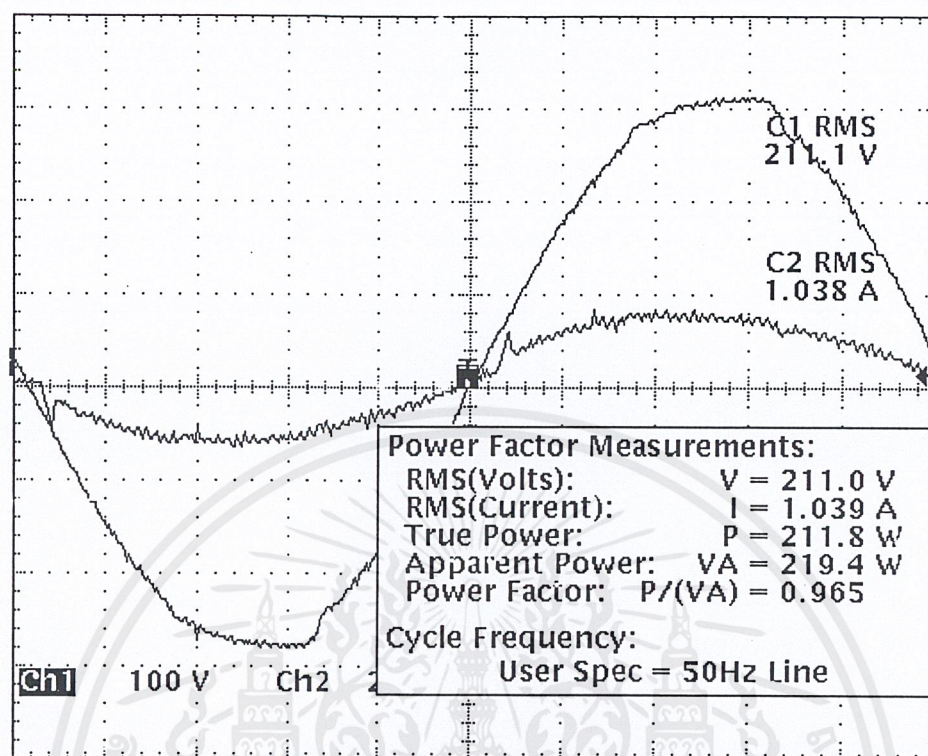
2 Acqs



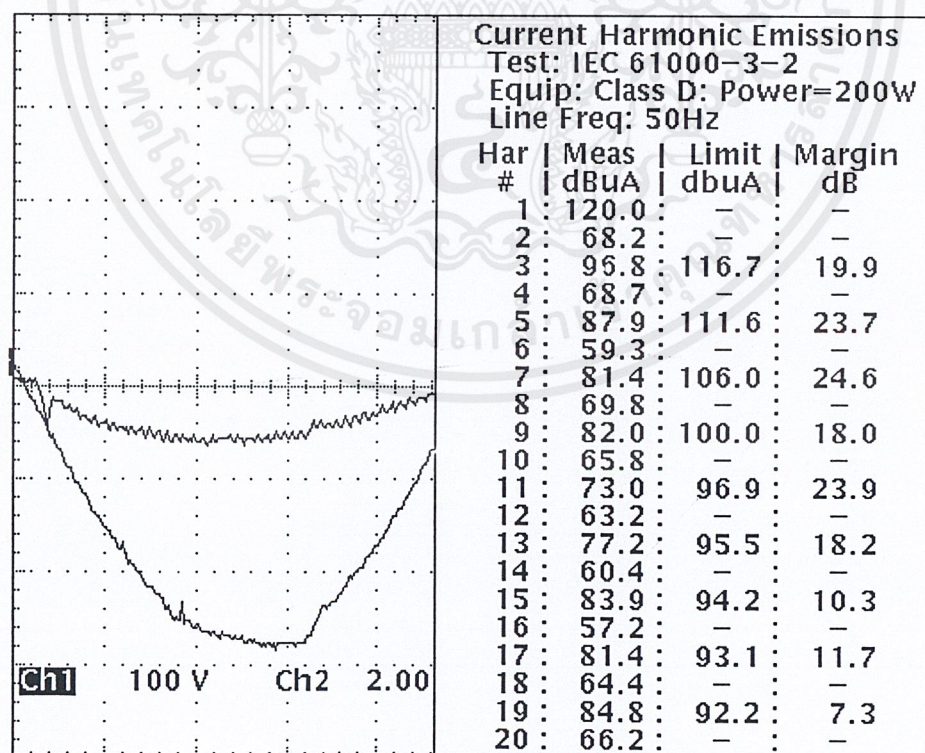
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

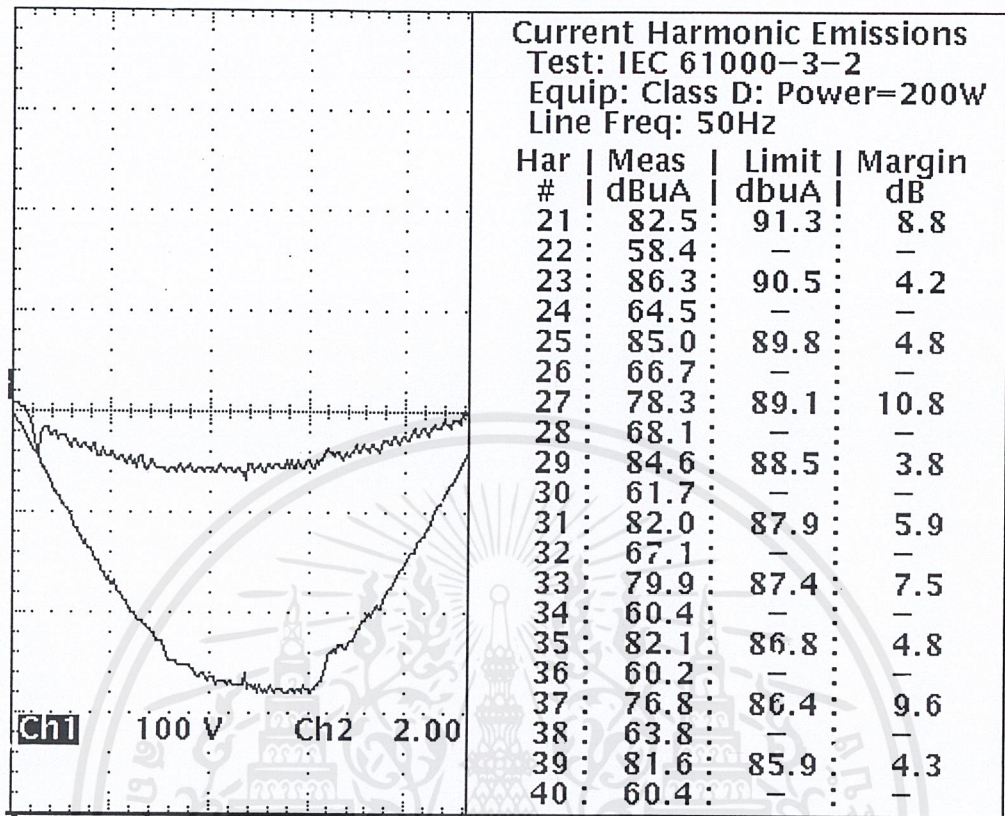
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



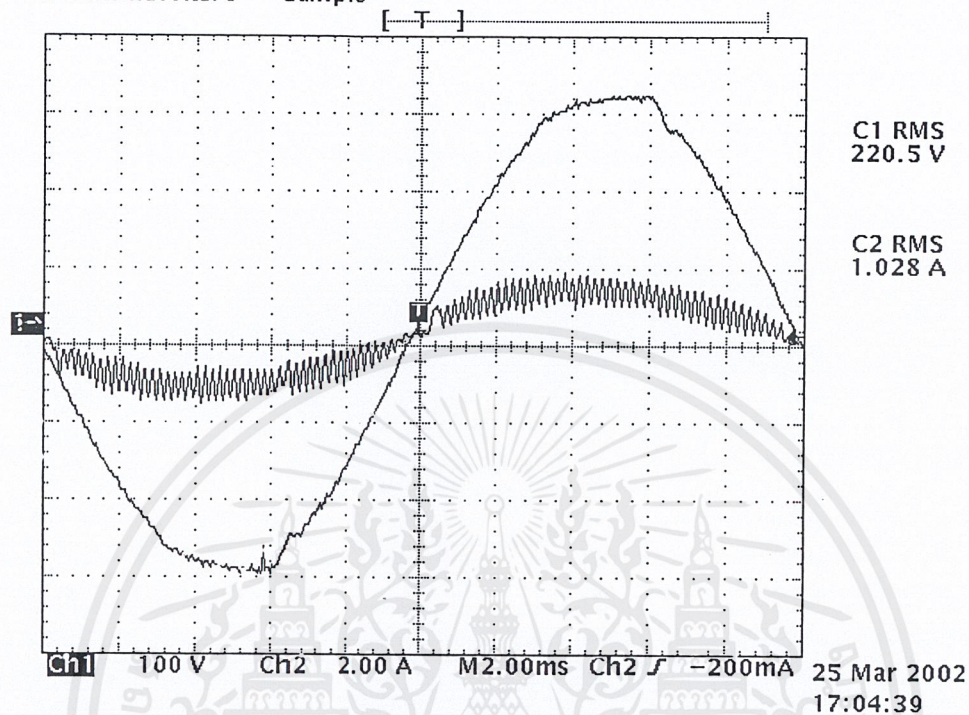
ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์



รูปที่ 4.27 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 210 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 220 โวลต์

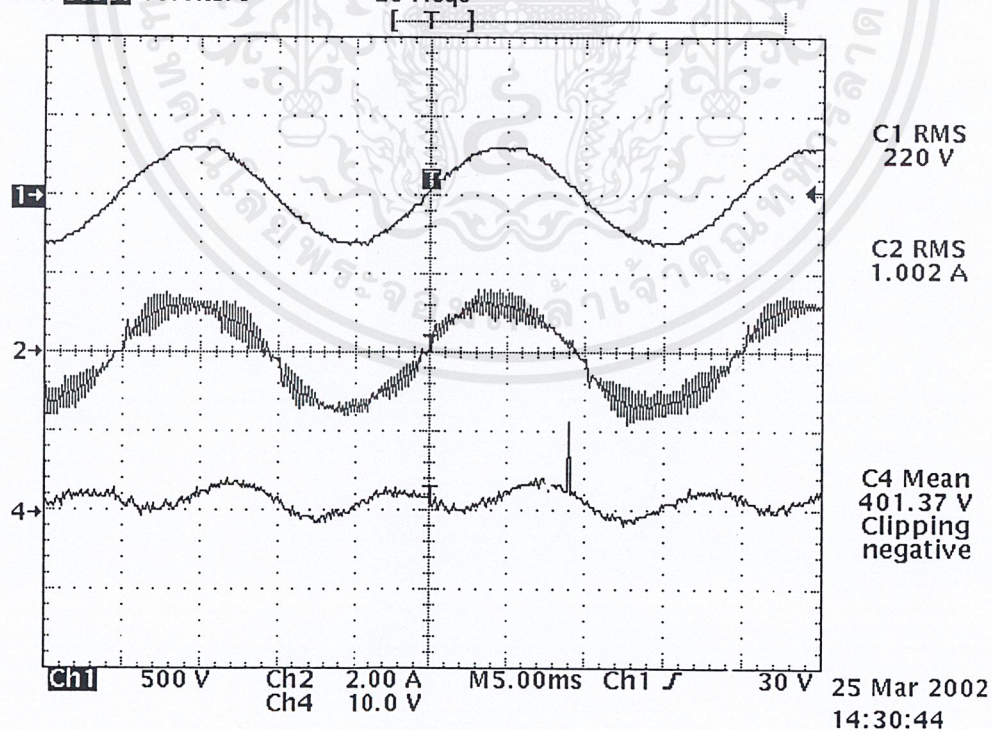
Tek Run: 25.0kS/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0kS/s

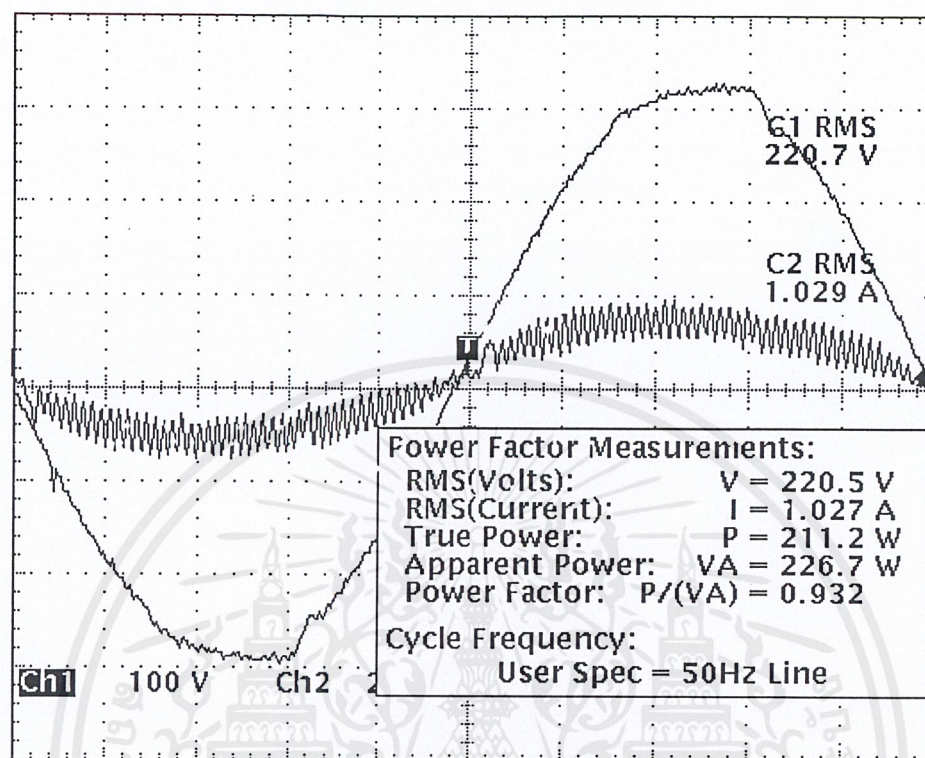
29 Acqs



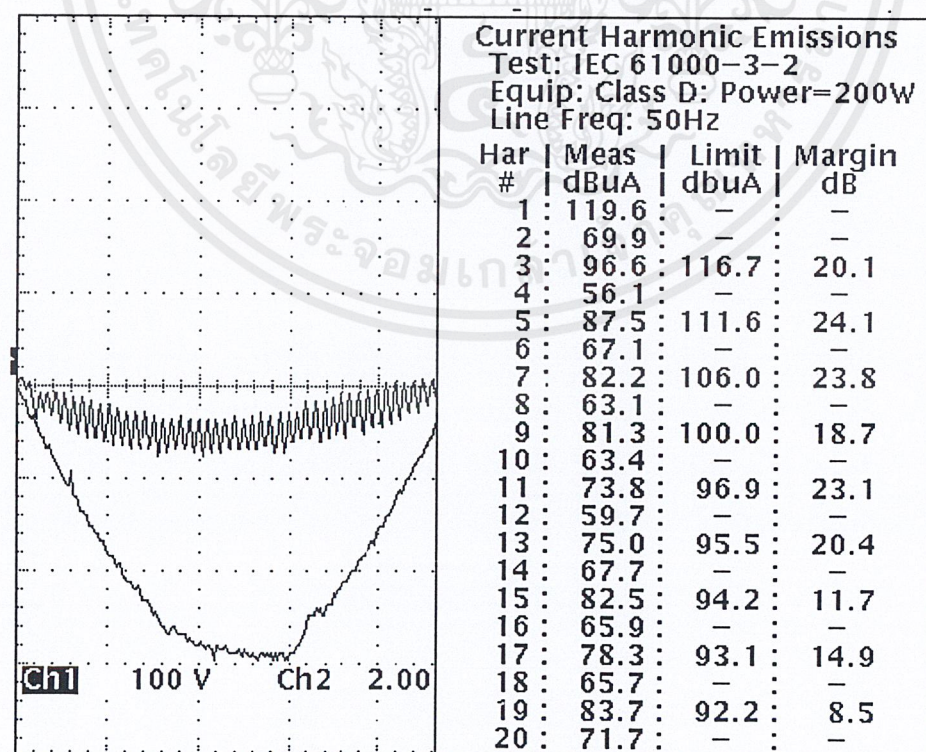
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

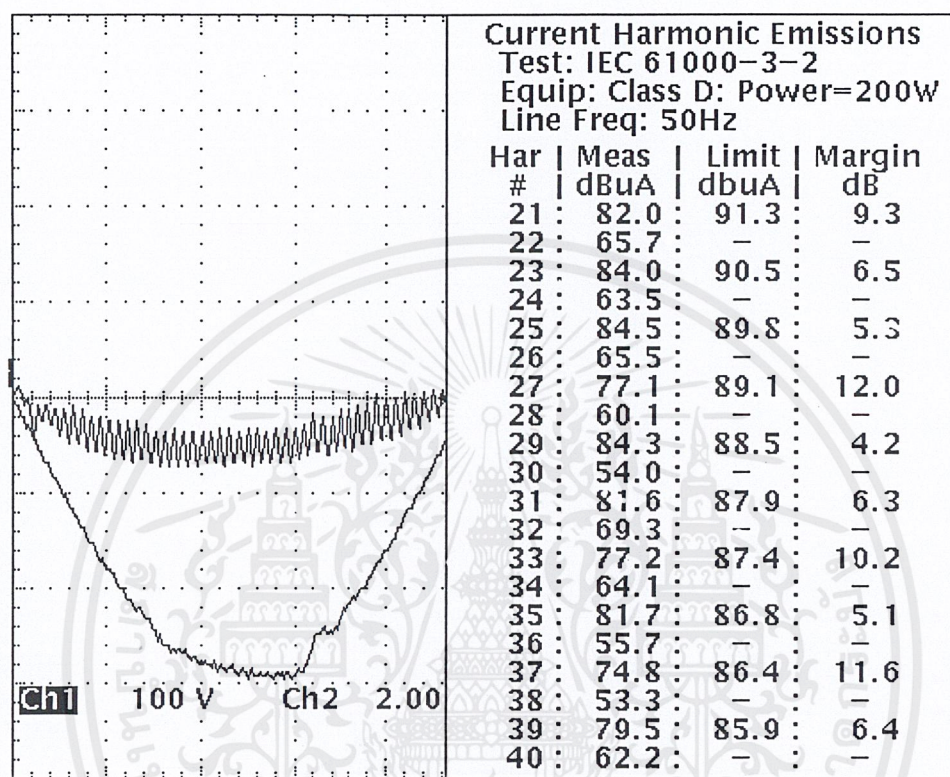


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์

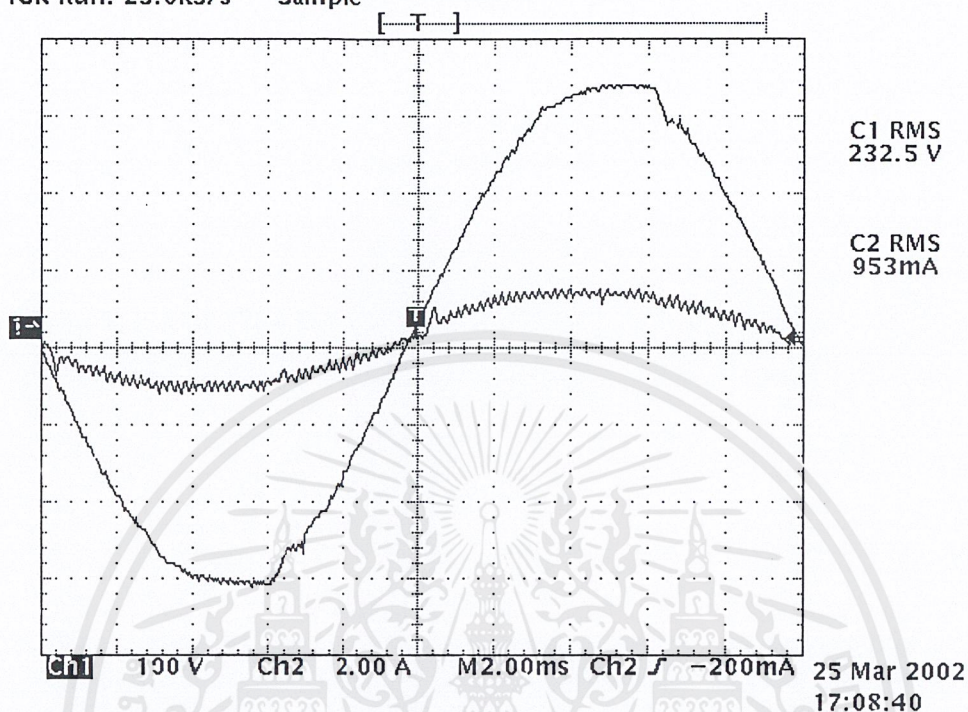
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 220 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 230 โวลต์

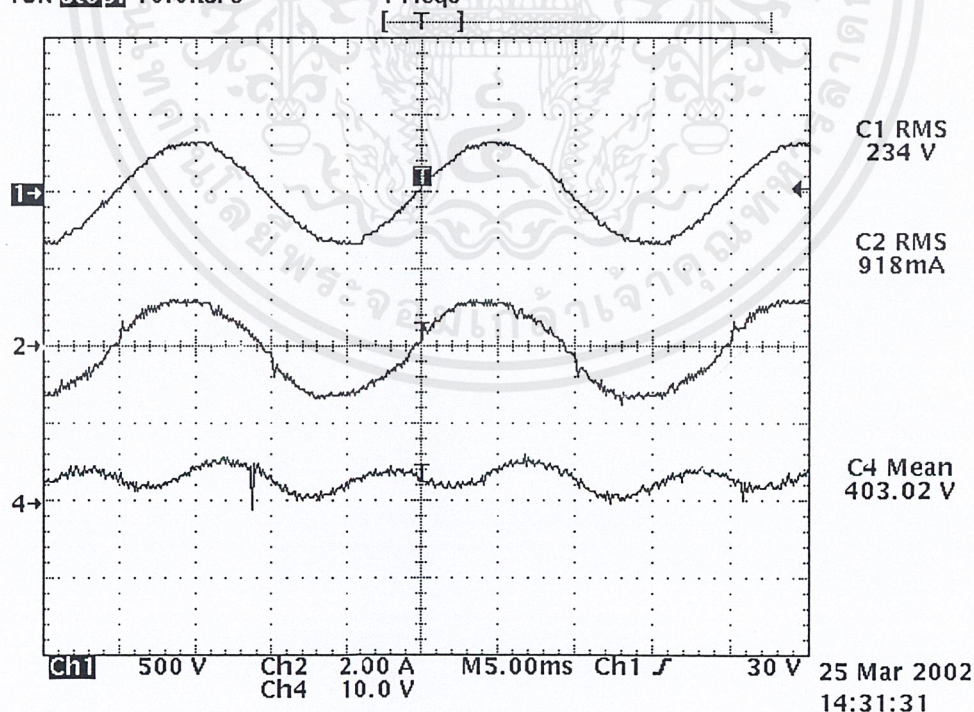
Tek Run: 25.0kS/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0kS/s

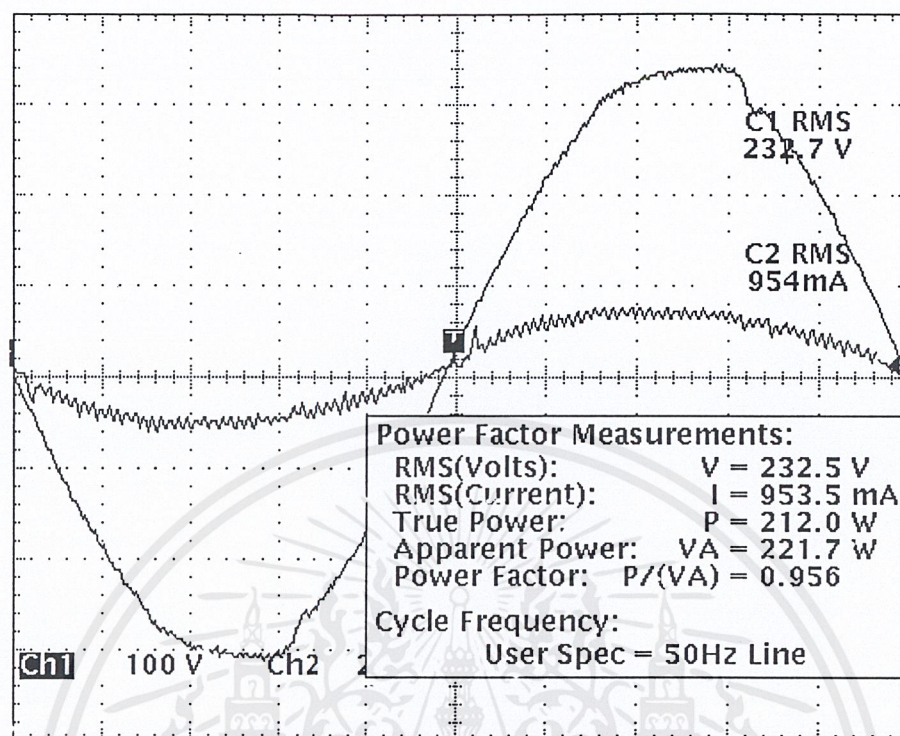
1 Acqs



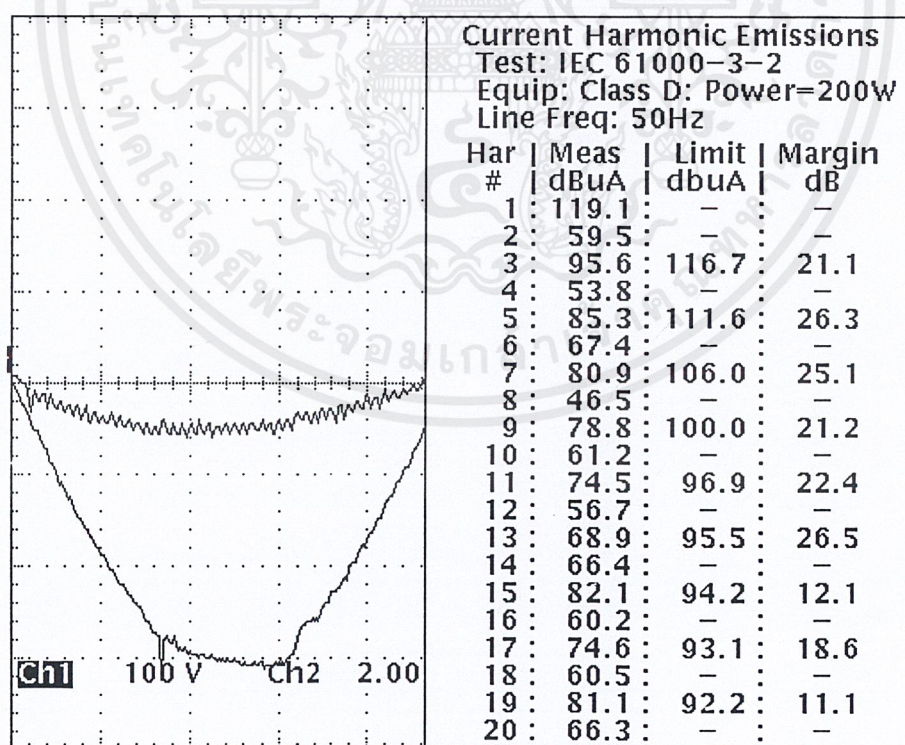
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

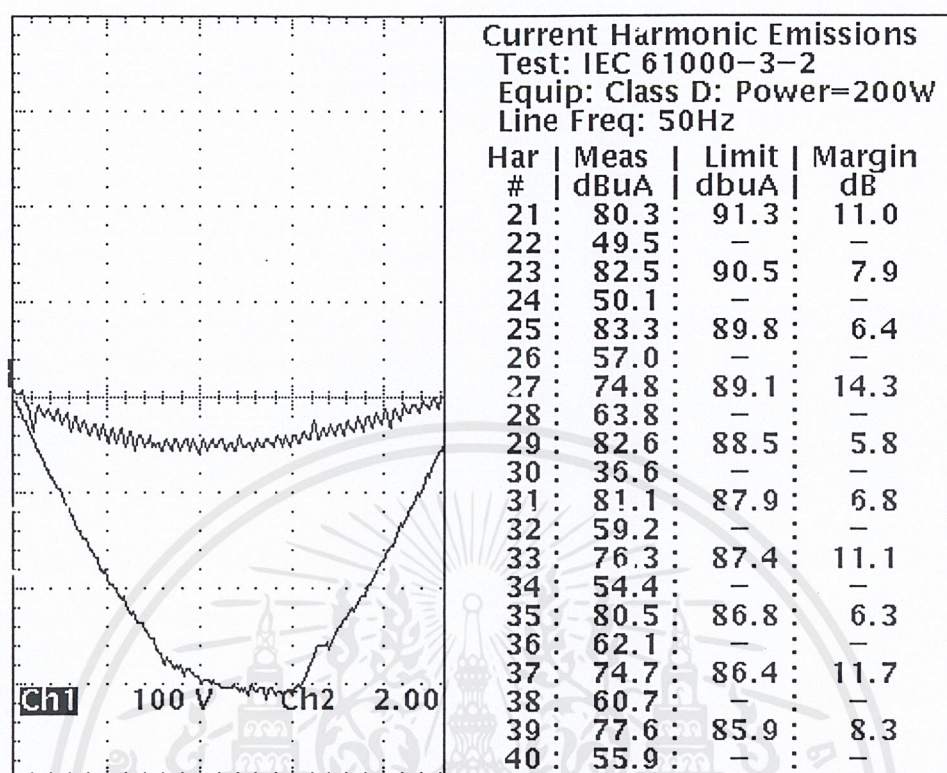
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



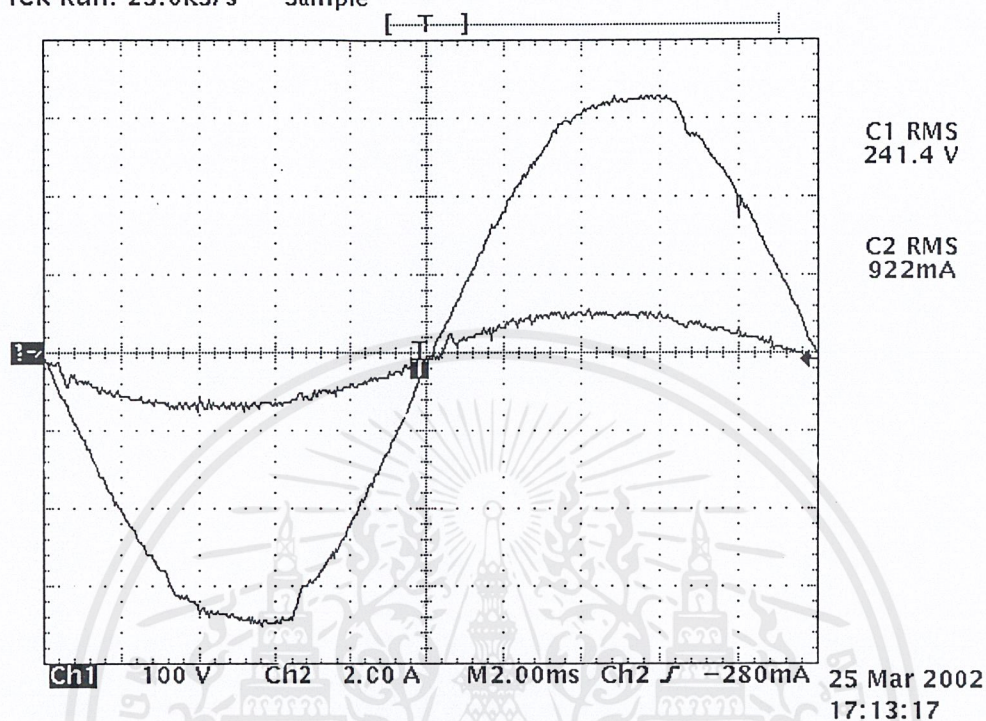
ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์



รูปที่ 4.29 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 230 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 240 โวลต์

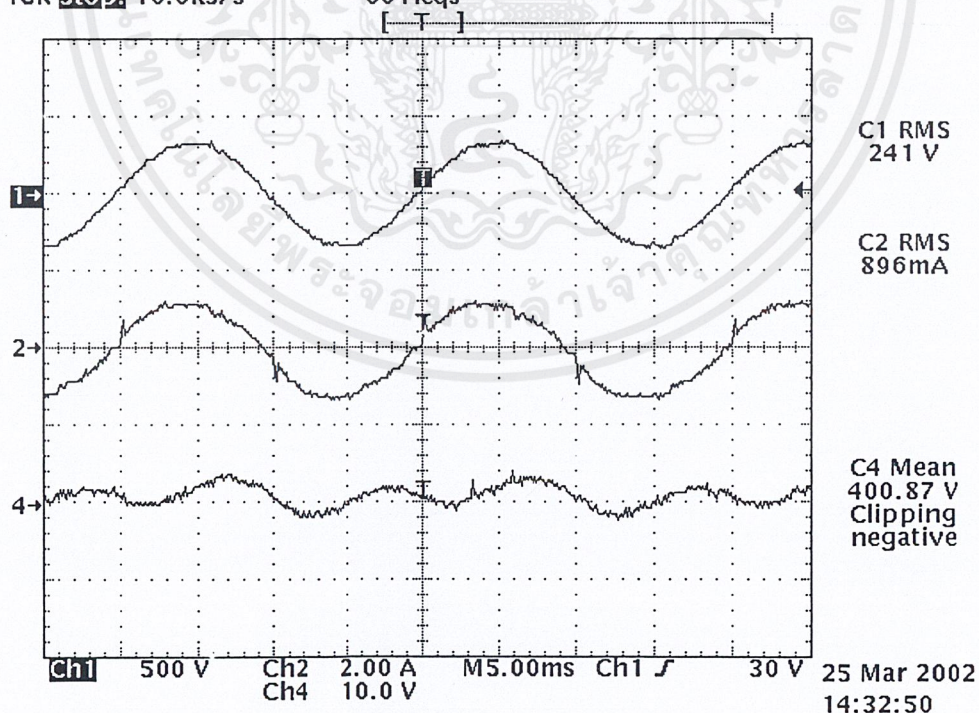
Tek Run: 25.0kS/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0kS/s

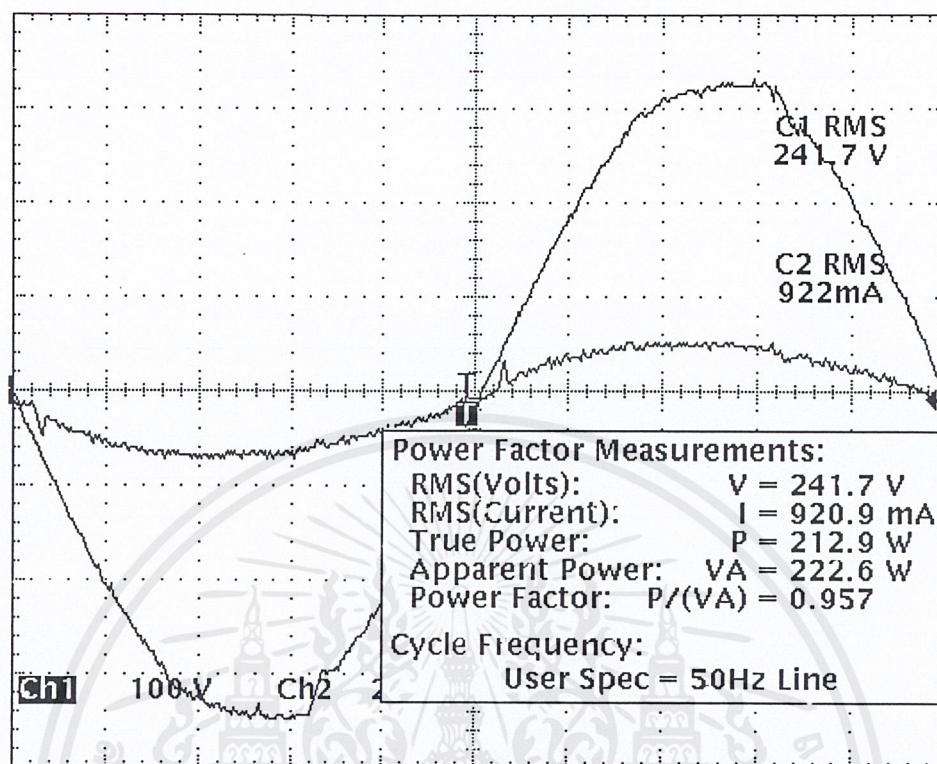
66 Acqs



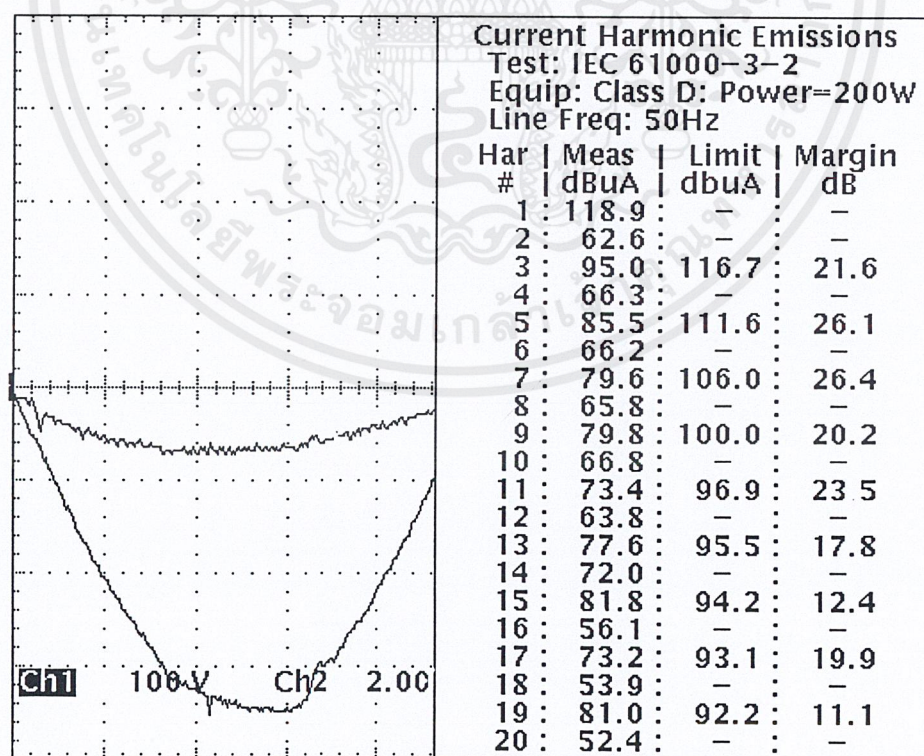
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

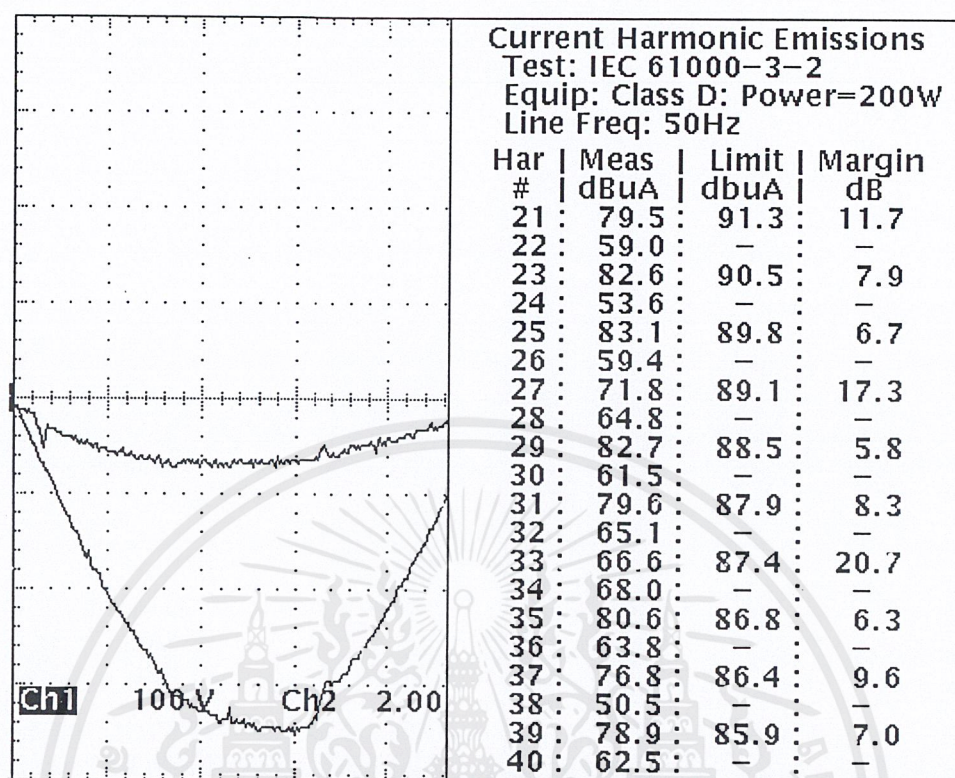


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

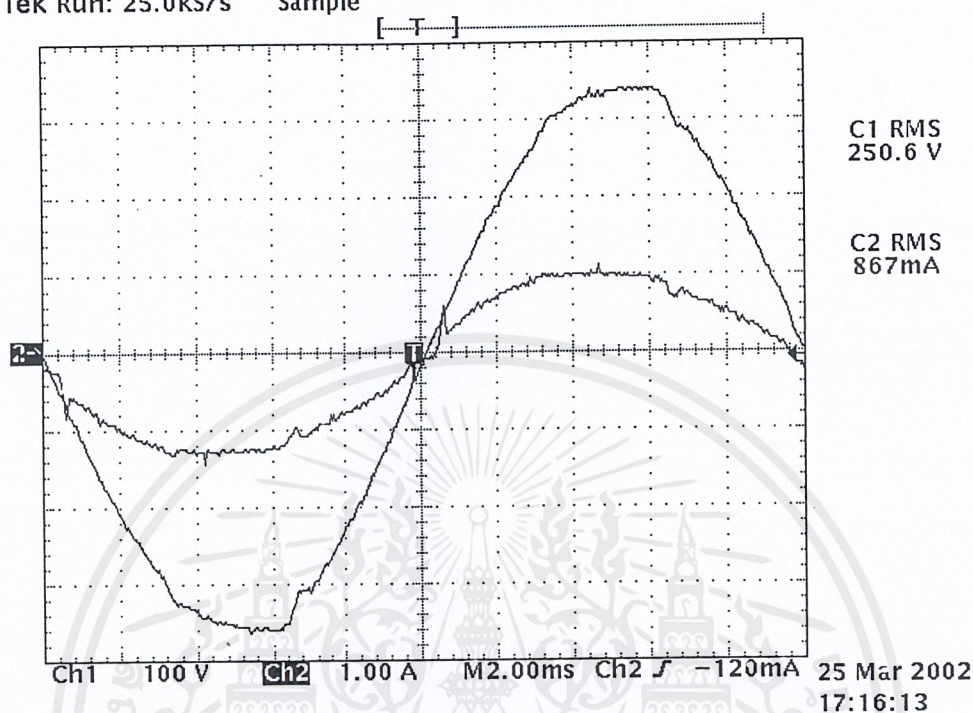
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 240 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 250 โวลต์

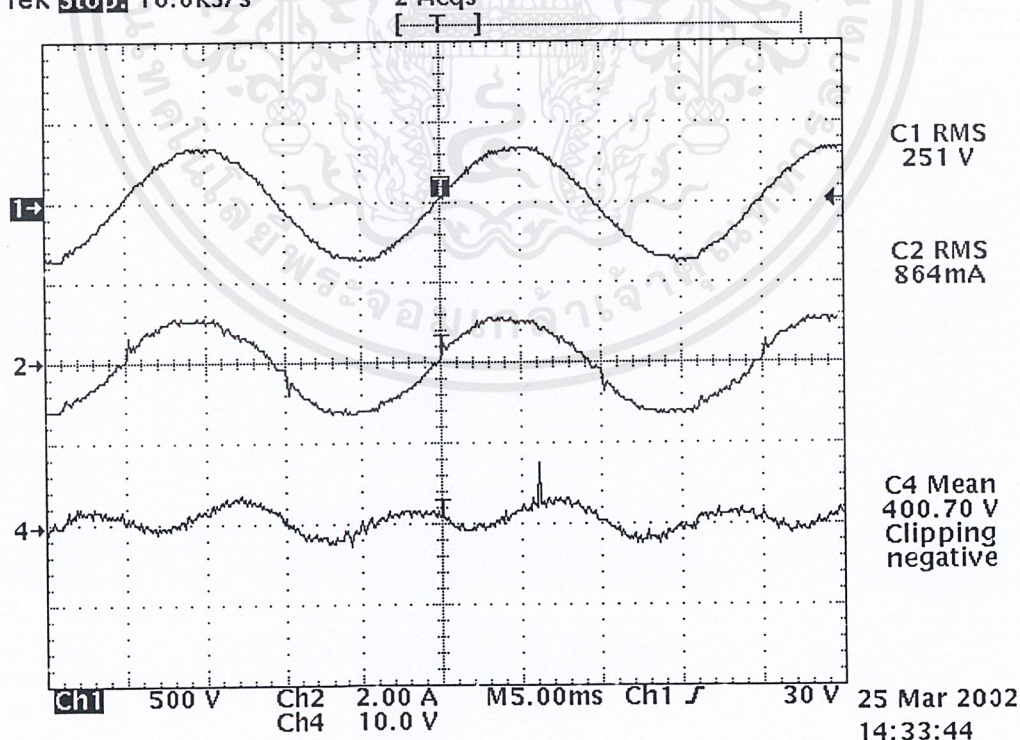
Tek Run: 25.0kS/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0kS/s

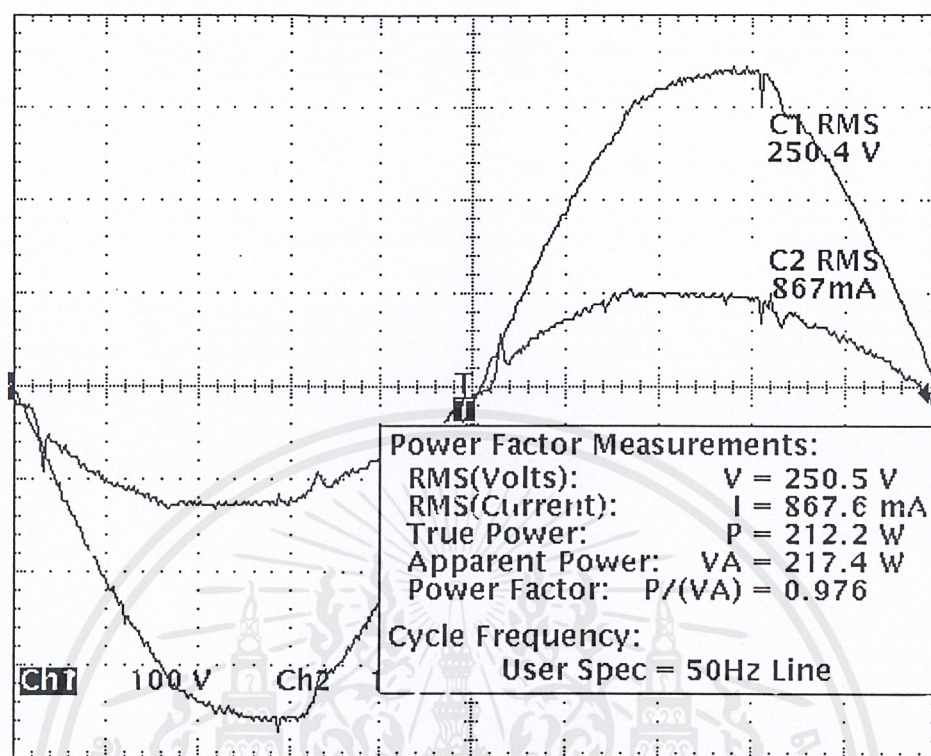
2 Acqs



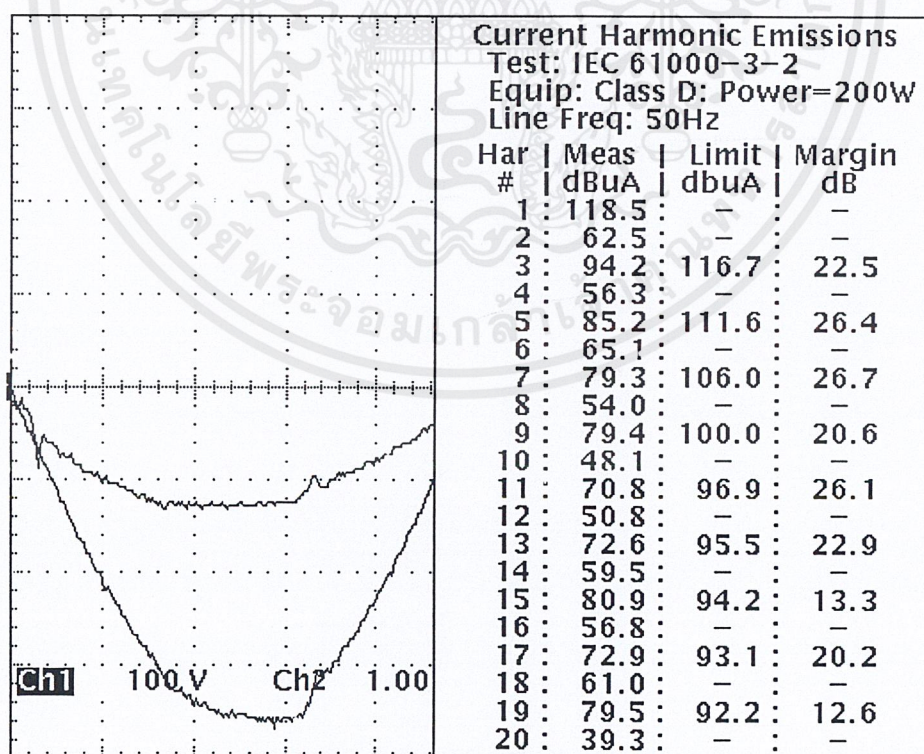
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

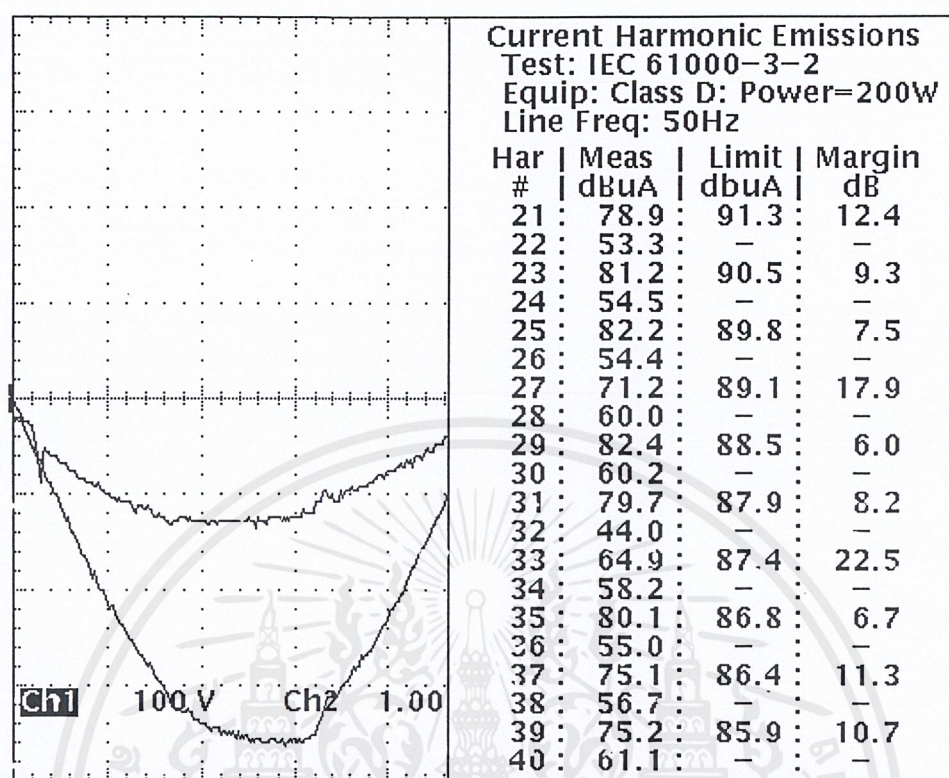


ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

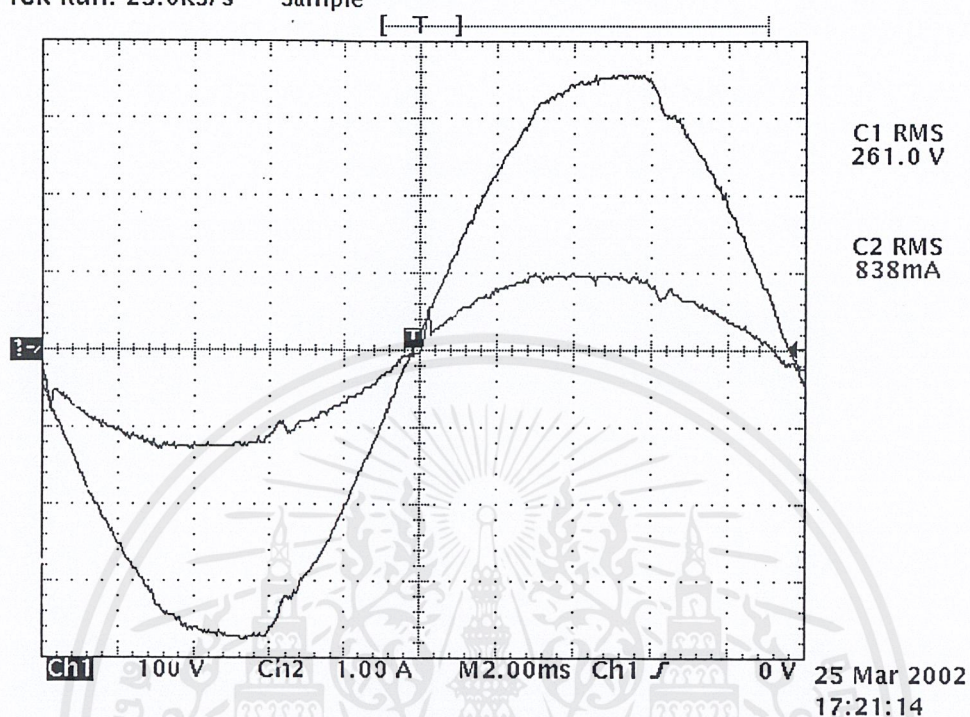
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 250 โวลต์

ที่แรงดันด้านเข้าของสาย 260 โวลต์

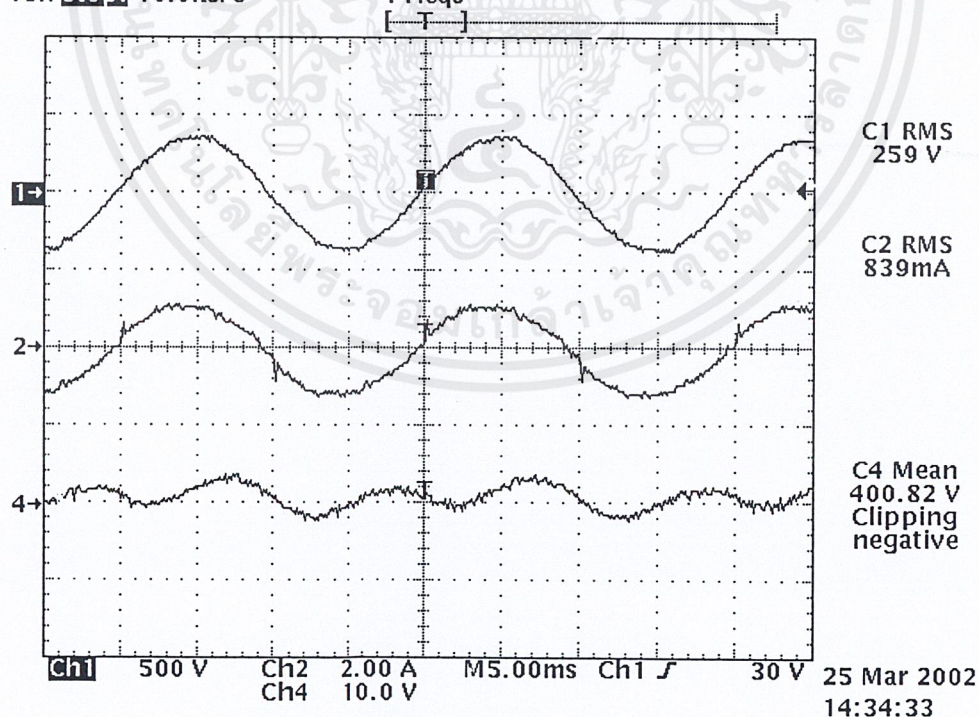
Tek Run: 25.0ks/s Sample



ก) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

Tek Stop: 10.0ks/s

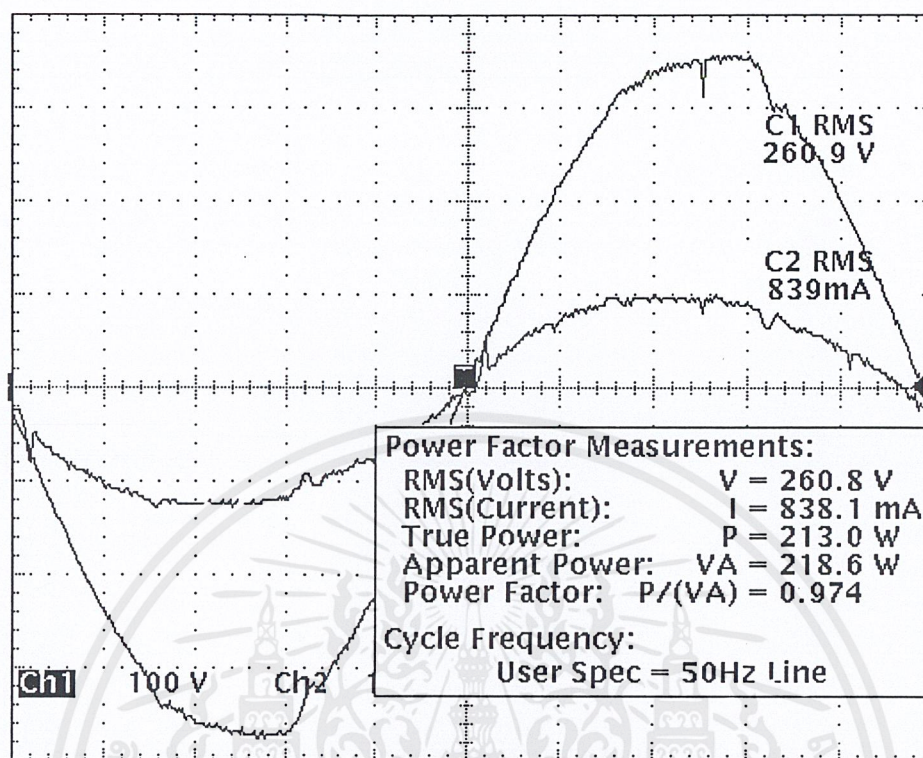
1 Acqs



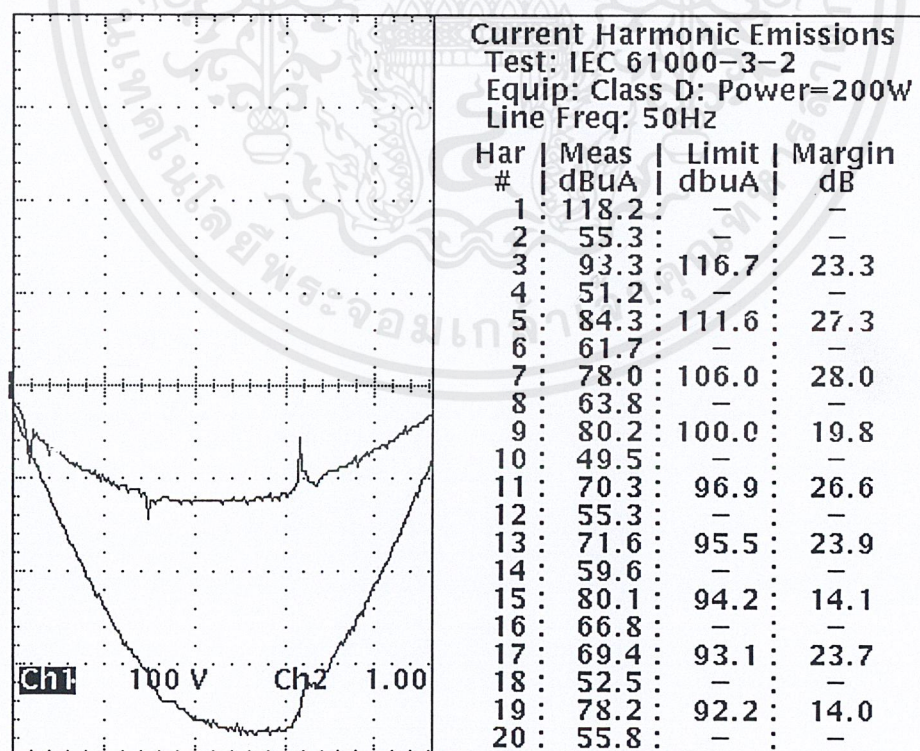
ข) C1 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า C2 แสดงการวัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

C4 แสดงการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

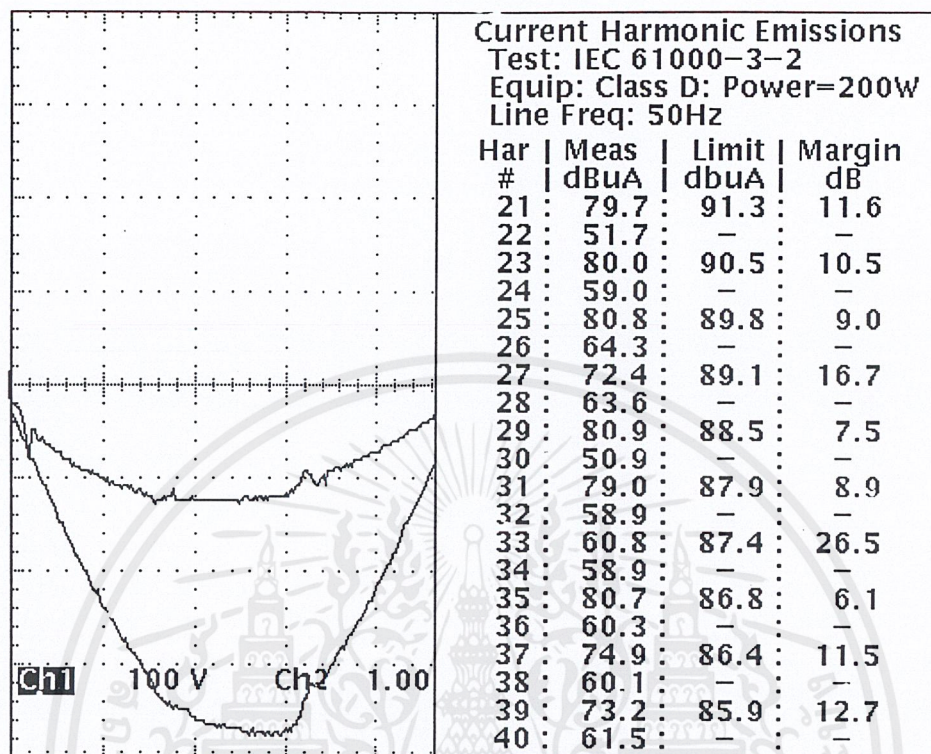
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



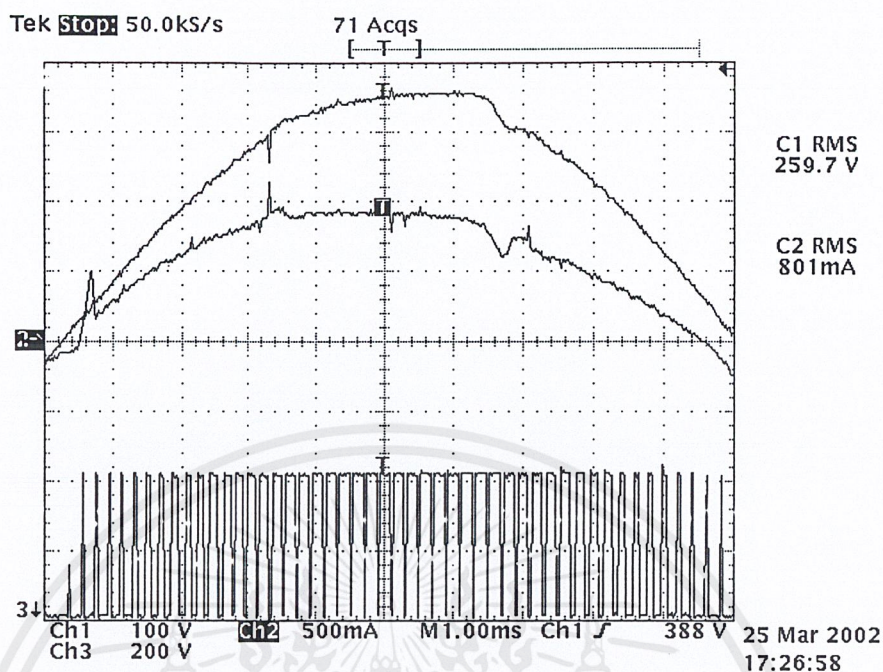
ค) แสดงการวัดค่าตัวประกอบกำลัง



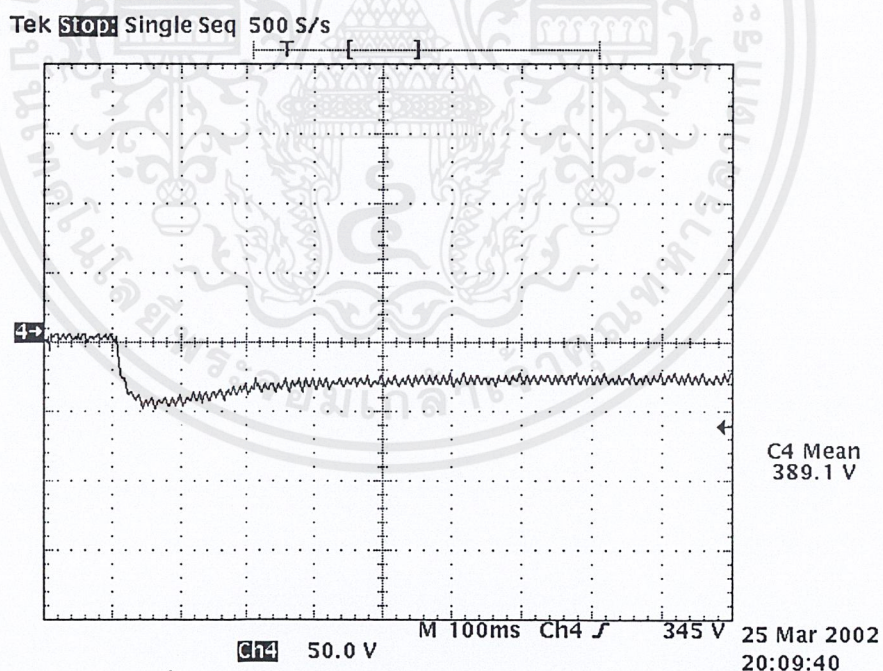
ง) แสดงตารางการวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์



รูปที่ 4.32 แสดงผลการทดลองที่แรงดันด้านเข้า 260 โวลต์

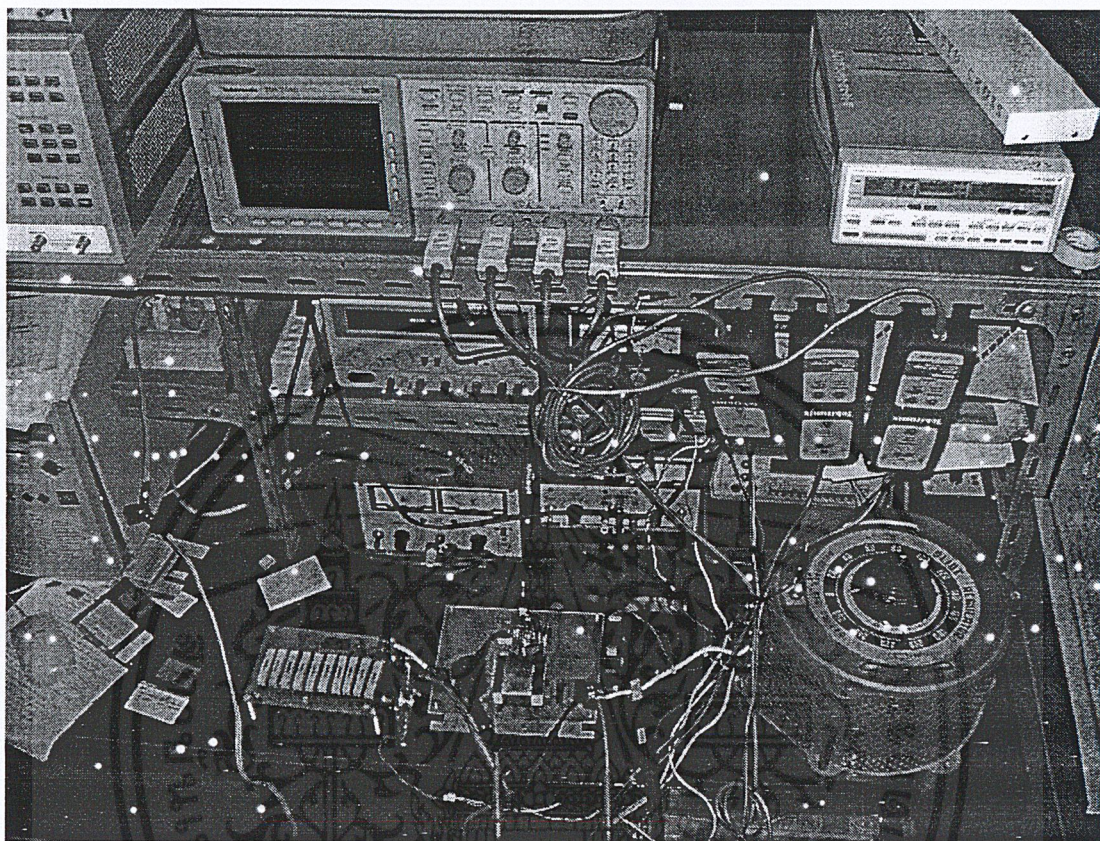


รูปที่ 4.33 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันและกระแสทางด้านเข้ากับแรงดันตกคร่อมขาคะเรน และเซอร์ตของมอสเฟต



รูปที่ 4.34 แสดงผลของการเพิ่มภาระทันทีที่ทันใดเป็นจำนวนเท่าตัวของภาระที่พิกัดคือเพิ่มอีก 200W เห็นได้ว่าแรงดันไฟตรงด้านออกตกลงและมีค่าต่ำกว่าเดิมโดยมีความผิดพลาดคงตัว

รูปถ่ายของอุปกรณ์และเครื่องมือในการทดลอง



รูปที่ 4.35 แสดงอุปกรณ์และเครื่องมือในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองทั้งหมด

สรุปผลการทดลองที่ได้ทำการทดลองมาทั้งหมดตั้งแต่เริ่มทำการวัดค่าตัวประกอบกำลัง และทำการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังดังนี้

- 1) ทำการวัดค่าตัวประกอบกำลังและกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าค่าตัวประกอบกำลังที่ต่ำมากจึงส่งผลให้ได้ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าสูง
- 2) ออกแบบการแก้ตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ โดยได้ทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุเพื่อทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้น โดยใช้เป็นตัวกรองความถี่และช่วยลดกระแสฮาร์มอนิกส์ความถี่สูง ออกไปให้ได้มากที่สุดจึงทำให้ได้ผลการปรับปรุงตัวประกอบกำลังมีค่าถึง 0.829
- 3) ออกแบบการแก้ตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ โดยทำการออกแบบวงจรบูสท์ มาใช้ในการแก้ไขตัวประกอบกำลังและได้ทำการออกแบบตัวควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าวมาแล้วซึ่งผลที่ได้คือสามารถทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังถึง 0.98

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ จะทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงมากกว่าแบบพาสซีฟ ซึ่งก็ทำให้ได้ค่ากระแส ฮาร์มอนิกส์ ลดลง และผ่านมาตรฐาน ของ IEC class D และมีรูปคลื่นเป็น ไซน์มากขึ้นด้วย ซึ่งจะค่าตัวประกอบกำลังสูงถึง 0.9 ในทุกย่านแรงดันที่ได้ออกแบบไว้แต่ก็มีข้อเสียคือมีการออกแบบวงจรที่ซับซ้อนและมีราคาแพงกว่าแบบพาสซีฟ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High Power Factor Preregulator

FEATURES

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

DESCRIPTION

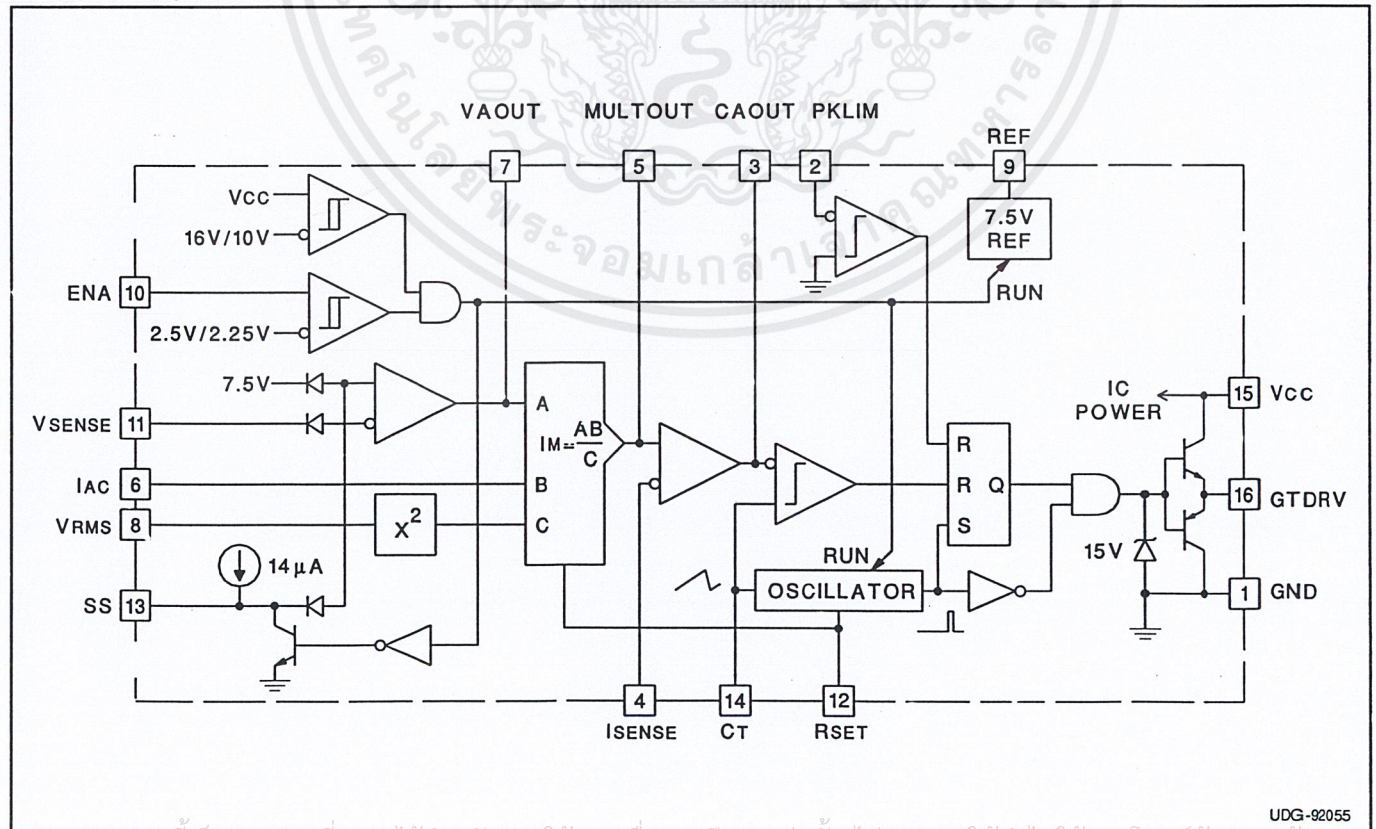
The UC1854 provides active power factor correction for power systems that otherwise would draw non-sinusoidal current from sinusoidal power lines. This device implements all the control functions necessary to build a power supply capable of optimally using available power-line current while minimizing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

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

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

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

BLOCK DIAGRAM



UDG-92055

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{CC}	35V
GT Drv Current, Continuous	0.5A
GT Drv Current, 50% Duty Cycle	1.5A
Input Voltage, V_{SENSE} , V_{RMS}	11V
Input Voltage, I_{SENSE} , Mult Out	11V
Input Voltage, $PKLMT$	5V
Input Current, R_{SET} , I_{AC} , $PKLMT$, ENA	10mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	+300°C

Note 1: All voltages with respect to Gnd (Pin 1).

Note 2: All currents are positive into the specified terminal.

Note 3: ENA input is internally clamped to approximately 14V.

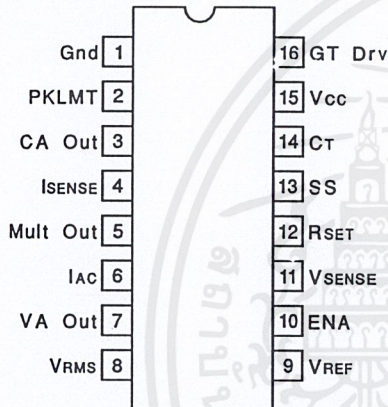
Note 4: Consult Unitrode Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limita-

CONNECTION DIAGRAMS

DIL-16 & SOIC-16

(Top View)

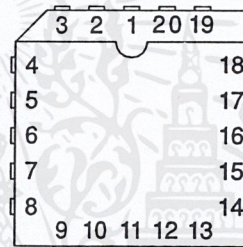
J, N & DW Packages



PLCC-20 & LCC-20

(Top View)

Q & L Packages



PACKAGE PIN FUNCTION

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OVERALL					
Supply Current, Off	$ENA=0V$		1.5	2.0	mA
Supply Current, On			10	16	mA
V_{CC} Turn-On Threshold		14.5	16	17.5	V
V_{CC} Turn-Off Threshold		9	10	11	V
ENA Threshold, Rising		2.4	2.55	2.7	V
ENA Threshold Hysteresis		0.2	0.25	0.3	V
ENA Input Current	$ENA=0V$	-5.0	-0.2	5.0	μA
$VRMS$ Input Current	$VRMS=5V$	-1.0	-0.01	1.0	μA
VOLTAGE AMPLIFIER					
Voltage Amp Offset Voltage	$VA Out=5V$	-8		8	mV
V_{SENSE} Bias Current		-500	-25	500	nA
Voltage Amp Gain		70	100		dB
Voltage Amp Output Swing			0.5 to 5.8		V
Voltage Amp Short Circuit Current	$VA Out=0V$	-36	-20	-5	mA
SS Current	$SS=2.5V$	-20	-14	-6	μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN DESCRIPTIONS (Pin Numbers Refer to DIL Packages)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

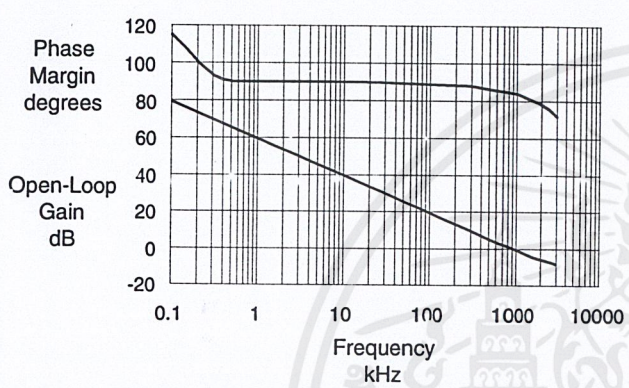
PIN DESCRIPTIONS (cont.)

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

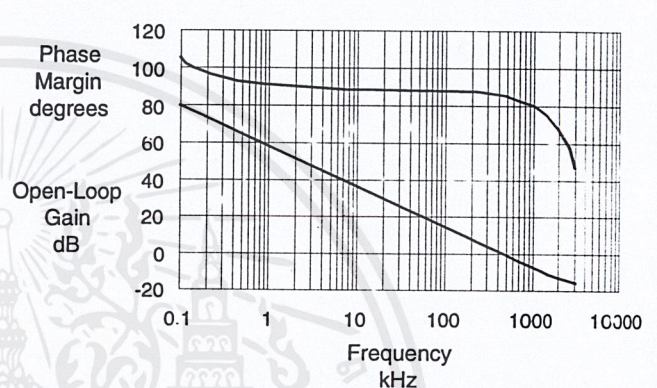
pedance and the GT Drv output driver that might cause the GT Drv output to overshoot excessively. Some overshoot of the GT Drv output is always expected when driving a capacitive load.

TYPICAL CHARACTERISTICS at TA = TJ = 25°C

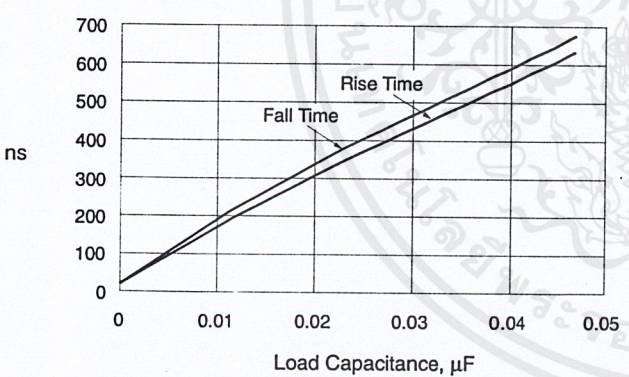
Current Amplifier Gain and Phase vs Frequency



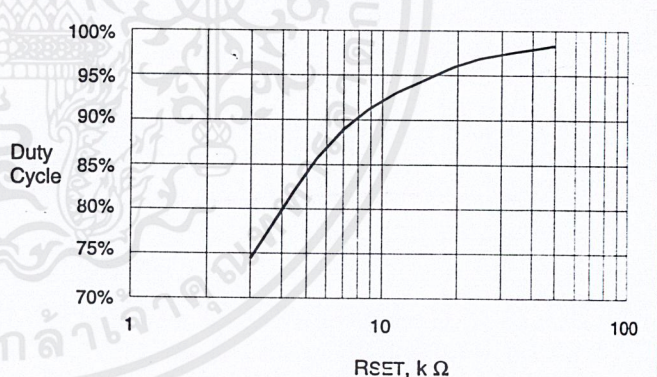
Voltage Amplifier Gain and Phase vs Frequency



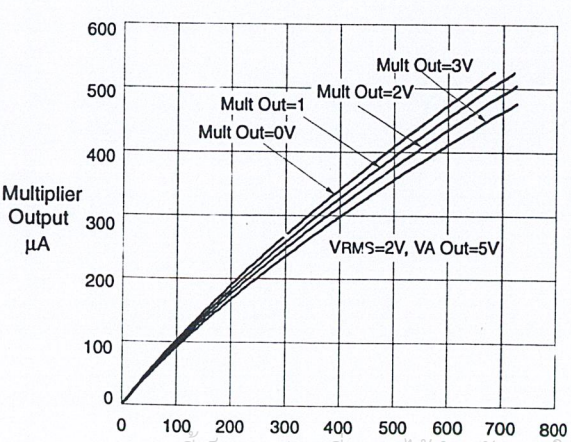
Gate Drive Rise and Fall Time



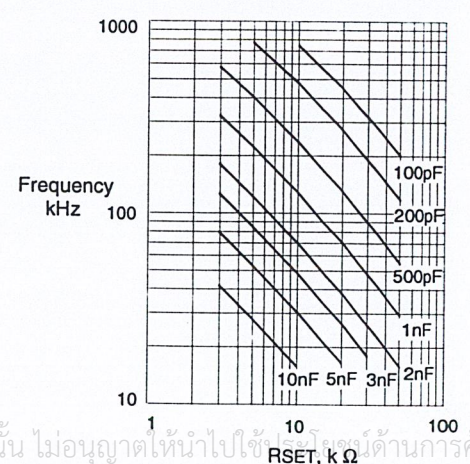
Gate Drive Maximum Duty Cycle



Multiplier Output vs Voltage on Mult



Oscillator Frequency vs RSET and CT

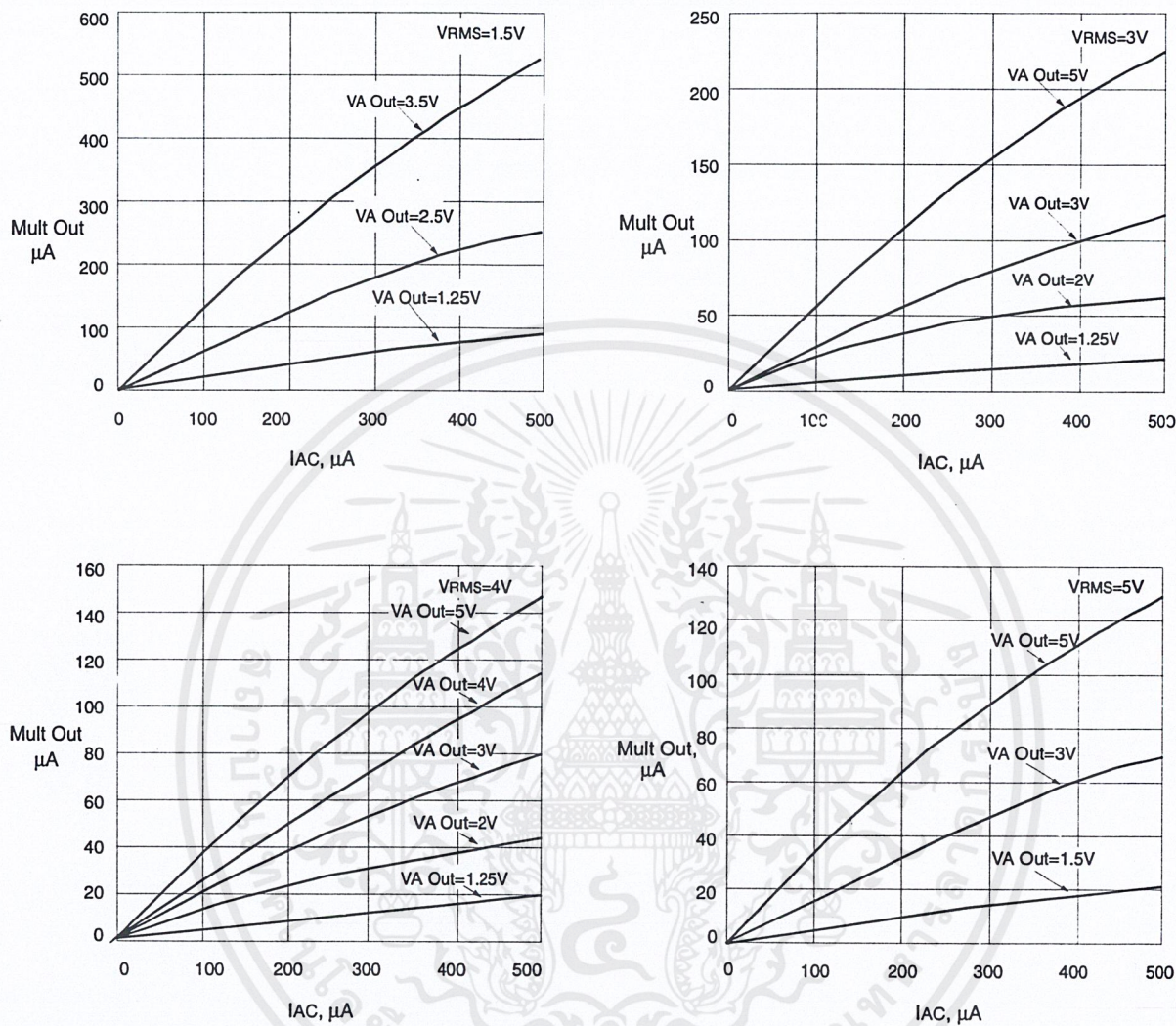


เอกสารนี้เป็นเอกสาร IAC, μA วนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Multiplier Output vs Multiplier Inputs with Mult Out=0V



APPLICATIONS INFORMATION

A 250W PREREGULATOR

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

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

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

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

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

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

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

APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

PROTECTION INPUTS

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

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

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

CONTROL INPUTS

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

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

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

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

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

(where Vpk is the peak line voltage) สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

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

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

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

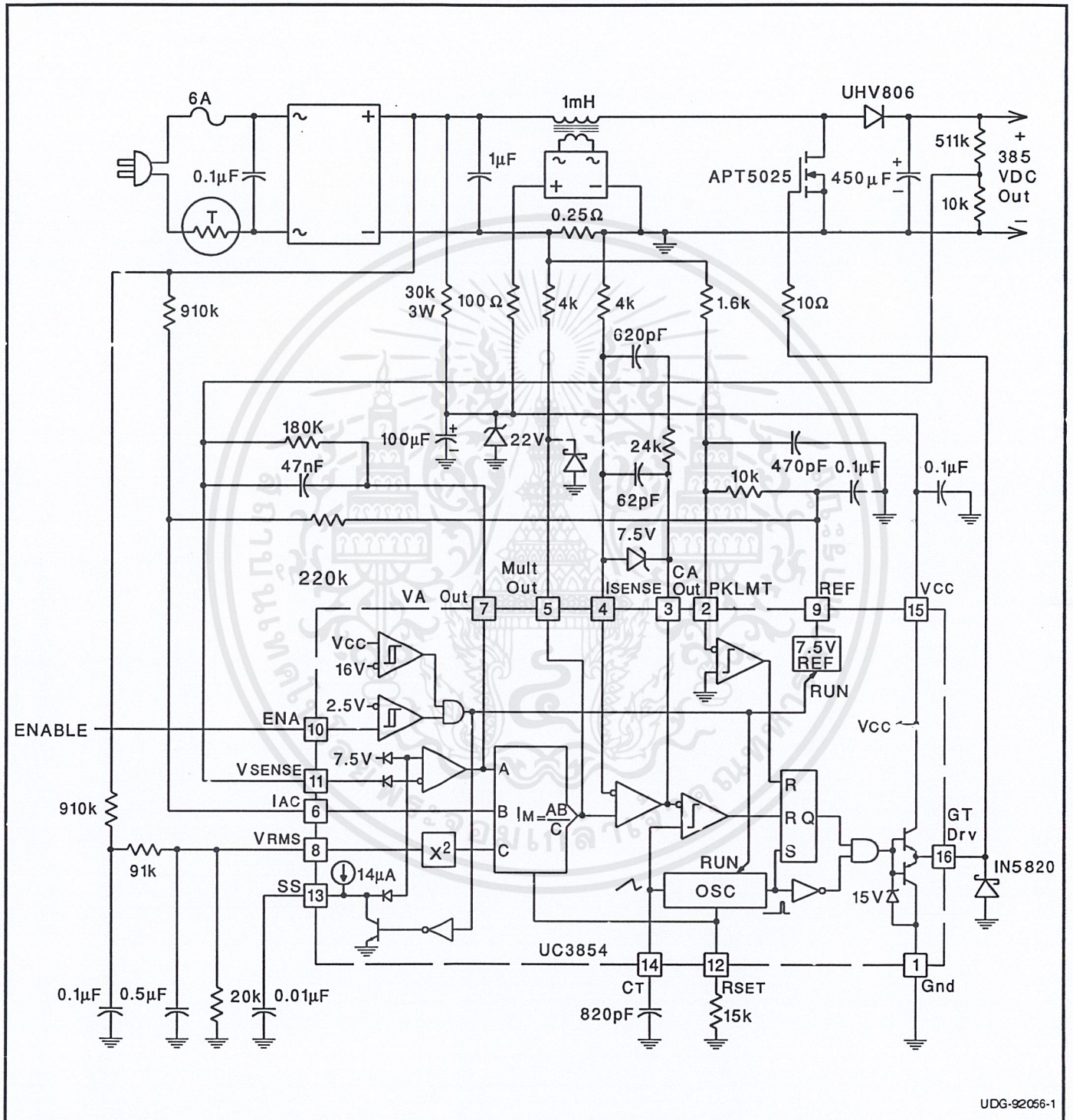
$$I_{MAX} = \frac{-I_{MULTMAX} \times 4k}{0.25\Omega} = -4A$$

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

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

FIGURE 1 - Typical Application

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



NOTE: Boost inductor can be fabricated with ARNOLD MPP toroidal core part number A-438381-2, using a 55 turn primary and a 13 turn secondary.

IMPORTANT NOTICE

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

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

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

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

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

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

Código	Descripción	Código de Fábrica
2N5945	NPN 12.5V 4W 470MHz TRANSMIS.	2N5945
2N6027	PROGRAMM.UNIJUNC.40V 300mW PLASTIC(TO-92	2N6027
2N6028	UNIJ. PROGRAMABLE	2N6028
2N6055	NPN SI 60V 8A 100W 4MHz	2N6055
2N6122	NPN HIGH POWER 4A60V 40W (TO-220)	2N6122
2N6125	PNP POWER 4A 60V 40W (TO-220)	2N6125
2N6308	NPN 8A 350V 125W POTENCIA	2N6308
2N6255	TRANSISTOR RF 136-175MHz 3W FM	2N6255
2N7000	N-CHANNEL MOSFET 60V 200mA	2N7000
MJ10016	NPN DARLINGTON 50A 500V 250W (TO-3)	MJ10016
MJ11015	PNP POWER DARLINGT. 30A 120V 200W (TO-3)	MJ11015
MJ11016	NPN DARLINGT. 30A 120V 200W (TO-3)	MJ11016
MJ11032	NPN DARLINGT. POWER 50A 120V 300W (TO-3)	MJ11032
MJ11033	PNP DARLINGTON 50A 120V (TO-3)	MJ11033
SKG50E70	DARLINGTON 50A 700V	SKG50E70
MJ12005	NPN 8A 1500V 100W	MJ12005
MJE13007	NPN POWER 8A 400V 2W (TO-220AB)	MJE13007
KSE13007	NPN POWER 8A 400V 2W (TO-220AB)	KSE13007
MJE13009	NPN POWER SWITCH. 12A 400V 100W (TO-220)	MJE13009
MJ14003	PNP HIGH CURRENT 60A 80V 300W (TO-204)	MJ14003
MJ15001	NPN POWER 15A 140V 200W (TO-3)	MJ15001
MJ15002	PNP POWER 15A 140V 200W (TO-3)	MJ15002
MJ15003	NPN POWER 20A 140V 250W (TO-3)	MJ15003
MJ15004	PNP POWER 20A 140V 250W (TO-3)	MJ15004
MJ15015	NPN HIGH POWER 15A 120V 180W (TO-204)	MJ15015
MJ15016	PNP HIGH POWER 15A 120V 180W (TO-204)	MJ15016
MJ15024	NPN 16A 250V 250W (TO-3)	MJ15024
MJ15025	PNP 16A 250V 250W (TO-3)	MJ15025
MJE15030	NPN POWER TRANSISTOR 8A 150V 50W(TO-220)	MJE15030
MJE15031	PNP POWER TRANSISTOR 8A 150V 50W(TO-220)	MJE15031
MJH16006A	NPN POWER 8A 500V (TO-218)	MJH16006A

Transistores MOS

MTM2N45	N POWER MOSFET 2A 450V 75W (TO-204)	MTM2N45
MTP2N45	N CHANNEL MOS 2A 450V 75W	MTP2N45
MTM3N35	N POWER MOSFET 3A 350V 75W (TO-204)	MTM3N35
MTP5N06	MOS M 5A 60V 50W	MTP5N06
MTP5N40	N POWER MOSFET 5A 400V 75W (TO-220)	MTP5N40
MTM20N10	N CHAN.POWER MOSFET 20A 100V 100W(TO-204	MTM20N10
IRFZ34	N CHANNEL POWER MOSFET 30A 60V (TO-220)	IRFZ34
IRFZ40	N CHANNEL 50V 25A 0.028OHM	IRFZ 40
IRFZ44	N CHANNEL POWER MOSFET 60V 35A (TO-220)	IRFZ44
BUZ74	CANAL N 2.4A 500V 30OHm	BUZ74
IRF510	MOSFET N CHANNEL 100V 4A 20W	IRF510
IRF610	MOSFET N CHANNEL 200V 2.5A 20W	IRF610
IRF450	N CHANNEL MOSFET 500V 13A 0.4OHM	IRF450
IRF540	N CHANNEL POWER MOSFET 28A 100V (TO-220)	IRF540
IRF530	N CHANNEL POWER MOSFET 14A 100V (TO-220	IRF530
IRF520	N CHANNEL POWER MOSFET 10A 100V (TO220)	IRF520
IRF634	N CHANNEL POWER MOSFET 8,1A 250V (TO-220	IRF634
IRF630-X	N CHANNEL POWER MOSFET 9A 200V (TO-220)	IRF630-X

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวัสดุสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เชิงพาณิชย์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Código	Descripción	Código de Fábrica
IRF630	N CHANNEL POWER MOSFET 9A 200V (TO-220)	IRF630
IRF730	N CHANNEL POWER MOSFET 2.5A 400V (TO-220)	IRF730
IRF740	N CHANNEL POWER MOSFET 10A 400V (TO-220)	IRF740
IRF820	N CHANNEL POWER MOSFET 2,5A 500V (TO-220)	IRF820
IRF830-R	N CHANNEL MOSFET POWER 500V 4,5A(TO-220)	IRF830-R
IRF830	N CHANNEL MOSFET POWER 500V 4,5A(TO-220)	IRF830
IRF840	MOSFET DE POTENCIA 500V 8A 125W (TO-220)	IRF840
IRFD110	N CHANNEL POWER MOSFET 1A 100V (DIP)	IRFD110
IRFD120	N CHANNEL POWER MOSFET 1.3A 100V (HEXDI)	IRFD120
IRFD9120	P CHANNEL MOSFET 1A 100V (DIP-4)	IRFD9120
IRF9530	P CHANNEL POWER MOSFET 12A 100V (TO-220)	IRF9530
IRF9630	P CHANNEL POWER MOSFET 6,5A 200V (TO-220)	IRF9630
IRFP054	CAN.N MOSFET POTENCIA 60V 70A 230W(TO247)	IRFP054
IRFP150	N CHANNEL POWER MOSFET 40A 100V (TO-3)	IRFP150
IRFP140	N CHANNEL POWER MOSFET 31A 100V 0.077OHM	IRFP140
IRFP250	N CHANNEL POWER MOSFET 33A 200V (TO-3P)	IRFP250
IRFP260	N CHANNEL POWER MOSFET 46A 200V (TO-247)	IRFP260
IRFP450	N CHANNEL POWER MOSFET 14A 500V (TO-3P)	IRFP450
IRFP460	N CHANNEL POWER MOSFET 20A 500V (TO-3P)	IRFP460
MTP3055	N AUDIO POWER 15A 60V 115W (TO-220)	MTP3055

Tiristores

MCR22-4	TIRISTOR 1.5A 200V	MCR22-4
MCR100/3	TIRISTOR 100V 0.8mA	MCR100/3
MCR100/6	TIRISTOR 0,8A 400V PLASTICO (TO-92)	MCR100/6
C106D	TIRISTOR 4A 400V (TO-126)	C106D
C106M	TIRISTOR 4A 600V (TO-225)	C106M
TYN406	TIRISTOR 6A 400V (TO-220)	TYN406
TYN612	TIRISTOR 6A 600V	TYN612
S4008R	TIRISTOR 8A 400V (TO-220)	S4008R
TYN408	TIRISTOR 8A 400V (TO-220)	TYN408
MCR72-6	TIRIST.COMPUERTA SENSIBLE 8A 400V(TO220)	MCR72-6
MCR218-6	SCR 8A 400V (TO-220)	MCR218-6
TIC116D	TIRISTOR 8A 400V (TO-220) = MCR218-6	TIC116D
2N4172	TIRISTOR 8A 400V A ROSCA (86-01)	2N4172
2N6397	TIRISTOR 12A 400V (TO-220)	2N6397
2N6398	TIRISTOR 12A 600V (TO-220)	2N6398
10RIA40	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 400V (TO-48)	10RIA40
10RIA60	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 600V (TO-48)	10RIA60
10RIA80	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 800V (TO-48)	10RIA80
10RIA120	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 1200V (TO-48)	10RIA120
C35M	TIR.REVERSE BLOCK TRIODE 35A600V(263-03)	C35M
TYN690	TIRISTOR 20A 600V (TO-220)	TYN690
25RIA40	TIRISTOR 25Aavg (40A RMS) 400V (TO-48)	25RIA40
25RIA80	TIRISTOR 25Aavg (40A RMS) 800V (TO-48)	25RIA80
25RIA120	TIRISTOR 25Aavg (40A RMS) 1200V (TO-48)	25RIA120
50RIA40	TIRISTOR 50Aavg (80A RMS) 400V (TO-65)	50RIA40
50RIA80	TIRISTOR 50Aavg (80A RMS) 800V (TO-65)	50RIA80
50RIA120	TIRISTOR 50Aavg (80A RMS) 1200V (TO-65)	50RIA120
80RIA40M	TIRISTOR 80Aavg (125A RMS) 400V METRICO	80RIA40M
80RIA60	TIRISTOR 80Aavg (125A RMS) 600V 1/2"	80RIA60

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Diodos

DB3	DIAC 32V PLASTICO (DO-35)	DB3
BAS16BAG	DIODO RAPIDO 250mA 75V SMD BAGx100	52-0016
HT32	DIAC 32V (VIDRIO/AXIAL) (DO-35)	HT32
BB405	DIODO VARICAP	BB405
BB405B	DIODO VARICAP	BB405B
BB505	DIODO VARICAP	BB505
BB809	DIODO VARICAP	BB809
1N4936	DIODO 1A 400V RAP.PLAS.AXI.200nSEG(DO-41)	1N4936
FR104	DIODO RAPIDO 1A 400V 350nSEG.	FR104
FR107	DIODO RAPIDO 1A 1000V (DO-41)	FR107
MUR110	DIODO ULTRARRAPIDO	MUR110
MUR160	DIODO FAST RECOVERY 1A 600V(DO-41)50nSEG	MUR160
BYF406	DIODO RAPIDO 1A 800V 500nSEG.	BYF406
BYF407	DIODO RAPIDO 1A 1000V 500nSEG.	BYF407
MUR460	DIODO ULTRA FAST RECOVERY 4A 600V(50nSEG	MUR460
MUR620CT	DIODO ULTRARRAPIDO 200V 6A (TO-220)	MUR620CT
1N4948	DIODO 1A 1000V RAP.PLAS/AXI.500nSE(DO-41	1N4948
MR818	DIODO RAPIDO 1A 1000V 500nSEG = 1N4948	MR818
U06G	DIODO DAMPER BOLITA 2A 600V 400nSEG	U06G
BY299	DIODO RAPIDO 2A 800V 500nSEG.	BY299
BYF507	DIODO RAPIDO 2.5A 800V 500nSEG.	BYF507
MR856	DIODO RAPIDO 3A 600V 200nSEG.	MR856
MUR820	DIODO ULTRARRAPIDO 8A 200V 60nSEG(TO-220	MUR820
MUR840	DIODO 8A 400V	MUR840
MUR860	DIODO RAPIDO 8A 600V 60nSEG.	MUR860
MUR1620	DIODO RAPID.DOUBLE 16A 200V 35nSEG(TO-220	MUR1620
MUR3060	DIODO RAPIDO DOBLE 30A 600V 60nSEG.	MUR3060
ZZY36	ZENER BIDIRECCIONAL 36V PLASTICO (DO-13)	ZZY36
1N60	DIODO 10mA 40V GERMANIO (VIDRIO/AXIAL)	1N60
2A100	DIODO 2A 100V PROP.GEN.(PLASTICO)	2A100
1BS101	DIODO DETECTOR DE AM (TO-92)	1BS101
1BS104	DIODO PROPOSITO GENERAL (TO-92)	1BS104
1BS112	DIODO 500mA 60V PROP.GRAL.(TO-92)	1BS112
1BS123	DIODO PROPOSITO GENERAL (TO-92)	1BS123
BA182	DIODO DE SENAL 35V 100mA	BA182
1AS197	DIODO PROPOSITO GENERAL (TO-92)	1AS197
BA479G	DIODO PIN 10MHz 1GHz VIDRIO/AXIAL	BA479G
BYF504	DIODO RECTIFICADOR 2.8A 400V	BYF504
P600M	DIODO 6A 1000V PLASTICO AXIAL	P600M
1N1190A	DIOD.4A 600V CAT.A MASA RECTIFICAD.METAL	1N1190A
MBR1035	DIODO 10A 35V SCHOTTKY (TO-220)	MBR1035
MBR1545	DIODO SCHOTKY 16A 45V	MBR1545
MBR2045CT	DIODO SCHOTTKY 2x10A 40V	MBR2045CT
MBR2545CT	DIODO DOBLE 2x15A 45V SCHOTTKY (TO-220)	MBR2545CT
MBR3035PT	DIODO DOB.2x15A 35V SCHOTTKY PLAS.(TO218	MBR3035PT
PR251	DIODO P/ALTER.25A 100V ROJO CATODO-MASA	PR251
PR251R	DIODO P/ALTER.25A 100V VERDE ANODO-MASA	PR251R
1N3495	DIODO ALTERNADOR 25A 400V NEGATIVO	1N3495
1N3495R	DIODO ALTERNADOR 25A 400V POSITIVO	1N3495R
DDAR	DIODO ALTERNADOR	DDAR

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Código	Descripción	Código de Fábrica
GPPDICE160N	GPP DICE 160 MIL SQUARE N 400V	GPPDICE160N400
GPPDICE160P	GPP DICE 160 MIL SQUARE P 400V	GPPDICE160P400
GPPDICE170N	GPP DICE 170 MIL SQUARE N 400V	GPPDICE170N400
GPPDICE170P	GPP DICE 170 MIL SQUARE P 400V	GPPDICE170P400
1N4001	DIODO 1A 50V PROG.GRAL.PLAST.AXIAL(DO-41	1N4001
1N4002	DIODO 1A 100VPROP.GRAL.PLAST.AXIAL(DO-41	1N4002
1N4004	DIODO 1A 400V PROP.GRAL.PLAS.AXIAL(DO-41	1N4004
1N4004SMD	DIODO RECTIFICADOR 1A 400V SMD	1N4004SMD
1N4004SMDBAG	DIODO 4004 MELF SMD BAGx100	51-4004
1N4007	DIODO 1A 1000V PROP.GRAL.PLA.AXIAL(DO-41	1N4007
1N4007SMDBAG	DIODO 4007 MELF SMD BAGx100	51-4007
1N4148	DIODO 300mA 100V RAPIDO AXIAL/VID.(DO-35	1N4148
1N4148SMD	DIODO 100V 300mA RAPIDO SMD	1N4148SMD
1N4148SMDBAG	DIODO 4148 MINI MELF SMD BAGx100	50-4148
FDLL4148	DIODO 10mA 100V (4nSEG) (MELFLL-34)	FDLL4148
1N5401	DIODO 3A 100V PROP.GRAL.PLAS/AXIAL(DO201	1N5401
1N5402	DIODO 3A 200V (TO-201)	1N5402
1N5404	DIODO 3A 400V PROP.GRAL.PLAS/AXIAL(DO201	1N5404
1N5406	DIODO	1N5406
1N5408	DIODO 3A 1000V PROP.GRAL.PLAS/AXI(DO-201	1N5408
1N5817	DIODO 1A 20V SCHOTTKY PLAST.AXIAL	1N5817
1N5819	DIODO 1A 40V SCHTTKY (DO-41)	1N5819
1N5820	3A 20V SCHOTTKY PLASTICO	1N5820
1N5821	DIODO SCHOTTKY 3A 30V	1N5821
1N5822	DIODO SCHOTTKY 3A 40V	1N5822
1N6263	DIODO SCHOTTKY 15mA 60V UHF	1N6263
HP5082-3081	DIODO HP5082-3081	HP5082-3081
1.5KE30A	DIODO	1.5KE30A
P6KE20CA	TRANSIENT VOLTAGE SUPRESSOR	P6KE20CA

Puentes de Diodos

DF10	PUENTE RECTIFICADOR 1A 1000V (DIP-4)	DF10
W02M	PTE.RECTIF.1.5A 200V PLASTICO/REDONDO	W02M
W08M	PUENTE RECTIFICADOR 1.5A 800V	W08M
W10M	PTE.RECTIF.1.5A 1000V PLASTICO REDONDO	W10M
SKBB80C1000	PTE.RECTIF.1.8A 400V PLAST/RECT.	SKBB80C1000L5B
P102KW	PTE.RECTIF.SEMICONTROLADO 25A 600V	P102KW
P405KW	PTE.RECT.MONOF.SEMICONTRON.40A(RMS)1200V	P405KW
P405W	PTE.MONOFASICO SEMICONTROLADO 40A 1200V	P405W
250JB12L	PTE.RECT.MONOFAS.25A 1200V PLAS/CUA.D-34	250JB12L
35MB60A	PTE.RECT.MONOFAS.35A 600V PLAS/CUAD.D-34	35MB60A
35MB120A	PTE.RECT.MONOFAS.35A 1200V PLAS/CUA.D-34	35MB120A
KBPC1-04	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 3A 400V	KBPC104
KBPC1-10	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 3A 1000V	KBPC110
BR610	PUENTE RECTIFICADOR 6A 1000V	BR610
KBPC8-04	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 8A 400V	KBPC804
KBPC8-10	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 8A 1000V	KBPC810
KBPC15-10	PTE.RECTIF.MONOF.15A 1000V PLAST/CUADRA.	KBPC15-10
PS25/02	PUENTE RECTIFICADOR 25A 200V	PS25/02
PS25/08	PUENTE RECTIFICADOR 25A 800V	PS25/08
KBPC25-10	PTE.RECTIF.MONOFASICO 25A 1000V PLAST.	KBPC25-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF820

N-CHANNEL 500V - 2.5Ω - 4A TO-220

PowerMesh™ II MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF820	500 V	< 3 Ω	4 A

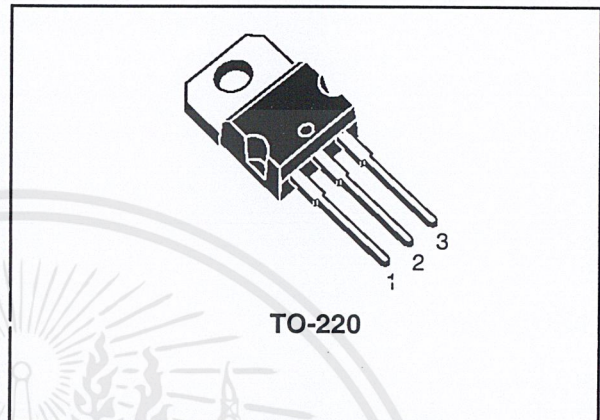
- TYPICAL R_{DS(on)} = 2.5 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- NEW HIGH VOLTAGE BENCHMARK
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

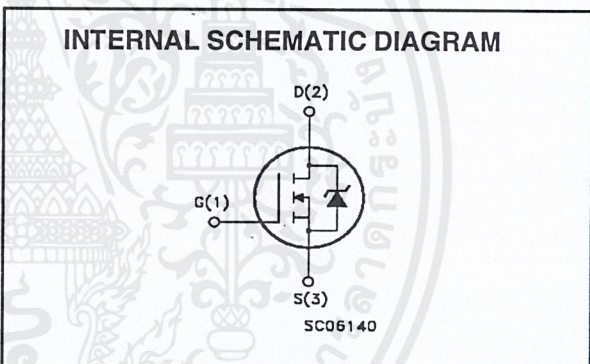
The PowerMESH™ II is the evolution of the first generation of MESH OVERLAY™. The layout refinements introduced greatly improve the Ron*area figure of merit while keeping the device at the leading edge for what concerns switching speed, gate charge and ruggedness.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVES



TO-220



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate- source Voltage	±30	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	4	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	2.5	A
I _{DM} (•)	Drain Current (pulsed)	12	A
P _{TOT}	Total Dissipation at T _C = 25°C	80	W
	Derating Factor	0.64	W/°C
dv/dt (1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(•)Pulse width limited by safe operating area

(1)I_{SD} ≤ 2.5A, di/dt ≤ 50A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_j ≤ T_{JMAX}.

THERMAL DATA

Rthj-case	Thermal Resistance Junction-case Max	1.56	°C/W
Rthj-amb	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5	°C/W
Rthc-sink	Thermal Resistance Case-sink Typ	0.5	°C/W
Tl	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
IA	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by Tj max)	4	A
EAS	Single Pulse Avalanche Energy (starting Tj = 25 °C, ID = IA, VDN = 50 V)	210	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TCASE = 25 °C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V(BR)DSS	Drain-source Breakdown Voltage	ID = 250 µA, VGS = 0	500			V
IDSS	Zero Gate Voltage Drain Current (VGS = 0)	VDS = Max Rating VDS = Max Rating, TC = 125 °C			1 50	µA µA
IGSS	Gate-body Leakage Current (VDS = 0)	VGS = ±30V			±100	nA

ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
VGS(th)	Gate Threshold Voltage	VDS = VGS, ID = 250µA	2	3	4	V
RDS(on)	Static Drain-source On Resistance	VGS = 10V, ID = 1.5 A		2.5	3	Ω
ID(on)	On State Drain Current	VDS > ID(on) × RDS(on)max, VGS = 10V	4			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
gfs (1)	Forward Transconductance	VDS > ID(on) × RDS(on)max, ID = 2A		3		S
Ciss	Input Capacitance	VDS = 25V, f = 1 MHz, VGS = 0		315		pF
Coss	Output Capacitance			52		pF
Crss	Reverse Transfer Capacitance			7.7		pF



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{DD} = 300\text{ V}$, $I_D = 2\text{ A}$ $R_G = 4.7\Omega$, $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, Figure 3)		10		ns
t_r	Rise Time			13		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$, $I_D = 4\text{ A}$, $V_{GS} = 10\text{ V}$		12.5	17	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			2.7		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			6.1		nC

SWITCHING OFF

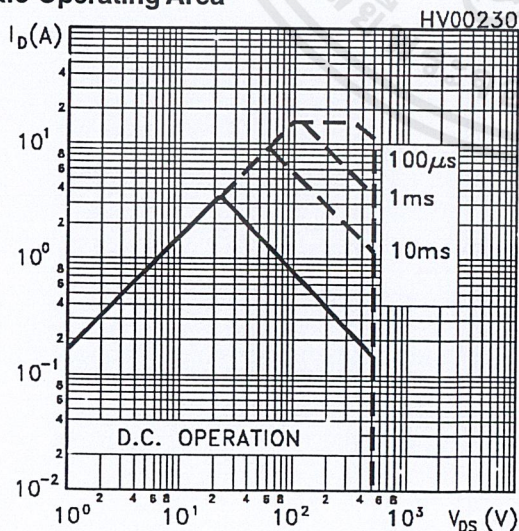
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(off)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$, $I_D = 4\text{ A}$, $R_G = 4.7\Omega$, $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, Figure 5)		15		ns
t_f	Fall Time			13		ns
t_c	Cross-over Time			20		ns

SOURCE DRAIN DIODE

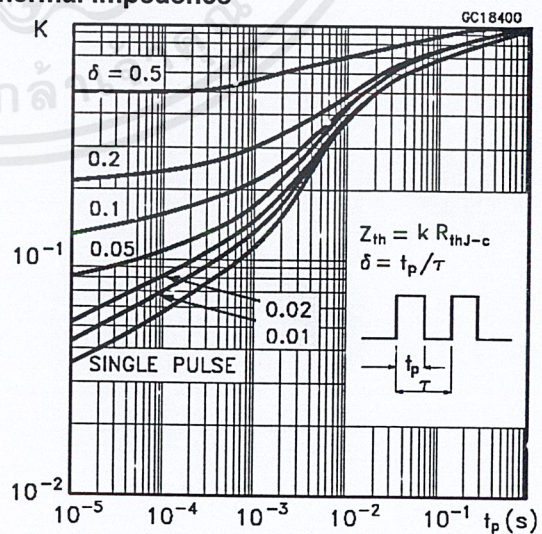
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				4	A
$I_{SDM}(2)$	Source-drain Current (pulsed)				16	A
$V_{SD}(1)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 4\text{ A}$, $V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 4\text{ A}$, $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$ (see test circuit, Figure 5)		400		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			1.64		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			8.2		A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5%.
2. Pulse width limited by safe operating area.

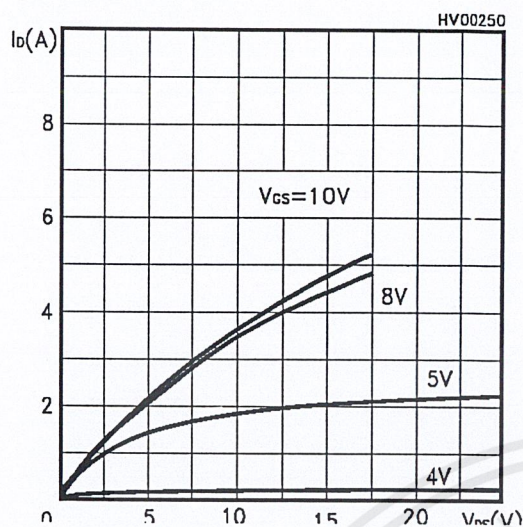
Safe Operating Area



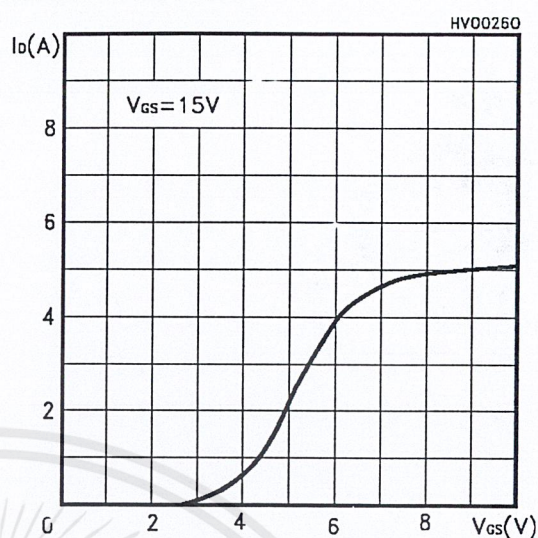
Thermal Impedance



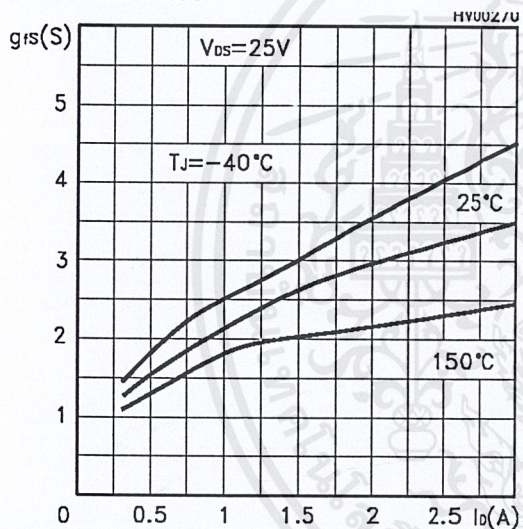
Output Characteristics



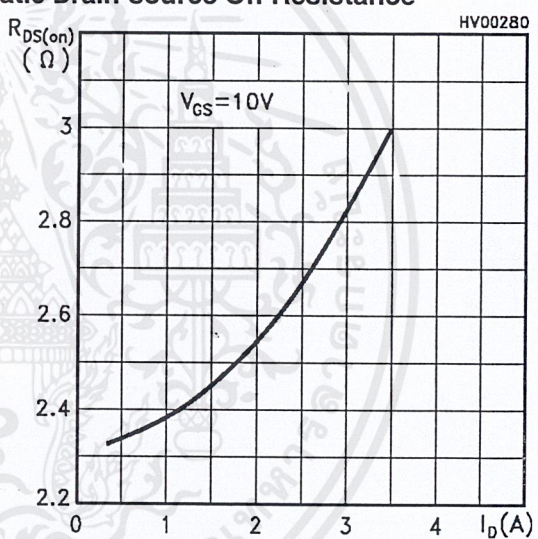
Transfer Characteristics



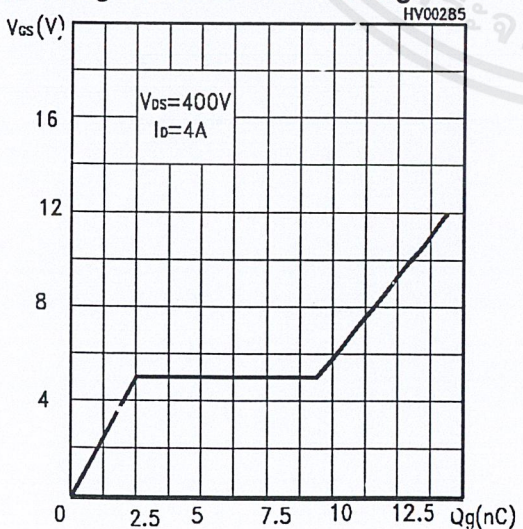
Transconductance



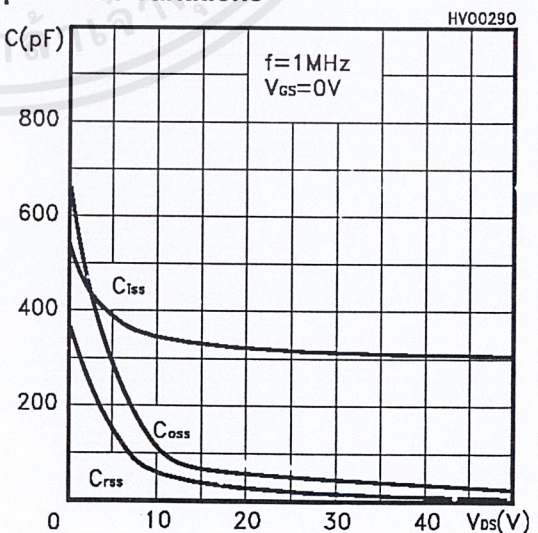
Static Drain-source On Resistance



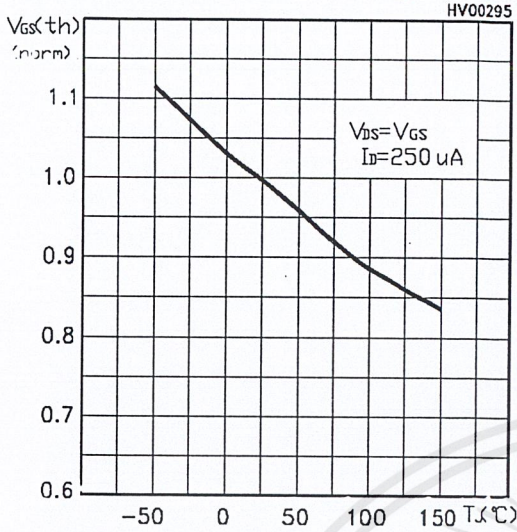
Gate Charge vs Gate-source Voltage



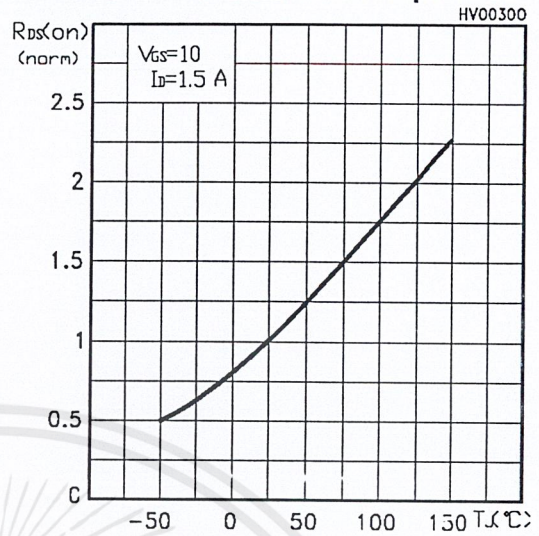
Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temp.



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

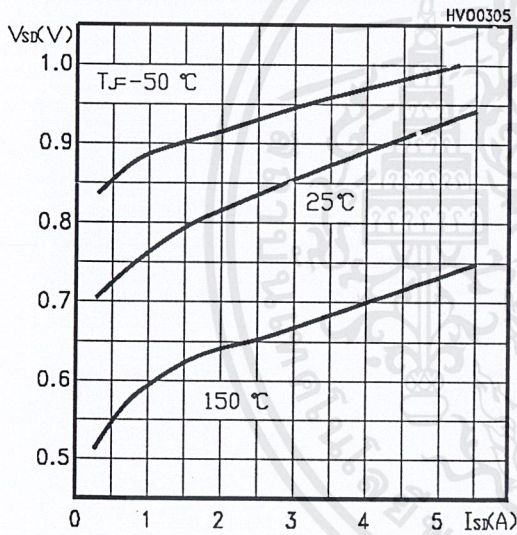


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

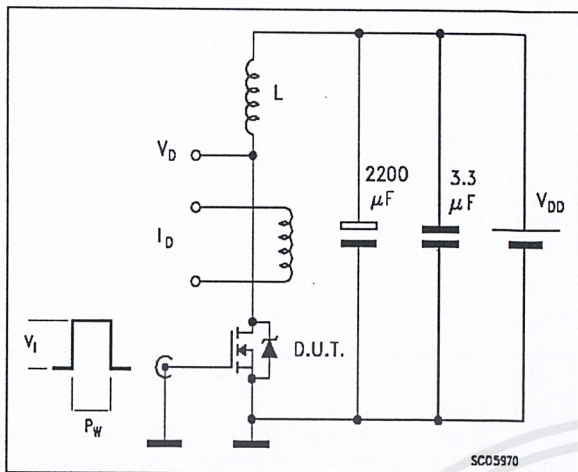


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

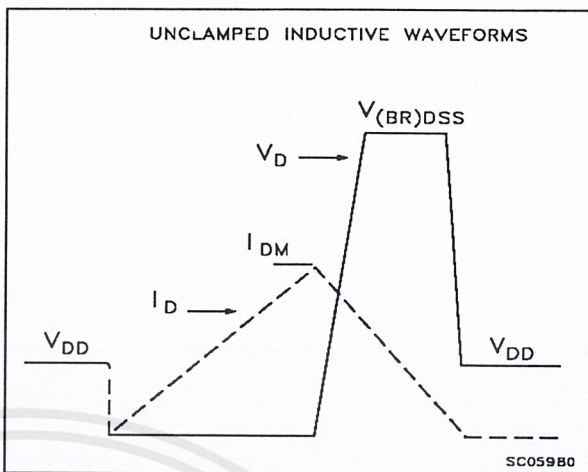


Fig. 3: Switching Times Test Circuit For Resistive Load

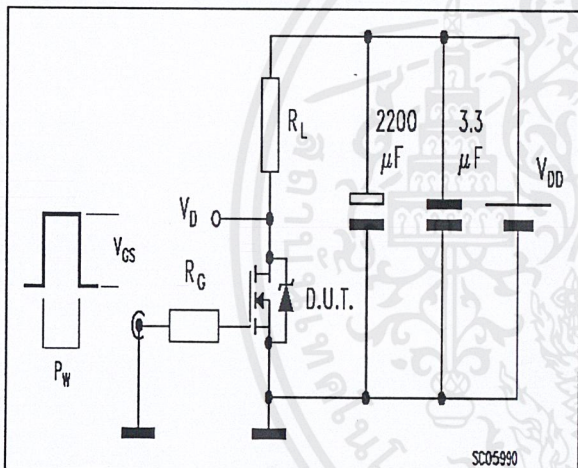


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

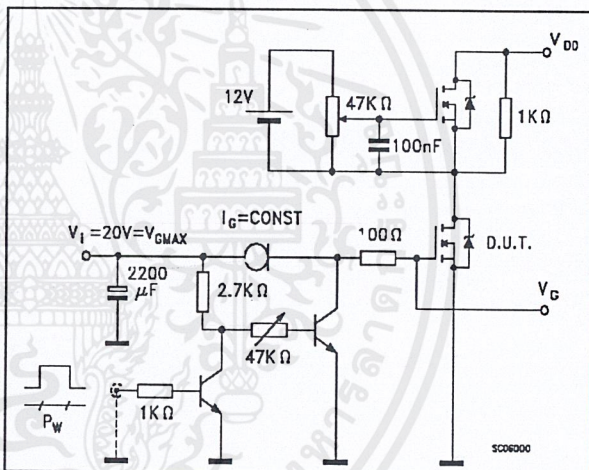
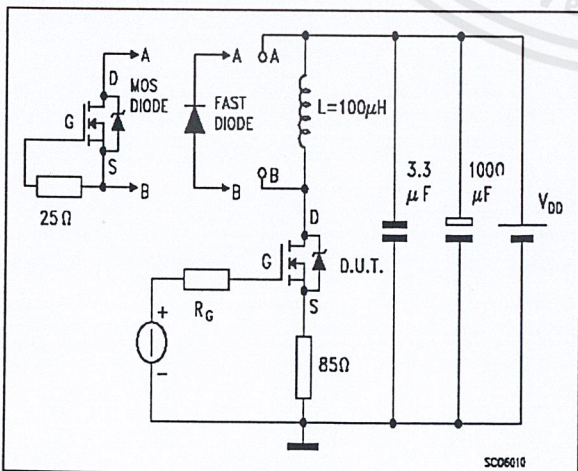
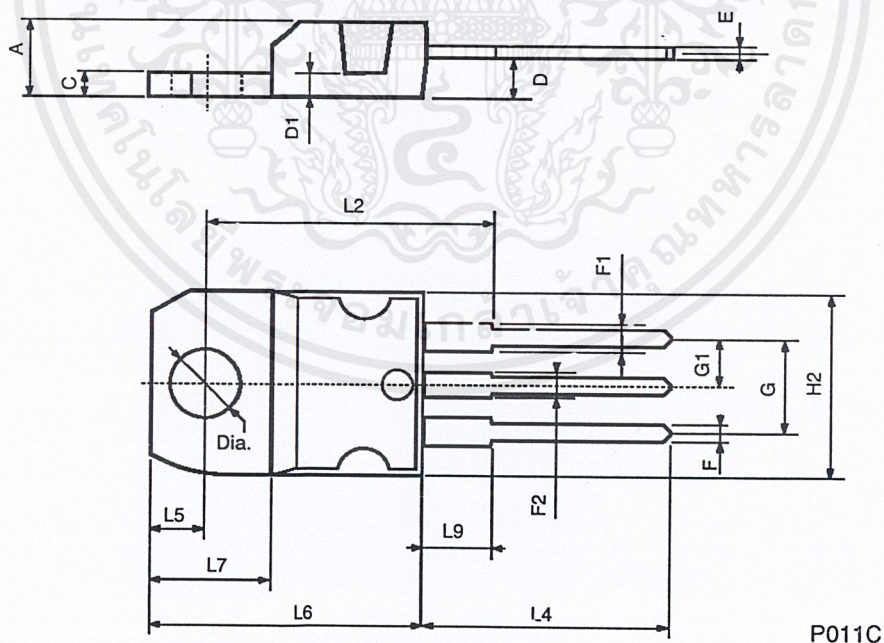


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch:		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



P011C



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

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

©2000 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ดร.ชนินทร์ บุญลักษณะนุสรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษากับตัวอย่างที่เราศรัทธาให้ความไว้วางใจ คำปรึกษาเรื่องของปริญญานิพนธ์และเรื่องการค้ารงตน และขอขอบพระคุณ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำเรื่องต่างๆจนปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลงได้

ขอขอบพระคุณพี่เฉลิมเกียรติ เทพสำราญ ฝ่ายวิจัยและพัฒนาบริษัทเคลต้าอิเล็กทรอนิกส์ กับคำว่าอย่าทำให้ผู้ใหญ่อผิดหวัง และที่ๆปริญญานิพนธ์ทำในห้อง 428 ที่ให้คำปรึกษาจนสำเร็จได้ด้วยดี

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์และภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมที่ได้ให้สถานที่(โดยเฉพาะห้อง 428)และเงินสนับสนุนในการทำปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้อย่างพอเพียง

ขอบคุณธุรการของภาควิชาที่ทำทุกอย่างเสมอภาคกันทั้งนักศึกษาปกติและต่อเนื่อง

ขอขอบคุณ นายไตรภพ วงศ์พันธ์ และนายสาธิต ปิ่นถนอม ที่อยู่ร่วมกันจนเราทำทุกอย่างได้สำเร็จ นายสมบัติ โยธา และนายปิยวัฒน์ บรรวนิชพงษ์ ที่ให้อุปกรณ์เครื่องมือต่างๆแบบเต็มๆและเพื่อนๆที่ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมห้องโอทุกคน

ขอบคุณเพื่อนๆชาวพายัพโอห่มทุกคนในบ้านที่ทำให้กำลังใจรวมถึงให้ใช้คอมพิวเตอร์แบบเต็ม

คุณค่าและคุณประโยชน์ อันพึงมีจากปริญญานิพนธ์นี้ ผู้เขียนขอบอบแด่ บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปราโมทย์ เทพวงษ์

อภิเชษฐ ดีชาติ

บรรณานุกรม

- [1] โคทม อารียา, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 612 หน้า, 2544
- [2] โคทม อารียา, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 667 หน้า, 2544
- [3] Daniel W. Hart, “Introduction to power electronics”, Prentice-hall international, 418 p, 1997
- [4] Muhammad H. Rashid, ‘SPICE for Power Electronics and Electric Power’, Prentice-hall international, 354 p, 1993.
- [5] Ralph E. Tarter. P.E, “Solid- State Power Conversion Handbook”, John Wiley and Sons, 719 p., 1993.
- [6] L. Umanand S.R. Bhat, “Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters”, Wiley eastern, 146 p., 1992.
- [7] G. Spiazzi, P.Tenti, “Utility Interface Issues of Power Electronic Converters”, IAS Annual meeting, 61 p., 1996.
- [8] Richard Redl, “An Economical Single Phase Passive Power-Factor-Correction Rectifier”, IEEE., 1998, pp.454-460
- [9] Lloyd Dixon, “Average Current Mode Control of Switching Power Supplies”, Texas Instruments, 2001, pp.1-14
- [10] Milan M. Jovanovic and David E. Crow, “Merits and Limitations of Full-Bridge Rectifier with LC Filter”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.33, No.2, March/April 1997, pp.551-557
- [11] Richard Redl, “Power-Factor correction in Bridge and Voltage-Doubler Rectifier Circuits with Inductor and Capacitors”, IEEE., 1995, pp.466-472
- [12] Atluri Rama Prasad, Phoivos D. Ziogas, “A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifiers”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, No.6, December 1990, pp.521-530
- [13] W.Mack Grady and Robert J. Gilleskie, “Harmonics and How They Relate to Power Factor”, EPET Power Quality Issues & Opportunities Conference, November 1993, pp. 1-8

- [14] J.C. Clare and R.M. Davis, "The Prediction of Supply Current Waveform and Harmonics for Rectifier Circuit with Capacitive Smoothing", The European Power Electronic , 1993. , pp.200-205
- [15] Mehmet K. Nalbant, "Power Factor Calculations and Measurements" IEEE, 1990., pp. 543-552
- [16] Richard Redl, "Reducing Distortion in Boost Rectifiers with Automatic control", IEEE., 1997, pp.74-80
- [17] Thomas S.Key, "Comparison of Standards and PowerSupply Design Options for Limiting Harmonic Distortion in Power systems", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 29, No.4, July/August 1993, pp. 688-695
- [18] Arthur W. Kelley and William F. Yadusky, "Rectifier Design for Minimum Line Current Harmonics and Maximum Power Factor", IEEE, 1989, pp. 13-22
- [19] Bill Andreyak, "Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications", Texas Instruments , Unitrode Disgn Note, 1999, pp.1-5
- [20] Philip C. Todd, "UC3854 Control Power Factor Correction circuit Design, Texas Instruments , Unitrode Disgn Note, 1999, pp.269-288